

**KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

MEKATRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**LLC REZONANT YARIM KÖPRÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜSÜNDEKİ
MANYETİK ELEMANLARIN GÜÇ KAYBI KESTİRİM
YÖNTEMLERİ VE DOĞRULANMASI**

VOLKAN SÜEL

KOCAELİ 2019

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
MEKATRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

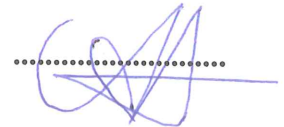
LLC REZONANT YARIM KÖPRÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜSÜNDEKİ
MANYETİK ELEMANLARIN GÜÇ KAYBI KESTİRİM
YÖNTEMLERİ VE DOĞRULANMASI

VOLKAN SÜEL

Dr. Öğr. Üyesi Selçuk KIZIR
Danışman, Kocaeli Üniversitesi
Doç. Dr. Metin AYDIN
Jüri Üyesi, Kocaeli Üniversitesi
Prof. Dr. Ahmet HAVA
Jüri Üyesi, Orta Doğu Teknik Üniversitesi


.....


.....


.....

Tezin Savunulduğu Tarih: 10.07.2019

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR

LLC rezonant yarım köprü dönüştürücüsü, öne çıkan özellikleri ile son yıllarda oldukça popüler bir topoloji olmuştur. Literatürde LLC rezonant yarım köprü dönüştürücü tasarımına yönelik birçok tasarım algoritması bulunmasına karşılık, manyetik elemanların güç kayıplarının kestirimine odaklı çalışma bulunmamaktadır. Bu tez ile birlikte LLC rezonant yarım köprü dönüştürücüsü için bu eksiklikler giderilmeye çalışılmış, henüz tasarım aşamasındayken, manyetik elemanların güç kaybı kestirim yöntemleri sunulmuş, manyetik elemanların en uygun biçimde tasarımına odaklanılmıştır.

Bu çalışmanın başarıyla gerçekleştirilebilmesi için bilgi, deneyim ve desteğini hiçbir zaman esirgemeyen değerli danışman hocam Sn. Dr. Öğr. Üyesi Selçuk Kızır'e çok teşekkür ederim.

Teknik konulardaki bilgi birikimi ve yönlendirmesi ile mühendislik kariyerime ışık tutan ve tezimde kullandığım birçok tekniği kendisinden öğrendiğim Sn. Tayfun Özgen'e özel bir teşekkür etmek isterim.

Başarılarını ve kariyerini her zaman örnek aldığım, çalışmalarım boyunca desteğini hiçbir zaman esirgemeyen değerli hocam Sn. Prof. Dr. Ahmet M. Hava'ya özel teşekkürlerimi sunarım.

Yaptığım çalışmalarını en az benim kadar dert edinen çalışma arkadaşlarım Halil Alper Onay, Mehmet Caner Başol ve Koray Yılmaz Kaya'ya teşekkürü borç bilirim. Sizlerin eşsiz desteği ile bu çalışma amacına ulaşmıştır.

Üniversite hayatımız boyunca mühendis olabilmek için her türlü engeli birlikte aştığımız ve karşılaştığımız her zorlukta desteklerini hiçbir zaman esirgemeyen meslektaşlarım Kocaeli Üniversitesi Arş. Gör. Sn. Tuğçe Yaren'e, Innovels Ltd. Şti. AR-GE Mühendisi Sn. Faruk Furkan Fırat'a ve Tübitak SAGE Araştırmacısı Sn. Yasin Yeniaydın'a teşekkürü borç bilirim. Sizlerin desteği benim için çok değerlidir.

Çok şanslı bir çocukluk geçirmemi sağlayan ve hayatımda ayrı ayrı çok özel yerlere sahip olan çocukluk arkadaşlarım Uğur Büyükaşahin'e, Özgür Başköy'e, Burak Yiğit'e, Ferhat Bitecek'e, Doğan Kaymaz'a, Rıza Çelik'e ve Yasin Ergül'e çalışmalarım boyunca gösterdikleri sabır ve anlayışlarından dolayı çok teşekkür ederim. Güç kaynağım sizlersiniz.

Bu çalışma, hayatımın her anında bana ilham kaynağı olan ve desteklerini hiçbir zaman esirgemeyen babam Sn. Taşkın Süel'e, annem Sn. Nursel Süel'e ve biricik kız kardeşim Sn. Ecem Süel'e adanmıştır.

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR	i
İÇİNDEKİLER	ii
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	iv
TABLolar DİZİNİ	viii
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	viii
ÖZET.....	xiii
ABSTRACT	xiv
GİRİŞ	1
1. GENEL BİLGİLER.....	3
1.1. Literatür Araştırması	7
2. LLC REZONANT YARIM KÖPRÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜ GENEL BİLGİLER.....	9
2.1. Dönüştürücü Donanım Yapısı	11
2.1.1. Kare dalga üretici	11
2.1.2. Rezonant tank.....	11
2.1.3. Doğrultucu yapı.....	12
2.2. Dönüştürücü Matematiksel İfadeleri	13
2.3. Dönüştürücü Çalışma Prensipleri	17
3. MANYETİK ELEMANLARIN TASARIM TEMELLERİ.....	21
3.1. Manyetik Nüve	21
3.2. Manyetik Eleman Sargıları.....	29
3.3. Kayıplar	36
3.3.1. Nüve kayıpları	38
3.3.2. Bakır kayıpları.....	43
4. UYGULAMA DEVRESİ TASARIMI	46
4.1. Trafo Sarım Oranı	47
4.2. Minimum ve Maksimum Kazanç Değerleri.....	48
4.3. Endüktansların Oranı.....	48
4.4. Maksimum Kalite Faktörü	49
4.5. Birincil Tarafa İndirgenmiş Eş Değer Yük Direnci	49
4.6. Rezonant Kapasitörü	50
4.7. Rezonant Endüktansı ve LLC Trafosu Miknatıslama Endüktansı	50
4.8. Tank Empedansı ve Birincil Tarafa İndirgenmiş Minimum Eş DeğerYük Direnci	51
4.9. Kalite Faktörünün Değişim Aralığı.....	51
4.10. Anahtarlama Frekansının Değişim Aralığı.....	51
4.11. Manyetik Elemanların Efektif ve Tepe Akımları.....	53
4.12. Yumuşak Anahtarlama Kontrolü.....	54
4.13. Rezonant Endüktans Tasarımı	56
4.14. LLC Trafo Tasarımı	58
5. DENEYSSEL ÖLÇÜMLER VE TASARIM DOĞRULAMA	61
5.1. Kritik Malzeme Bilgileri ve Seçim Kriterleri.....	61
5.2. Deneysel Ölçümler	62

5.2.1. Güvenli kalkış kontrolü.....	63
5.2.2. Anahtarlama frekansı değişim aralığının kontrolü.....	65
5.2.3. Sıfır gerilimde yumuşak anahtarlama kontrolü.....	68
5.2.4. Rezonant tank akımının kontrolü	70
6. MANYETİK ELEMANLARIN KAYIP ANALİZİ	73
6.1. Rezonant Endüktansı.....	73
6.1.1. Matematiksel hesaplamalarla rezonant endüktansı güç kaybı kestirimi.....	74
6.1.2. Analitik çözümlenmeye dayalı benzetim programı ile rezonant endüktansı güç kaybı kestirimi.....	78
6.1.3. Sonlu elemanlar analizi ile rezonant endüktansı güç kaybı kestirimi.....	85
6.1.4. Termal ölçümlerle rezonant endüktansı güç kaybının doğrulanması	93
6.2. LLC Trafosu	95
6.2.1. Matematiksel hesaplamalarla LLC trafosunun güç kaybı kestirimi	96
6.2.2. Analitik çözümlenmeye dayalı benzetim programı ile rezonant endüktansı güç kaybı kestirimi.....	102
6.2.3. Sonlu elemanlar analizi ile rezonant endüktansı güç kaybı kestirimi.....	108
6.2.4. Termal ölçümlerle LLC trafosu güç kaybının doğrulanması	109
7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	113
EKLER	118
KAYNAKLAR	128
KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER	133
ÖZGEÇMİŞ	134

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1.	Güç elektroniği teknolojisinin temel bileşenleri	3
Şekil 1.2.	Güç kaynaklarında bozulmalara sebep olan elemanların hata oranları	5
Şekil 1.3.	Manyetik elemanların bozulmalarına sebep olan kök nedenler	6
Şekil 2.1.	Topoloji belirleme kıstasları.....	10
Şekil 2.2.	LLC rezonant yarım köprü dönüştürücü basitleştirilmiş şematik görünümü	11
Şekil 2.3.	(a) Tam dalga doğrultucu (b) Köprü doğrultucu	12
Şekil 2.4.	Senkron doğrultucu yapısı.....	12
Şekil 2.5.	LLC rezonant yarım köprü dönüştürücü devre modeli a) Lineer olmayan ve sinüzoidal olmayan devre modeli b) Lineer devre modeli	14
Şekil 2.6.	Endüktansların oranının kazanç eğrisine etkisi	16
Şekil 2.7.	LLC rezonant yarım köprü dönüştürücüsü tipik kazanç grafiği	17
Şekil 2.8.	LLC rezonant yarım köprü dönüştürücü çalışma bölgeleri.....	18
Şekil 2.9.	Rezonant frekansının altında çalışma ($f_{sw} < f_{r1}$)	19
Şekil 2.10.	Rezonant frekansının üstünde çalışma ($f_{sw} > f_{r1}$)	19
Şekil 3.1.	N87 malzemesine ait B-H karakteristik eğrisi	22
Şekil 3.2.	POT nüve.....	23
Şekil 3.3.	EE nüve	23
Şekil 3.4.	ETD nüve	24
Şekil 3.5.	PQ nüve	24
Şekil 3.6.	Fairchild'ın önerdiği nüve seçim tablosu	25
Şekil 3.7.	Infineon'ın önerdiği nüve seçim tablosu	26
Şekil 3.8.	Nüveye ait pencere kesit alanı ve göbek kesit alanı.....	27
Şekil 3.9.	Hava aralığının B-H karakteristiğine etkisi.....	28
Şekil 3.10.	Hava aralığının nüvede konumlandırılması (a) Orta bacakta (b) Alt ve üst bacaklarda	29
Şekil 3.11.	Bakır şeritli trafo	29
Şekil 3.12.	Yüksek frekansta çalışan trafo gerçek zamanlı modeli.....	30
Şekil 3.13.	Emaye tel.....	31
Şekil 3.14.	Üç kere yalıtılmış tel (TEX-E)	32
Şekil 3.15.	Emaye tel ve TEX-E tel ile sarılmış trafolarda pencere alanının kullanımı.....	32
Şekil 3.16.	LITZ teli	33
Şekil 3.17.	Sandviç sarım tekniği	34
Şekil 3.18.	Tümleşik trafo	35
Şekil 3.19.	C tipi sargı modeli	35
Şekil 3.20.	Z tipi sargı modeli	35
Şekil 3.21.	Geleneksel ve bifilar sarılmış trafo	36

Şekil 3.22. N27 malzemesi EC41 nüvesi için nüve, bakır ve toplam kayıpların değişim eğrisi	37
Şekil 3.23. N87 nüvesine ait hacim başına düşen kayıp yoğunluğu grafiği.....	38
Şekil 3.24. Güç elektroniği uygulamalarında en sık görülen manyetik nüve akı yoğunluğu uyarma biçimleri	40
Şekil 3.25. Termal ölçüm düzeneği.....	41
Şekil 3.26. Wattmetre yönteminin ölçüm düzeneği	42
Şekil 3.27. Deri etkisinden dolayı iletken içerisindeki akım dağılımı	43
Şekil 3.28. Çalışma frekansına göre telin AC/DC direnç oranı	44
Şekil 3.29. Aynı yönlü akan akımlardan kaynaklı iletkenlerdeki yakınlık etkisinden dolayı oluşan akım dağılımı.....	45
Şekil 3.30. Zıt yönlü akan akımlardan kaynaklı iletkenlerdeki yakınlık etkisinden dolayı oluşan akım dağılımı.....	45
Şekil 4.1. Çeşitli Kalite Faktörlerine Göre Dönüştürü Kazanç Eğrileri.....	49
Şekil 4.2. Normalize edilmiş minimum çalışma frekansı.....	52
Şekil 4.3. Normalize edilmiş minimum çalışma frekansı.....	52
Şekil 4.4. Lineer devre modeli	53
Şekil 4.5. Ölü zaman aralığında çalışma prensibi	55
Şekil 4.6. Ölü zaman aralığında eş değer devre modeli	55
Şekil 5.1. 100 W LLC rezonant yarım köprü dönüştürücüsü test prototipi	61
Şekil 5.2. Güvenli kalkış kontrolü için oluşturulan ölçüm düzeneği	64
Şekil 5.3. Kalkış anında anahtarlama karakteristiği	65
Şekil 5.4. Kalkış aşamasındaki anahtarlama karakteristiği	65
Şekil 5.5. Anahtarlama frekansı değişim aralığının kontrolü için oluşturulan ölçüm düzeneği	66
Şekil 5.6. Minimum giriş gerilimi ve maksimum yüklenme durumunda çalışma	67
Şekil 5.7. Maksimum giriş gerilimi ve minimum yüklenme durumunda çalışma	67
Şekil 5.8. Nominal giriş gerilimi ve nominal yüklenme durumunda çalışma.....	68
Şekil 5.9. Sıfır gerilimde yumuşak anahtarlama kontrolü için oluşturulan ölçüm düzeneği	69
Şekil 5.10. Alt MOSFET sıfır gerilimde yumuşak anahtarlama karakteristiği.....	69
Şekil 5.11. Üst MOSFET sıfır gerilimde yumuşak anahtarlama karakteristiği.....	70
Şekil 5.12. Rezonant tank akımının kontrolü için oluşturulan ölçüm düzeneği.....	71
Şekil 5.13. Minimum giriş gerilimi ve maksimum yüklenme durumunda rezonant tank akımı	72
Şekil 6.1. 3C94 malzemesinin hacim başına düşen kayıp yoğunluğu grafiği.....	75
Şekil 6.2. Rezonant endüktansının PExpert programındaki nüve şekli, karkas, nüve malzemesi ve tel özellikleri	79
Şekil 6.3. Rezonant endüktansının PExpert programındaki elektriksel girdileri-1.....	80
Şekil 6.4. Rezonant endüktansının PExpert programındaki elektriksel girdileri-2.....	80

Şekil 6.5. Rezonant endüktansı güç kayıplarının analizinde seçilen çözüm yöntemleri.....	81
Şekil 6.6. Rezonant endüktansı PEmag modeli.....	82
Şekil 6.7. Rezonant endüktansında oluşan güç kayıpları	82
Şekil 6.8. Rezonant endüktansında oluşan güç kayıplarının dağılımı.....	83
Şekil 6.9. PExpert’te hesaplanan hava aralığı uzunluğu	84
Şekil 6.10. Hava aralığı uzunluğuna göre PEmag’de tekrar modellenen rezonant endüktansı.....	84
Şekil 6.11. Hava aralığı uzunluğuna göre tekrar modellenen rezonant endüktansının güç kaybı sonuçları	85
Şekil 6.12. Hava aralığı uzunluğuna göre tekrar modellenen rezonant endüktansındaki güç kayıplarının dağılımları	85
Şekil 6.13. Model üzerindeki mesh atamalarının görünümü.....	87
Şekil 6.14. Ferroxcube 3C94 malzemesine ait MAXWELL’e girilen bilgiler.....	88
Şekil 6.15. Ferroxcube 3C94 malzemesinin MAXWELL’e girilen B-H karakteristiği.....	88
Şekil 6.16. Rezonant akımın tepe anındaki model üzerindeki enerji yoğunluğu dağılımı.....	89
Şekil 6.17. Rezonant akımın tepe anındaki model üzerindeki akı yoğunluğu dağılımı.....	90
Şekil 6.18. Rezonant akımın tepe anındaki model üzerindeki manyetik alan çizgilerinin dağılımı	91
Şekil 6.19. Rezonant akımın tepe anındaki model üzerindeki akım yoğunluğu dağılımı.....	92
Şekil 6.20. Alan analizi ile elde edilen nüve ve bakır kayıplarının zamana bağlı değişim grafiği.....	92
Şekil 6.21. Termal ölçüm yöntemi için oluşturulan ölçüm düzeneği.....	94
Şekil 6.22. Sıcaklık ölçerlerin yerleşim biçimleri	94
Şekil 6.23. PExpert’de tasarlanabilecek manyetik eleman çeşitleri	102
Şekil 6.24. LLC trafosu nüve kaybı analizi için oluşturulan endüktans modelinin nüve şekli, karkas, nüve malzemesi ve tel özellikleri.....	103
Şekil 6.25. LLC trafosu nüve kaybı analizi için oluşturulan endüktans modelinin PExpert programındaki elektriksel girdileri-1	104
Şekil 6.26. LLC trafosu nüve kaybı analizi için oluşturulan endüktans modelinin PExpert programındaki elektriksel girdileri-2	104
Şekil 6.27. LLC trafosu nüve kaybı analizinde seçilen çözüm yöntemi	105
Şekil 6.28. LLC trafosu nüve kaybı PExpert program çıktısı	105
Şekil 6.29. LLC trafosu bakır kaybı analizi için oluşturulan trafo modelinin PExpert programındaki elektriksel girdileri-1.....	106
Şekil 6.30. LLC trafosu bakır kaybı analizi için oluşturulan trafo modelinin PExpert programındaki elektriksel girdileri-2.....	107
Şekil 6.31. LLC trafosu bakır kaybı analizinde seçilen çözüm yöntemi.....	107
Şekil 6.32. LLC trafosu bakır kaybı PExpert program çıktısı.....	108

Şekil 6.33. Alan analizinde LLC trafosu için oluşturulan modeldeki nüve kaybının zamana bağlı değişimi	109
Şekil 6.34. Alan analizinde LLC trafosu için oluşturulan modeldeki bakır kaybının zamana bağlı değişimi	109
Şekil 6.35. Termal ölçüm yöntemi için oluşturulan ölçüm düzeneği.....	111
Şekil 6.36. Sıcaklık ölçerlerin yerleşim biçimleri	111



TABLULAR DİZİNİ

Tablo 2.1. Dönüştürücü transfer fonksiyonundaki parametreler	15
Tablo 3.1. En sık kullanılan ferrit nüvelerin genel özellikleri.....	24
Tablo 3.2. Yüksek frekansta çalışan trafo gerçek zaman model parametreleri	30
Tablo 3.3. Emaye tel ve TEX-E ile sarılmış trafoların karşılaştırılması	32
Tablo 3.4. Nüve kaybı kestirim yöntemlerinin karşılaştırılması	41
Tablo 4.1. Tasarım girdileri.....	46
Tablo 4.2. E 25/13/7 veri yaprağı bilgileri	57
Tablo 4.3. ETD 29/16/10 veri yaprağı bilgileri.....	59
Tablo 5.1. Ölçümlerde kullanılan cihazların bilgileri.....	63
Tablo 6.1. Termal ölçümlerde kullanılan cihazlar.....	94
Tablo 6.2. Termal ölçüm sonuçları-1	95
Tablo 6.3. Termal ölçüm sonuçları-2	95
Tablo 6.4. Ferroxcube 3C94 malzemesinin Steinmetz katsayıları	97
Tablo 6.5. Termal ölçümlerde kullanılan cihazlar.....	110
Tablo 6.6. Termal ölçüm sonuçları-1	112
Tablo 6.7. Termal ölçüm sonuçları-1	112
Tablo 7.1. Güç kaybı kestirim yöntemlerinin karşılaştırılması	115
Tablo 7.2. Rezonant endüktansındaki tasarım öncesi öngörülen güç kayıpları	116
Tablo 7.3. Rezonant endüktansı için güç kaybı kestirim yöntemlerinin hata oranları	116
Tablo 7.4. LLC trafosundaki tasarım öncesi öngörülen güç kayıpları	117
Tablo 7.5. LLC trafosu için güç kaybı kestirim yöntemlerinin hata oranları.....	117

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

λ	: Endüktansların oranı
L_r	: Rezonant endüktansı, (μH)
L_m	: Mıknatıslama endüktansı, (mH)
C_r	: Rezonant kapasitansı, (μF)
f_{sw}	: Anahtarlama frekansı, (kHz)
f_n	: Anahtarlama frekansının rezonant frekansına oranı
Q	: Kalite faktörü
f_r	: Rezonant frekansı, (kHz)
Z_0	: Karakteristik empedans, (Ω)
f_{r1}	: 1. Rezonant frekansı, (kHz)
f_{r2}	: 2. Rezonant frekansı, (kHz)
μ	: Manyetik geçirgenlik
A_e	: Nüve göbek kesit alanı, (cm^2)
A_w	: Nüve pencere kesit alanı, (cm^2)
B_{SAT}	: Nüveyi doyuma götüreceak akı yoğunluğu, (mT)
R_p	: Birincil sargı direnci, ($\text{m}\Omega$)
L_{lk}	: Birincil sargı kaçak endüktansı, (μH)
R_c	: Nüve kaybı temsil direnci, ($\text{k}\Omega$)
C_p	: Birincil sargı parazitik kapasitans, (pF)
R_s	: İkincil sargı direnci, ($\text{m}\Omega$)
C_s	: İkincil sargı parazitik kapasitans, (pF)
C_m	: Birincil ve ikincil sargı arası parazitik kapasitans, (pF)
P_v	: Hacim başına düşen güç kaybı yoğunluğu, (kW/m^3)
k	: Steinmetz denklemindeki sabit katsayı
α	: Steinmetz denklemindeki frekans üsteli
β	: Steinmetz denklemindeki manyetik akı yoğunluğu üsteli
P	: Güç kaybı, (W)
c_p	: Öz ısı, ($\text{J}/(\text{g}^{\circ}\text{C})$)
m	: Kütle, (g)
ΔT	: Sıcaklık değişimi, ($^{\circ}\text{C}$)
Δ	: Deri kalınlığı, (mm)
f	: Çalışma frekansı, (Hz)
$V_{in,nom}$: Nominal giriş gerilimi, (V_{dc})
V_{in}	: Giriş gerilim aralığı, (V_{dc})
$V_{out,nom}$: Nominal çıkış gerilimi, (V_{dc})
V_{out}	: Çıkış gerilim aralığı, (V_{dc})
V_{ovp}	: Yüksüz durumdaki çıkış gerilimi, (V_{dc})
$I_{out,nom}$: Nominal çıkış akımı, (A_{dc})
$I_{out,nom}$: Çıkış akım aralığı, (A_{dc})
η	: Dönüştürücü verimi
n	: LLC trafosu sarım oranı
V_d	: İkincil taraf doğrultucu diyotu ileri yöndeki tutma gerilimi, (V_{dc})
M_{min}	: Minimum kazanç değeri

M_{nom}	: Nominal kazanç değeri
M_{max}	: Maksimum kazanç değeri
n_e	: LLC trafosu efektif sarım oranı
$V_{in,max}$: Minimum giriş gerilimi, (V_{dc})
$V_{out,max}$: Maksimum çıkış gerilimi, (V_{dc})
Q_{max}	: Maksimum kalite faktörü
$R_{e,nom}$: Birincil tarafa indirgenmiş nominal eş değer yük direnci, (Ω)
$R_{e,max}$: Birincil tarafa indirgenmiş maksimum eş değer yük direnci, (Ω)
$L_{r(\acute{o}n)}$: Rezonant endüktansı ön değeri, (μH)
$L_{m(\acute{o}n)}$: Mıknatıslama endüktansı ön değeri, (mH)
$R_{e,min}$: Birincil tarafa indirgenmiş minimum eş değer yük direnci, ($M\Omega$)
Q_{min}	: Minimum kalite faktörü
Q_{nom}	: Nominal kalite faktörü
$I_{out@Qmin}$: Minimum yüklenme durumundaki yükün isteyeceği akım değeri, (μA)
$f_{sw,min}$: Minimum çalışma frekansı, (kHz)
$f_{sw,max}$: Maksimum çalışma frekansı, (kHz)
$f_{n,min}$: Normalize edilmiş minimum anahtarlama frekansı
$f_{n,max}$: Normalize edilmiş maksimum anahtarlama frekansı
I_{oe}	: Birincil tarafa indirgenmiş yük direncinin efektif akımı, (A_{eff})
I_{Lm}	: LLC trafosu maksimum efektif akımı, (A_{eff})
I_{Lr}	: Rezonant endüktansı efektif akımı, (A_{eff})
$I_{Lm,pk}$: LLC trafosu maksimum tepe akımı, (A_{pk})
$I_{Lm,min}$: LLC trafosu minimum efektif akımı, (A_{eff})
C_{ds}	: Birincil taraf MOSFET çıkış kapasitörü, (pF)
Q1	: Birincil taraf üst MOSFET
Q2	: Birincil taraf alt MOSFET
t_{dead}	: Ölü zaman süresi, (ns)
J_a	: Akım yoğunluğu, (A/mm^2)
K_u	: Paketleme faktörü
$I_{Lr,pk}$: Rezonant endüktansı maksimum tepe akımı, (A_{pk})
V_e	: Nüve hacmi, (mm^3)
ΔB	: Tepeden tepeye akı yoğunluğu değişimi, (mT)
N_p	: Birincil sargı sarım sayısı
N_s	: İkincil sargı sarım sayısı
S_{Lr}	: İletken bakır alanı, (mm^2)
D_{Lr}	: İletken bakır çapı, (mm)
$S_{Lr,pri}$: LLC trafosu birincil sargı iletken bakır alanı, (mm^2)
$D_{Lr,pri}$: LLC trafosu birincil sargı iletken bakır çapı, (mm)
$S_{Lr,sec}$: LLC trafosu ikincil sargı iletken bakır alanı, (mm^2)
$D_{Lr,sec}$: LLC trafosu ikincil sargı iletken bakır çapı, (mm)
ρ_{cu}	: Bakır öz direnci, (Ωm)
μ_0	: Havanın manyetik geçirgenliği, (H/m)
δ_{wl}	: Deri etki derinliği, (mm)
A	: Temel harmonik ve yuvarlak bir tel için deri etkisi
d	: İletken bakır çapı, (mm)
p	: Yan yana iki iletkenin merkezleri arasındaki mesafe, (mm)
F_{rpn}	: n. harmonik etki faktörü
R_{pn}	: n. harmonik için tel direnci, (Ω)
R_{pdc}	: DC tel direnci, (Ω)

N_1	: Katman sayısı
F_{rph}	: Harmonik kayıp faktörü
D	: Doluluk oranı
$P_{Lr,cu}$: Rezonant endüktansı DC bakır kaybı, (W)
$I_{Lr,RMS}$: Rezonant endüktansı efektif akımı, (A_{eff})
R_{dc}	: DC tel direnci, (Ω)
Σl	: Toplam tel uzunluğu, (m)
l_N	: Tur başına kullanılması gereken tel uzunluğu, (mm)
N	: Tur sayısı
γ	: Telin metre başına direnç değeri, (Ω/m)
$P_{Lr,copper}$: Rezonant endüktansı toplam bakır kaybı, (W)
$P_{Lr,core}$: Rezonant endüktansı nüve kaybı, (W)
P_{Lr}	: Rezonant endüktansı toplam güç kaybı, (W)
$F_{rph,pri}$: LLC trafosu birincil taraf harmonik kayıp faktörü
$F_{rpn,rpi}$: LLC trafosu birincil taraf n. harmonik etki faktörü
$P_{Lm,dc,pri}$: LLC trafosu birincil taraf DC bakır kaybı, (W)
$R_{dc,pri}$: LLC trafosu birincil taraf DC tel direnci, (Ω)
$P_{Lm,copper,pri}$: LLC trafosu birincil taraf bakır kaybı, (W)
$F_{rph,sec}$: LLC trafosu ikincil taraf harmonik kayıp faktörü
$F_{rpn,sec}$: LLC trafosu ikincil taraf n. harmonik etki faktörü
$P_{Lm,dc,sec}$: LLC trafosu ikincil taraf DC bakır kaybı, (W)
$R_{dc,sec}$: LLC trafosu ikincil taraf DC tel direnci, (Ω)
$P_{Lm,copper,sec}$: LLC trafosu ikincil taraf bakır kaybı, (W)
P_{Lm}	: LLC trafosu toplam güç kaybı, (W)
E_{Lr}	: Hava aralığında depolanan enerji miktarı, (J)
e_{Lr}	: Hava aralığında depolanan enerji yoğunluğu (J/m^3)
V_{gap}	: Hava aralığının hacmi, (m^3)
$R_{th(Lr_{ortam})}$: Rezonant endüktansı ile ortam arası termik direnç, (K/W)
T_{Lr}	: Rezonant endüktansının sıcaklığı, ($^{\circ}C$)
T_{ortam}	: Ortam sıcaklığı, ($^{\circ}C$)
ΔT_{Lr}	: Rezonant endüktansı ile ortam arasındaki sıcaklık farkı, ($^{\circ}C$)
V_{Lr}	: Rezonant endüktansı sargı gerilimi, (V_{dc})
I_{Lr}	: Rezonant endüktansı sargı akımı, (A_{dc})
R_{Lr}	: Rezonant endüktansı sargı direnci, ($m\Omega$)

Kısaltmalar

AC	: Alternating Current (Alternatif Akım)
AGK	: Anahtarlamalı Güç Kaynağı
AP	: Area Product (Area Product Yöntemi)
B-H	: Manyetik Akı Yoğunluğu-Manyetik Alan Şiddeti
CAD	: Computer Aided Design (Bilgisayar Destekli Tasarım)
DA/DA	: Doğru Akım/ Doğru Akım
DC	: Direct Current (Doğru Akım)
EMI	: Electromagnetic Interference (Elektromanyetik Girişim)
FHA	: Fundamental Harmonic Approximation (Temel Harmonik Yaklaşımı)
IC	: Integrated Circuit (Tümleşik Devre)
iGSE	: Improved Steinmetz Equation (İyileştirilmiş Steinmetz Denklemi)

LED	: Light Emitting Diode (Işık Yayan Diyot)
MSE	: Modified Steinmetz Equation (Modifiyeli Steinmetz Denklemi)
PCB	: Printed Circuit Board
PFC	: Power Factor Correction
P_v-T	: Hacim Başına Düşen Güç Kaybı Yoğunluğu-Sıcaklık
P_v-B	: Hacim Başına Düşen Güç Kaybı Yoğunluğu-Manyetik Akı Yoğunluğu
P_v-f	: Hacim Başına Düşen Güç Kaybı Yoğunluğu-Çalışma Frekansı
PWM	: Pulse Width Modulation (Darbe Genişlik Modülasyonu)
SE	: Steinmetz Equation (Steinmetz denklemi)
SR	: Synchronous Rectifier (Senkron Doğrultucu)
TEX-E	: Tripple Insulated Wire (Üç Kere Yalıtılmış Tel)
WcSE	: Waveform Coefficient Steinmetz Equation (Dalga Biçimi Katsayılı Steinmetz Denklemi)



LLC REZONANT YARIM KÖPRÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜSÜNDEKİ MANYETİK ELEMANLARIN GÜÇ KAYBI KESTİRİM YÖNTEMLERİ VE DOĞRULANMASI

ÖZET

LLC rezonant yarım köprü dönüştürücü, yüksek verim ve yüksek güç yoğunluğu sağlayabilme, geniş bir giriş-çıkış gerilim aralığında sıfır gerilimde anahtarlayabilme kabiliyetlerine ek olarak, düşük elektromanyetik gürültü oluşturma gibi sağladığı avantajlardan dolayı, günümüzde birçok farklı uygulamada yaygın olarak tercih edilmeye başlanan bir dönüştürücü türüdür.

Öneminin son zamanlarda ortaya çıkmasıyla birlikte LLC rezonant yarım köprü dönüştürücü üzerine yapılan birçok çalışma mevcuttur. Ancak, dönüştürücünün başarı hedeflerini belirleyen ucuzluk, küçük boyut, uzun ömürlülük ve güvenilirlik parametreleri bu çalışmaların tasarım aşamasında göz ardı edilmektedir. Genel yaklaşım, başarı hedeflerinin deneysel örnek üzerinden alınan ölçümlerle değerlendirilmesidir. Bu tutum, önceden öngörülmemiş sorunlara yol açarak son ürün elde edilmesine yönelik süreçlerin oldukça uzamasına sebep olabilmektedir.

Bu tez çalışmasında sokak aydınlatma uygulamaları için evrensel girişli, içerisinde güç katsayısı düzeltici devresi bulunan, $54 V_{dc} / 1,75 A_{dc}$ çıkışlı, 100 W giriş gücüne kadar çalışabilen LLC rezonant yarım köprü dönüştürücü tasarımı gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan dönüştürücünün başarı hedeflerine ulaşmasını belirleyen kritik eleman olan manyetik elemanların, tasarım aşamasında detaylıca analizi gerçekleştirilmiştir. Henüz tasarım aşamasında iken manyetik elemanlar üzerinde oluşacak güç kayıpları; matematiksel hesaplamalar ve sayısal analiz programı ile kestirilmiş, dahası manyetik elemanların sonlu elemanlar analizi ile bulunan güç kayıpları desteklenmiştir. Ayrıca güç kaybı kestirimleri, deneysel örnek üzerinden alınan ısıl ve elektriksel ölçüm yöntemleri ile doğrulanmıştır. Bu yaklaşımla, henüz prototip ve üretim aşamasına geçilmeden; pratik dünyadaki manyetik elemanın tasarımı, üretimi ve testleri gibi zaman alıcı aşamalara gereksinim duyulmadan, dönüştürücü performansının önceden detaylıca analiz edilebilmesi sağlanmıştır. Sonuç olarak, en küçük boyutlu, güç yoğunluğu yüksek, ekonomik, zaman tasarrufu sağlayan ve güvenilir tasarım çıktılarının gerçekleştirilmesine yönelik çözümler sunulmuştur.

Anahtar Kelimeler: ANSYS/Maxwell, LED Sürücü, LLC Rezonant Yarım Köprü Dönüştürücüsü, Yumuşak Anahtarlama, Yüksek Frekans Trafo Tasarımı.

POWER LOSS ESTIMATION METHODS AND VERIFICATION FOR MAGNETIC COMPONENTS USED IN LLC RESONANT HALF BRIDGE CONVERTER

ABSTRACT

The LLC resonant half bridge converter is a type of converter which has been widely preferred in many applications thanks to its advantages such as providing high efficiency and high power density, zero voltage switching capability for a wide input-output voltage range and producing very low EMI.

With the recent emergence of its significance, many studies have been performed on LLC resonant half bridge converter. However, the parameters of low cost, low size, longevity and reliability that determine the achievement goals of the converters are ignored during design stage in these studies. General approach is to evaluate the achievement goals by taking measurements on experimental prototype. However, this approach leads to the unpredictable problems and gives rise to prolong the period of the final product.

In this thesis, an LLC resonant half bridge converter for street lighting application is implemented with universal input, $54 V_{dc} / 1.75 A_{dc}$ output and up to 100 W input power. Detailed analysis of magnetic components that strongly determines the achievement goals is carried out early in the design stage. Power losses on magnetic components are predicted via mathematical calculations and numerical simulation tools. These losses are also supported via finite element analysis of magnetic components. Additionally, power loss estimations are verified by taking electrical and thermal measurements on working prototype. In this way, it is ensured that the converter performance is analyzed in detail on pre-design stage without the need for many different magnetics designs, productions and prototype tests. As a result, solutions are provided for realizing the lowest volume, high power density, economical, time saving and reliable design outputs.

Keywords: ANSYS/Maxwell, LED Driver, LLC Resonant Half Bridge Converter, Soft Switching, High Frequency Transformer Design.

GİRİŞ

LLC rezonant yarım köprü dönüştürücü; geniş bir giriş-çıkış gerilim aralığında çalışabilme, düşük elektromanyetik yayılım oluşturma, birincil taraf anahtarlarının yumuşak anahtarlama kabiliyeti, ikincil taraf doğrultucu diyotlarında düşük gerilim streslerinin oluşması ve ters toparlanma probleminin oluşmaması en önemli topoloji özellikleridir. Anahtarlama kayıplarının minimize edilmesi sayesinde yüksek anahtarlama frekanslarında çalışma sağlanabilmektedir. Bu özellikler sayesinde, LLC rezonant yarım köprü dönüştürücüler yüksek verim, yüksek güç yoğunluğu, düşük hacim ve düşük boyut isteklerinin olduğu özellikle 100-500W güç seviyelerinde en öne çıkan topolojilerden birisi olmaktadır.

Öneminin son zamanlarda ortaya çıkmasıyla birlikte LLC rezonant yarım köprü dönüştürücü üzerine yapılan birçok çalışma mevcuttur. Ancak, dönüştürücünün başarı hedeflerini belirleyen ucuzluk, küçük boyut, uzun ömürlülük ve güvenilirlik parametreleri bu çalışmaların tasarım aşamasında göz ardı edilmektedir. Genel yaklaşım, başarı hedeflerinin deneysel örnek üzerinden alınan ölçümlerle değerlendirilmesidir. Bu tutum, önceden öngörülme sorulara yol açarak son ürün elde edilmesine yönelik süreçlerin oldukça uzamasına sebep olabilmektedir.

Tez çalışmasında manyetik elemanların tasarım öncesinden güç kayıplarının matematiksel hesaplamalar, analitik benzetim programı ve iki boyutta sonlu elemanlar analizi yöntemleriyle kestirimine odaklanılmıştır. Böylece, tasarımcı açısından en uygun manyetik elemanların tasarımı gerçekleştirilecek, zaman ve maliyet açısından tasarımcıya kolaylıklar sağlanacaktır.

Tez içerisinde, Bölüm 1’de, literatür bilgisi ile güç elektroniği teknolojisinin gelişiminden bahsedilmiştir. Ayrıca manyetik elemanların ürün ömrü ve güvenilirliğini belirlemedeki öneminden bahsedilmiştir.

Bölüm 2’de, LLC rezonant yarım köprü dönüştürücüsü hakkında genel bilgiler verilmiş, dönüştürücü donanım yapısı açıklanmış, dönüştürücüye ait matematiksel

ifadeler çıkarılmış ve dönüştürücü çalışma bölgelerine ait önemli bilgiler verilmiştir.

Bölüm 3'te manyetik elemanların tasarımında dikkat edilmesi gereken kritik noktalara odaklanılmıştır. Ayrıca, manyetik elemanlar üzerinde oluşacak güç kayıplarının sınıflandırılması ve yüksek frekansta çalışan manyetik elemanlardaki güç kayıplarının ana nedenlerinden bahsedilmiştir.

Bölüm 4'te 100 W giriş gücüne kadar çalışabilen LLC rezonant yarım köprü dönüştürücü tasarımı gerçekleştirilmiş, Bölüm 3'teki bilgilere dikkat edilerek manyetik elemanların adım adım tasarımı gerçekleştirilmiştir.

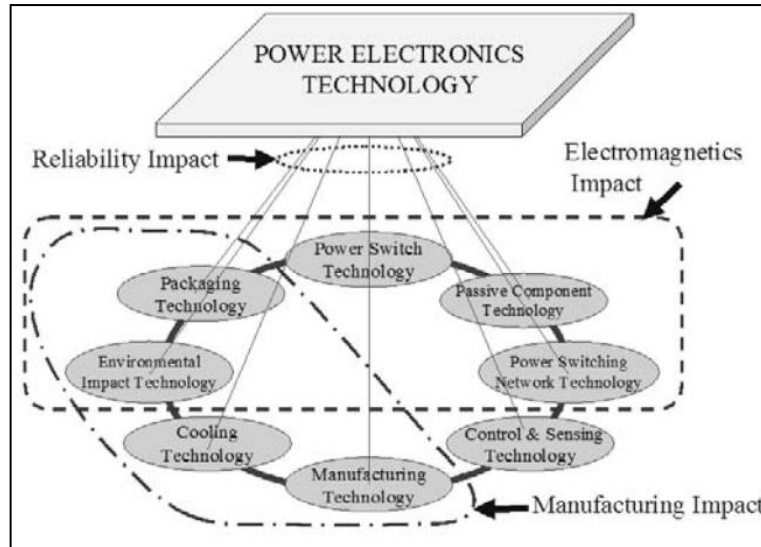
Bölüm 5'te örnek uygulama devresi üzerinden alınan ölçümlerle tasarım girdileri doğrulanmıştır.

Bölüm 6'da manyetik elemanların kayıplarına odaklanılmıştır. Rezonant endüktansı ve LLC trafosunda oluşacak güç kayıplarının önceden kestirim yöntemlerine odaklanılmış, dahası bulunan güç kayıpları deneysel örnek üzerinden alınan termal ölçümlerle doğrulanmıştır.

Bölüm 7'de elde edilen sonuçlar yorumlanmış ve güç kaybı iyileştirme yöntemlerine dair önerilerde bulunulmuştur.

1. GENEL BİLGİLER

Bilgi sistemlerindeki teknolojik gelişmelerle birlikte bilgisayar, telekom, tüketici elektroniği ve aydınlatma sistemleri gibi alanlar, güç kaynakları endüstrisi için temel pazar hedefleri haline gelmiştir. Yapılan araştırmalara göre son yıllarda bu alanlardaki kullanıcıların talep ve ihtiyaçlarında da hızlı bir artış gözlemlenmektedir. Moore Yasası'nı takip eden tümleşik devre teknolojisindeki ilerlemelerden dolayı, bahsedilen uygulamalardaki güç kaynaklarının fonksiyonelliğinde ve güç yoğunluğunda artış gözlemlenmektedir [1]. Artan fonksiyonellik daha fazla güç tüketimi, artan güç yoğunluğu ise daha küçük boyutlu güç kaynakları anlamına gelmektedir. Bu sebeplerden dolayı bilgi sistemleri, haberleşme sistemleri, tüketici elektroniği, endüstriyel uygulamalar, savunma sanayi ve havacılık sektörü gibi alanlarda daha fazla güç tüketiminin daha küçük hacimde ve daha uygun maliyette sağlanması başlıca kullanıcı taleplerini oluşturmaktadır. Bu taleplerin karşılanabilmesi için, güç kaynağı tasarımcısının tasarlayacağı dönüştürücünün güç seviyesi ve uygulama alanına bağlı olmaksızın; yarı iletken anahtar teknolojisindeki son gelişmelerden, elektronik ve manyetik elemanlardaki son ürünlerden, paketleme teknolojisindeki değişimlerden, üretim teknolojisindeki gelişmelerden, soğutma yöntemlerinden ve yeni kontrol tekniklerinden haberdar olması gerekmektedir [2].

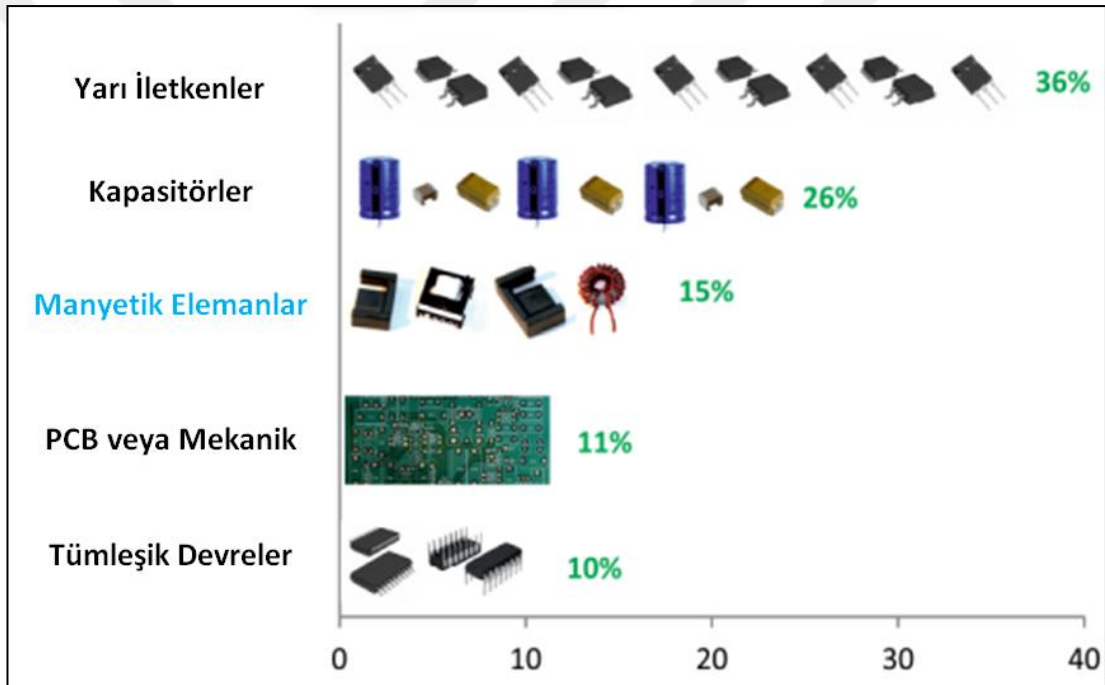


Şekil 1.1. Güç elektroniği teknolojisinin temel bileşenleri

Günümüzde gelişen teknoloji ile birlikte düşük maliyetli, yüksek güç yoğunluklu, yüksek verimli uygulamalar güç elektroniği alanının temel hedefleri olmaktadır. Bu hedefler doğrultusunda en uygun güç elektroniği topolojisinin seçimi hayati önem taşımaktadır. Güç elektroniği topolojileri arasında en temel DA/DA dönüştürücüler; düşürücü (buck) ve yükseltici (boost) dönüştürücülerdir. Bu iki dönüştürücü haricindeki bütün dönüştürücüler, düşürücü ve yükseltici dönüştürücülerden türetilmiştir. Günümüzde düşük-orta güç seviyelerinde (genellikle 100-150 W güçlerine kadar) giriş-çıkış arasında yalıtım isteği olan uygulamalarda en sık tercih edilen topolojiler geri dönüşlü (flyback) ve ileri yönlü (forward) dönüştürücülerdir. Öte yandan, artan güçlerde sert anahtarlama kaynaklı flyback ve forward dönüştürücülerin elektriksel performansı yetersiz kalmaktadır [3]. Bu uygulamalarda yapılarında kullanılan yarı iletken sayısının arttığı ve kontrolün daha karmaşık hale geldiği yarım köprü ve tam köprü dönüştürücülere doğru yönelim olmaktadır.

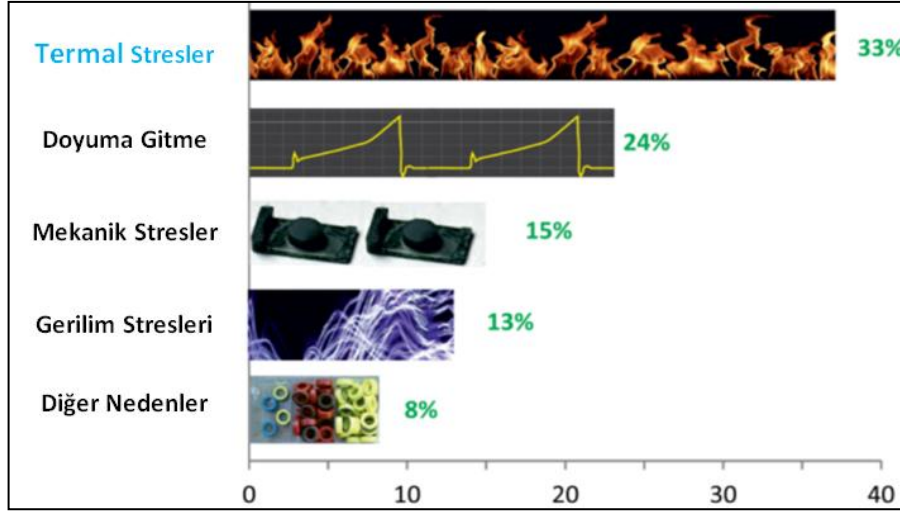
Günümüzde birçok farklı uygulamada kullanılan güç kaynaklarında, örneğin hareket sistemleri, batarya yönetim sistemleri, veri merkezleri, kaynak makineleri ve aydınlatma sistemleri gibi alanlarda, giriş gerilim dalgalanmalarından ve ani yük değişimlerinden çok fazla etkilenmeyen sabit akım çıkışlı güç kaynaklarına ihtiyaç duyulmaktadır. Bu uygulamalardaki güç kaynakları birkaç yüz watt güç seviyesinden birkaç yüz kilowatt seviyelerine kadar ulaşabilmektedir. Güç seviyelerinin kritik olduğu bu tür uygulamalardaki güç kaynaklarından beklentiler de doğal olarak fazla olmaktadır. Sağladığı avantajlarından dolayı bahsi geçen uygulamalarda en çok tercih edilen topoloji olarak LLC rezonant yarım köprü dönüştürücüsü ön plana çıkmaktadır. LLC rezonant yarım köprü dönüştürücüsündeki yarı iletkenlerin sıfır gerilimde anahtarlama kabiliyetinden dolayı anahtarlama kayıpları neredeyse ihmal edilebilir seviyelere düşmektedir. Bu sebeple daha yüksek anahtarlama frekansında dönüştürücü tasarımı mümkün olabilmektedir. Anahtarlama frekansının yüksek olmasının sağladığı avantaj ise daha küçük boyutlu pasif elemanlarla tasarımın gerçekleştirilmesidir. Bu şekilde daha düşük hacimde daha yüksek güç elde edilebilmektedir. Öte yandan yüksek frekansta çalışma; devre üzerindeki parazitik etkileri artırmaktadır. Özellikle manyetik elemanların gerçek zamanlı modellerinde görülen parazitik bileşenler, tasarlanan dönüştürücünün elektriksel, ısı ve elektromanyetik performansını doğrudan etkilemektedir.

Şekil 1.2’de gösterilen Dr. Ridley’in gerçekleştirdiği araştırma sonucuna göre manyetik elemanlar, bir güç dönüştürücüsündeki saha geri dönüşlerine en çok sebep olan elemanlardan birisidir. Bu kadar kritik öneme sahip olmalarına karşılık, genelde dönüştürücü tasarımlarında teorisi en az anlaşılan ve en fazla tasarım zorluğu içeren elemanlar olarak da dikkat çekmektedirler. Manyetik elemanların yanlış tasarım ve üretim süreci de bu hataların sebepleri olabilmektedir [4]. Kapsamlı ve dikkatli bir tasarım ve üretim süreçlerinden geçmeyen manyetik elemanlar, dönüştürücülerin güvenliğini ve çalışma ömrünü doğrudan etkilemektedir. Ürün güvenilirliğini artırmak için üretilen manyetik elemanların zorlu çalışma koşulları altında testlerinin gerçekleştirilmesi de ürün geri dönüşlerini ciddi oranda azaltacaktır.



Şekil 1.2. Güç kaynaklarında bozulmalara sebep olan elemanların hata oranları

Şekil 1.3’te manyetik elemanlardan kaynaklanan geri dönüşlerin kök sebepleri gösterilmektedir. Yapılan araştırmaya göre listenin başında termal streslerin olduğu görülmektedir. Bu durumun temel sebebi manyetik eleman üzerindeki kayıpların fazla olması, yanlış tasarım, üretim kaynaklı problemler ya da manyetik elemanlar için gerekli soğutmanın sağlanamamasıdır [4]. Güvenilir bir manyetik tasarımın yapılabilmesi için uzun vadede tecrübeye ihtiyaç duyulmaktadır.



Şekil 1.3. Manyetik elemanların bozulmalarına sebep olan kök nedenler

Yukarıdaki bahsedilen problemler göz önünde bulundurulduğunda, LLC rezonant yarım köprü dönüştürücüsünün ürün güvenliğini, boyutlarını, ömrünü ve elektriksel performans hedeflerini (verimlilik, kaynağın ve yükün değişimlerinden etkilenme derecesi gibi) belirleyen en kritik eleman olarak manyetik elemanlar ön plana çıkmaktadır. Literatürde LLC rezonant yarım köprü dönüştürücü tasarımında elektriksel parametrelerin nasıl belirlenmesi gerektiğine yönelik birçok tasarım akış diyagramı bulunmasına karşılık, bu yöntemlerde manyetik elemanların detaylı bir şekilde tasarımına yönelik çalışmaların eksikliği dikkat çekmektedir. Ayrıca, manyetik elemanlar üzerinde oluşacak güç kayıplarının kestirimine yönelik kapsayıcı ve tutarlı bilgiler bulunmamaktadır. Genellikle basit hesaplamalar üzerinden kayıp öngörülere sunulmasına karşılık, bu sonuçların ölçümlerle uyuşmadığı gözlemlenmektedir. Dahası, aynı tasarımın farklı birçok farklı manyetik eleman tasarımı ile çalıştırılabileceği gerçeği göz önünde bulundurulduğunda, en uygun manyetik elemana karar verilmesi zaman alıcı ve maliyetli bir süreçtir.

Literatürde, LLC rezonant yarım köprü dönüştürücüsüne ait tasarım yöntemlerini anlatan kaynak eksikliği bulunmaktadır. Özellikle manyetik elemanların tasarımında göz önünde bulundurulması gereken kritik noktalara odaklı çalışmanın eksikliği görülmektedir. Bu tez çalışmasında, LLC rezonant yarım köprü dönüştürücü yapısında bulunan manyetik elemanların tasarım öncesinden matematiksel hesaplamalar, analitik benzetim programı ve sonlu elemanlar alan analizi yöntemleri ile güç kaybı kestirimleri yapılmıştır. Elde edilen kayıplar, deneysel örnek üzerinde

alınan elektriksel ve ısı ölçüm yöntemleri ile doğrulanmıştır. Bu sayede manyetik elemanlar üzerinde oluşacak güç kayıpları önceden kestirilerek, son ürün elde edilmesine yönelik süreçler kolaylaştırılmıştır.

1.1. Literatür Araştırması

Literatürde yapılan çalışmalar incelendiğinde, tez çalışmasını ilgilendirebilecek aşağıda belirtilen çalışmalar dikkat çekmektedir.

Bo Yang, LLC rezonant yarım köprü dönüştürücüsünün çalışma modlarını detaylıca analiz etmiş ve endüktansların oranının (λ) dönüştürücü elektriksel performansına etkisini incelemiştir. Birbirinden farklı 3 tasarım gerçekleştirip, her bir tasarımdaki değişen parametrelerin rezonant tank yapısındaki elemanlarda oluşturduğu akım ve gerilim stresleri açısından detaylı analizini gerçekleştirmiştir [5].

Dianbo Fu, henüz tasarım aşamasında iken dönüştürücüde kullanılan yarı iletkenlerde oluşacak güç kayıplarının kestirimini yapmış, farklı yarı iletkenler arasından üzerinde en az güç kaybı oluşacak elemanın seçimine odaklanmıştır [6].

Ya Liu, LLC rezonant dönüştürücüde verim iyileştirme yöntemi olarak ikincil tarafta SR (Senkron Doğrultucu) kullanımını önermiştir. Çalışmada senkron doğrultucu sürme teknikleri hakkında detaylı bilgiler sunulmuştur. Ayrıca ölü zaman süresi ile güç kayıpları arasındaki matematiksel bağlantılar sunulmuş, ölü zaman süresinin dönüştürücü verimine etkisi incelenmiş ve en uygun ölü zaman süresinin belirlenmesine odaklanılmıştır [7].

Hangseok Choi, LLC rezonant dönüştürücüde rezonant tank yapısında ayrı iki manyetik eleman yerine tümleşik trafo kullanılarak dönüştürücü performansının iyileştirilmesine yönelik detaylı bilgiler sunmuştur. Tümleşik trafo kullanımının getireceği avantajlara odaklanılmıştır [8].

İlgili diğer çalışmalarda, LLC rezonant dönüştürücünün nasıl tasarlanacağına ait pratik ve takibi kolay tasarım akış diyagramları önerilmiş, rezonant tankındaki elemanların adım adım seçimi hakkında detaylı bilgilere yer verilmiştir. Bahsi geçen tasarım yöntemlerinin izlenmesi ile güç kayıplarının en aza indirgenebileceği savunulmuştur [9-12].

Mehran Jami ve arkadaşları, LLC rezonant dönüştürücüde hafif ve çok hafif yüklenme durumlarındaki verim iyileştirme yöntemlerine ve birincil taraftaki anahtarların özgün sürme yöntemlerine odaklanılmış, önerilen sürme yöntemi ile yüksüz durumda iken dönüştürücüde 40 mW'dan daha az bir güç kaybı olduğu gözlemlenmiştir [13].

İlgili diğer çalışmalarda, LLC rezonant dönüştürücüde kullanılan her bir komponentin (yarı iletkenler, manyetik elemanlar vb.) kayıplarına odaklanılmış, komponentler üzerindeki kayıplar sınıflandırılmıştır. Fikir olarak güzel bir çalışma olmasına karşılık, çalışmada sonuçların doğrulanması konusunda eksiklik görülmektedir. Ayrıca, çalışmanın manyetik elemanlar için lineer olmayan etkenleri göz önünde bulundurmadığı gözlemlenmiştir [12, 14].

Halil Alper Onay, bir flyback dönüştürücüsündeki kritik komponentlerin güç kayıplarının kestirimine yönelik detaylı çözümler sunmuş, PExpert ve MAXWELL programları aracılığı ile flyback trafosunun güç kayıplarının analiz edilebileceğinden bahsetmiş, yöntemin doğruluğunu test etmek için elektriksel ve termal yöntemler önermiştir [15].

Yukarıda bahsedilen çalışmalar incelendiğinde, LLC rezonant yarım köprü dönüştürücüsündeki en kritik komponent olan manyetik elemanların tasarım aşamasında detaylı analizi gerçekleştirilerek en uygun biçimde tasarlanmasına yönelik kapsayıcı ve tutarlı çalışmaların eksikliği görülmektedir. Tasarımın elektriksel, termal ve elektromanyetik performansını belirlenmesine ilaveten tasarımın boyut ve maliyetinin de belirlenmesinden kilit eleman olmasından dolayı manyetik elemanların tasarımı dönüştürücü için kritik rol oynamaktadır. Bu tez çalışmasında, LLC rezonant yarım köprü dönüştürücü yapısındaki rezonant endüktansı ve LLC trafosunun tasarım öncesinden detaylı analizi gerçekleştirilmiş, en uygun manyetik eleman tasarımına odaklanılarak, literatürdeki bu eksikliğin giderilmesi amaçlanmıştır.

2. LLC REZONANT YARIM KÖPRÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜ GENEL BİLGİLER

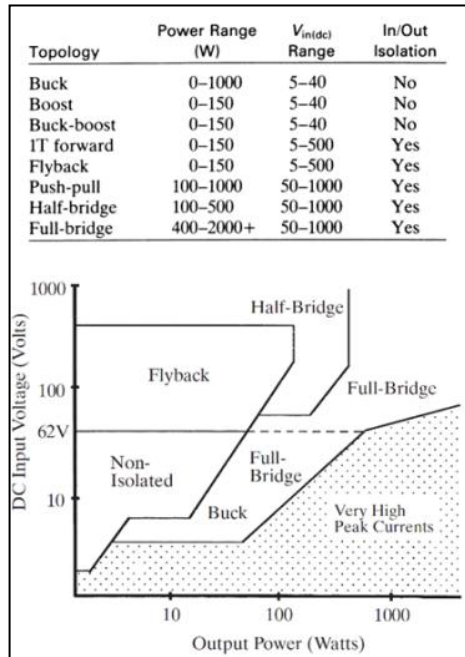
Uzun yıllardır literatürde var olmasına rağmen LLC rezonant dönüştürücü, özellikle yarım köprü konfigürasyonu, son yıllarda birçok farklı alanda yaygın bir şekilde kullanılmaya başlanmıştır [16]. Özellikle verim ve güç yoğunluğu beklentilerinin yüksek olduğu LCD televizyonlarda, raylı sistemlerde, batarya yönetim sistemlerinde ve aydınlatma sektöründe son yıllardaki kullanımında büyük artış gözlemlenmektedir [17].

LLC rezonant dönüştürücü 1980'lerin sonlarına doğru ortaya çıkmasına karşılık, ilk başlarda seri rezonant devresi olarak tasarlanmıştır. O yıllarda, öne çıkan özelliklerinin farkına varılmamasına karşılık 2000'li yılların başında dönüştürücünün kabiliyetlerini ortaya çıkaran çalışmalar yapılmaya başlanmıştır [17]. 1988 yılında Schmidtner'in yaptığı çalışmada dönüştürücünün rezonant noktasındaki çalışması detaylıca incelenmiştir [18]. 1990 yılında Bhat ve Severns'in yaptıkları çalışmalarda dönüştürücünün rezonant frekansının altındaki ve üstündeki çalışma modları incelenmiştir [19]. 2001 yılında Lazar ve Martinelli'nin birlikte yaptıkları çalışmada ise dönüştürücünün zaman uzayındaki matematiksel bağıntıları elde edilmiştir [20]. Bo Yang'ın 2002 yılında yaptığı çalışmada ise LLC rezonant yarım köprü dönüştürücünün DA/DA çevirici uygulamalarında ön uç dönüştürücü olarak yüksek verimde çalıştığını gösteren çalışma yapılmış ve bu çalışma, LLC rezonant dönüştürücünün analizi ve geliştirilmesine yönelik ardından gelen birçok çalışmaya ilham kaynağı olmuştur [5].

Geleneksel PWM (Kare Dalga Modülasyonu) ile kontrol edilen dönüştürücülerde, anahtarın iletimde kalabileceği maksimum süre, en düşük giriş gerilimi ve maksimum yüklenme durumuna göre belirlenmekte ve tasarım bu çalışma koşullarına göre gerçekleştirilmektedir. Giriş gerilimi yükseldikçe anahtarın iletimde kaldığı süre azaltılarak yükün isterleri karşılanmaktadır. Bu çalışma koşullarına göre gerçekleştirilen tasarımlarda, ancak çalışma koşulları altında dönüştürücü veriminde büyük düşüşler oluşmaktadır. Bu durum özellikle geniş bir giriş-çıkış gerilim

aralığında çalışması beklenen dönüştürücülerde ciddi performans düşüşlerine sebebiyet vermektedir. Ayrıca, kare dalga modülasyonu ile kontrol edilen dönüştürücülerde anahtarlama elemanları üzerinde yüksek frekanslı salınımlar oluşmakta ve bu durum yüksek elektromanyetik girişime (EMI) sebebiyet vermektedir. Bu sebeplerden dolayı, kare dalga modülasyonu ile kontrol edilen dönüştürücülerin belli bir güç seviyesine kadar kullanımı uygunken, artan güçlerde bu dönüştürücülerin kullanımı uygun olmamaktadır. Bu sebeple tasarımcıların artan güçlerde rezonant dönüştürücülere yönelmesi gerekmektedir [21].

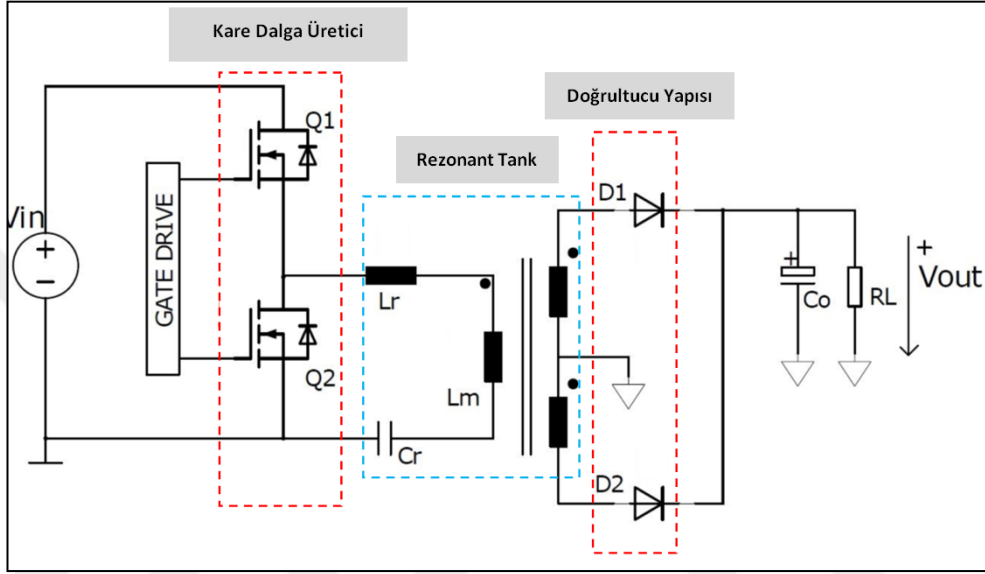
LLC rezonant yarım köprü dönüştürücülerin; geniş bir giriş-çıkış gerilim aralığında çalışabilme, düşük elektromanyetik yayılım oluşturma, birincil taraf anahtarlarının yumuşak anahtarlama kabiliyeti, ikincil taraf doğrultucu diyotlarında düşük gerilim streslerinin oluşması ve ters toparlanma probleminin oluşmaması en önemli topoloji özellikleridir [22]. Anahtarlama kayıplarının minimize edilmesi sayesinde yüksek anahtarlama frekanslarında çalışma sağlanabilmektedir. Bu özellikler sayesinde, Şekil 2.1’de gösterildiği gibi LLC rezonant yarım köprü dönüştürücüler yüksek verim, yüksek güç yoğunluğu, düşük hacim ve düşük boyut isterlerinin olduğu özellikle 100-500W güç seviyelerinde en öne çıkan topolojilerden birisi olmaktadır [3].



Şekil 2.1. Topoloji belirleme kıstasları

2.1. Dönüştürücü Donanım Yapısı

LLC rezonant yarı köprü dönüştürücü basitleştirilmiş genel donanım yapısı Şekil 2.2'de gösterilmektedir. Topoloji; kare dalga üretici, rezonant tank ve doğrultucu yapısı olmak üzere 3 ana bileşenden oluşmaktadır.



Şekil 2.2. LLC rezonant yarı köprü dönüştürücü basitleştirilmiş şematik görünümü

2.1.1. Kare dalga üretici

İki adet anahtarlama elemanının birleşiminden oluşan bu yapıda, anahtarların birbirini tamamlayıcı %50 doluluk oranı ve değişken frekansta sürülmesiyle anahtarların ortak düğüm noktasında kare dalga gerilimi elde edilmekte ve elde edilen bu gerilim, rezonant tank yapısına giriş sinyali olarak uygulanmaktadır. Her bir anahtarın iletim sinyalleri arasında kısa bir ölü zaman süresi uygulanarak anahtarların aynı anda iletme geçmesi önlenir ve anahtarlama elemanlarının yumuşak anahtarlama yapabilmelerine olanak sağlanır.

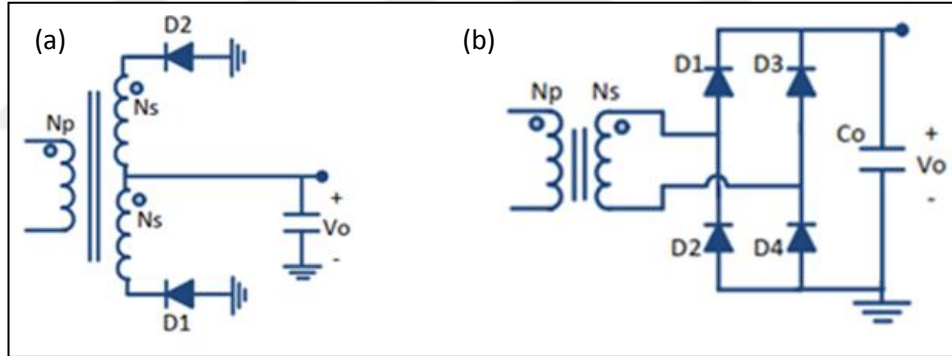
2.1.2. Rezonant tank

Bu yapı rezonant endüktansı (L_r), mıknatıslama endüktansı (L_m) ve rezonant kapasitansı (C_r) olmak üzere 3 ayrı pasif komponentin birleşiminden oluşmaktadır. Kare dalga üretici çıkış gerilimi rezonant tank yapısına giriş olarak uygulanır ve

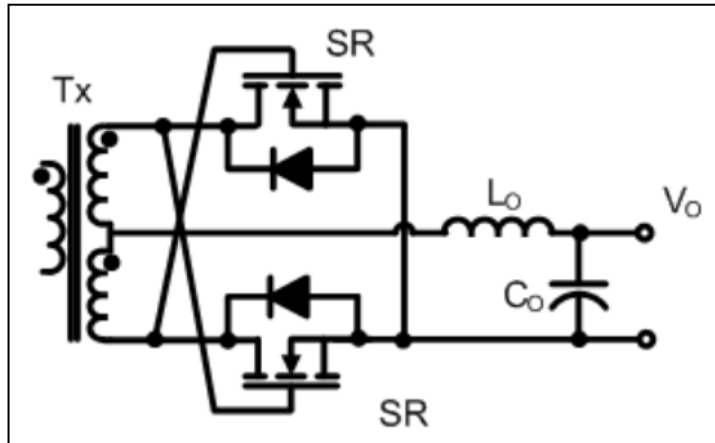
rezonant tank yapısında enerji dolaşımı gerçekleştirilerek, trafo ile yüke enerji akışı sağlanır. Uygulanan giriş kare dalga geriliminin temel bileşeni haricindeki yüksek frekanslı diğer bileşenleri rezonant tankında güç aktarımında rol oynamamaktadır. Bundan dolayı rezonant tankına ait akım-gerilim sinyalleri sinüzoidal olmaktadır.

2.1.3. Doğrultucu yapı

Trafo ikincil tarafındaki AC sinyalin DC sinyale dönüştürülebilmesi ve yükün beslenebilmesi için doğrultma işlemine gereksinim duyulmaktadır. Bu amaçla Şekil 2.3'te gösterilen iki farklı doğrultucu yapı tercih edilmektedir. Bunlardan ilki, ikincil taraftaki iki sargının orta uçları birleştirilerek diyotlu tam dalga doğrultucu yapısıdır. Diğeri ise, ikincil tarafta tek bir sargı ile birlikte köprü doğrultucu yapısıdır. Yüksek verim beklenen uygulamalarda ise MOSFET'li senkron doğrultucu yapısı da yaygın olarak tercih edilmektedir [6]. Çıkış kapasitörü ise yüke temiz bir akım-gerilim sinyallerinin aktarımını sağlamaktadır.



Şekil 2.3. (a) Tam dalga doğrultucu (b) Köprü doğrultucu



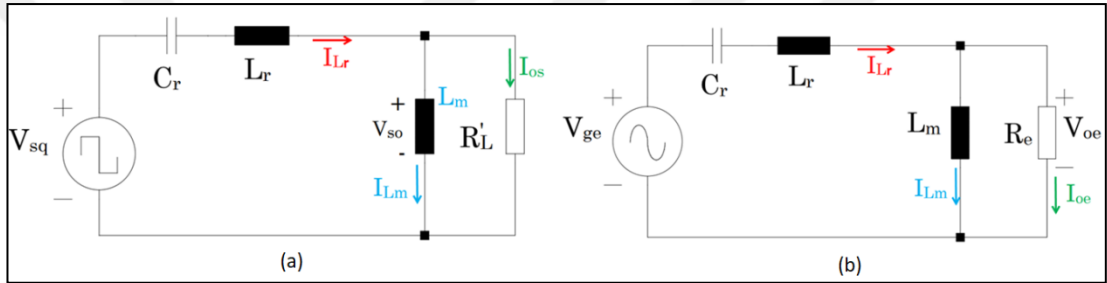
Şekil 2.4. Senkron doğrultucu yapısı

2.2. Dönüştürücü Matematiksel İfadeleri

Herhangi bir güç elektroniği dönüştürücüsünün tasarımı yapılırken, yükün isterlerinin karşılanabilmesi için dönüştürücüye ait transfer fonksiyonunun elde edilmesi gerekmektedir. Transfer fonksiyonu, giriş ile çıkış arasındaki matematiksel bağlantıyı ifade etmektedir. PWM dönüştürücülerin modellenmesinde ağırlıklı durum uzayı yöntemi oldukça başarılı sonuçlar verirken, aynı yöntem rezonant dönüştürücülere uygulanamamaktadır [23]. Bu sebeple rezonant dönüştürücülerin tasarımı ve matematiksel ifadelerinin çıkarılması PWM dönüştürücülere göre daha karmaşık bir süreçtir [24, 25]. Bu karmaşıklığı azaltmak için R.L. Steigerwald herhangi bir rezonant dönüştürücüye uygulanabilecek basit bir method önermiş, güç aktarımının rezonant tankına ait akım-gerilim sinyallerinin temel bileşenleri üzerinden sağlandığı varsayımına dayanarak dönüştürücü denklemlerini elde edebilmiştir [26]. Bu yaklaşıma; “Fundamental Harmonic Approximation, FHA” denilmekte ve bu yaklaşım rezonant dönüştürücü tasarım süreçlerini kolaylaştırmaktadır [18]. FHA’ya göre tasarım yapılırken; rezonant tankının anahtarlama frekansı katlarındaki harmoniklerini ihmal ederek, rezonant tank akım-gerilim sinyallerinin sinüzoidal olduğu varsayımı üzerinden tasarım gerçekleştirilmektedir. FHA, anahtarlama frekansının rezonant frekansına eşit ve civarında olduğu durumlarda oldukça doğru sonuçlar vermesine karşılık, anahtarlama frekansının rezonant frekansından uzaklaştığı bölgelerde tasarım doğruluğu azalmaktadır. Bu sebepten dolayı, LLC rezonant yarım köprü dönüştürücü tasarımı yapılırken, anahtarlama frekansı değişim bölgesinin rezonant frekansından çok uzak bölgelerde olmaması gerekmektedir. Özet olarak, FHA’ya göre dönüştürücüye ait transfer fonksiyonu elde etmek için aşağıdaki varsayımlar yapılmaktadır:

- Kare dalga üreticisi çıkışındaki sinyalin temel bileşeni rezonant tankının giriş sinyali olarak alınmakta ve yüksek frekanslı harmonikler ihmal edilmektedir.
- Trafo ikincil sargılarına ait kaçak endüktans ve parazitik kapasitans etkileri ihmal edilmektedir.
- Trafo ikincil tarafına ait akım-gerilim sinyallerinde sadece temel bileşenlerinin güç aktarımını sağladığı, yüksek frekanslı harmoniklerin güç aktarımına katkı sağlamadığı varsayılmaktadır.

Yukarıdaki bahsedilen varsayımlardan yola çıkarak FHA'ya göre LLC rezonant yarım köprü dönüştürücüsüne ait eş değer devre yapısı Şekil 2.5'te gösterildiği gibi elde edilmektedir. Eşdeğer devre modelinde, V_{ge} kare dalga üretici çıkış geriliminin temel bileşenini, V_{oe} ise ikincil taraf doğrultucu çıkışında görülen AC sinyalin temel bileşenini temsil etmektedir. FHA sayesinde Şekil 2.5a'da gösterilen lineer olmayan ve sinüzoidal olmayan LLC rezonant yarım köprü dönüştürücüsü, Şekil 2.5b'deki lineer devre yapısına indirgenmektedir. Lineer devre modeline aynı zamanda LLC rezonant yarım köprü dönüştürücüsüne ait temel harmonik yaklaşımı ile elde edilmiş eş değer devre modeli de denilmektedir. Lineer devre modelinde, giriş ile çıkış gerilim sinyallerinin her ikisi de sinüzoidal işaretli ve aynı frekansta olmaktadır [23].



Şekil 2.5. LLC rezonant yarım köprü dönüştürücü devre modeli a) Lineer olmayan ve sinüzoidal olmayan devre modeli b) Lineer devre modeli

Tasarım süreçlerinde her bir parametrenin dönüştürücü performansına etkisinin anlaşılabilirliğini kolaylaştırmak için kazanç fonksiyonunu 3 ayrı parametreye bağlı olarak Denklem (2.1)'deki gibi ifade edilebilmektedir. Kazanç fonksiyonunda f_n kontrol değişkenini, λ endüktansların oranını, Q ise kalite faktörü olarak adlandırılan yükün durumunu ifade eden parametrelerdir. Denklem (2.1)'deki matematiksel ifadeler [23, 24, 27] referanslarında anlatılmaktadır. Dönüştürücü kazanç fonksiyonu ifadesinin 3 ayrı parametreye göre nasıl davranış sergilediğini anlamak, tasarım öncesinde tasarımcı için büyük kolaylık sağlayacaktır. Denklem (2.1)'deki her bir parametrenin temsil ettiği eşitlikler Tablo 2.1'de gösterilmektedir.

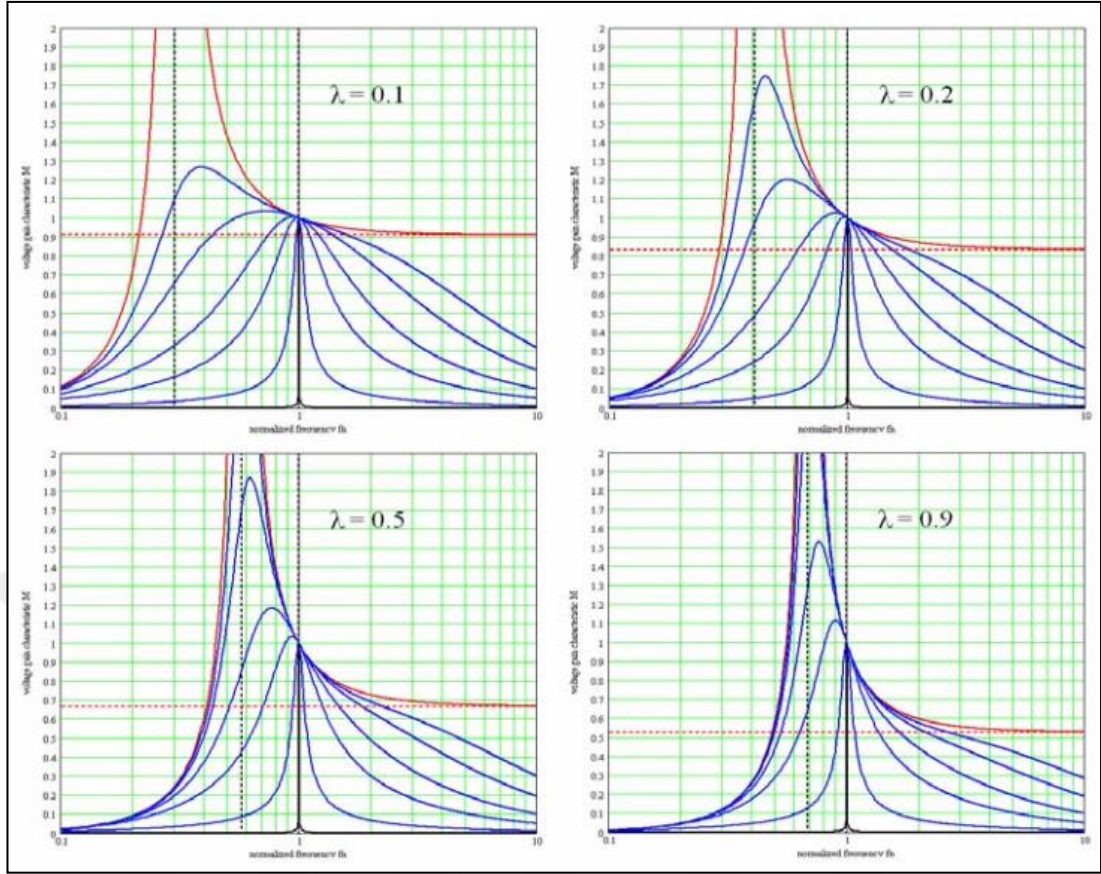
$$M(f_n, \lambda, Q) = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \lambda - \frac{\lambda}{f_n^2}\right)^2 + Q^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2}} \quad (2.1)$$

Tablo 2.1. Dönüştürücü transfer fonksiyonundaki parametreler

Sembol	Parametreler	Değerler
f_r	Rezonant Frekansı	$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$
Z_0	Karakteristik Empedans	$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = 2\pi f_r L_r = \frac{1}{2\pi f_r C_r}$
Q	Kalite Faktörü	$Q = \frac{Z_0}{n^2 R_{o,ac}} = \frac{\pi^2}{8} \frac{Z_0}{n^2} \frac{P_{out}}{V_{out}^2}$
λ	Endüktansların Oranı	$\lambda = \frac{L_r}{L_m}$
f_n	Normalize Edilmiş Anahtarlama Frekansı	$f_n = \frac{f_{sw}}{f_r}$

Rezonant tanka ait fiziksel parametrelerin değerleri belirlendikten sonra λ ve Q değeri sabit olan statik değişkenlerdir. Dolayısıyla, tasarım tamamlandıktan sonra sadece f_n değişkeni ile kazanç ifadesi kontrol edilmektedir. Şekil 2.6'da çeşitli endüktans oranlarına göre kazanç eğrilerinin değişimi gösterilmektedir [24]. Herhangi bir sabit Q değeri için λ değeri arttıkça, kazanç eğrileri daralmakta ve elde edilecek maksimum kazanç değeri artmaktadır. Bu sebeple daha dar bir anahtarlama frekansı değişim bandında yükün isterleri kolayca kontrol edilebilmektedir. Öte yandan, herhangi bir sabit λ değeri için Q değeri arttıkça, kazanç eğrileri daralmakta, kazanç eğrilerinin seviyeleri düşmekte ve her bir kazanç eğrisinden elde edilebilecek maksimum kazanç değeri azalmaktadır.

Yukarıdaki bilgilere dayanarak ilk bakışta herhangi bir λ ve Q değerleri için dönüştürücü tasarımının çalışacağı düşünülse de, dönüştürücü performansına etki eden ilave parametreler de bulunmaktadır. Dönüştürücü performansına etki eden parametrelerden bir tanesi mıknatıslama endüktansının (L_m) değeridir. Mıknatıslama endüktans değeri düştükçe, kontrol performansı iyileşmekte ve yük daha dar bir anahtarlama frekansı değişim bandında kontrol edilebilmektedir. Öte yandan, birincil taraf anahtarlarının kapama anındaki akım değeri artmakta ve bu durum anahtarlama kayıplarının artışına sebep olmaktadır [5].



Şekil 2.6. Endüktansların oranının kazanç eğrisine etkisi

Tasarım performansını belirleyen bir diğer unsur ise rezonant kapasitans değeridir. Aynı tasarım girdileri için, dönüştürücünün çalışmasını etkilemeyecek farklı değerlerde L_r ve C_r seçilebilmektedir. Düşük değerli C_r 'nin seçilmesi, C_r üzerinde oluşacak gerilim streslerinin daha az olmasına sağlarken, rezonant tank empedansının da düşük olmasına sebep olmaktadır. Tank empedansının düşük olması, dönüştürücünün kısa devre performansını doğrudan etkilemektedir. Tank empedansı düştükçe, kısa devre akımında artış gözlenecek ve yük akımının sağlanabilmesi için yüksek anahtarlama frekansına çıkılması gerekecektir.

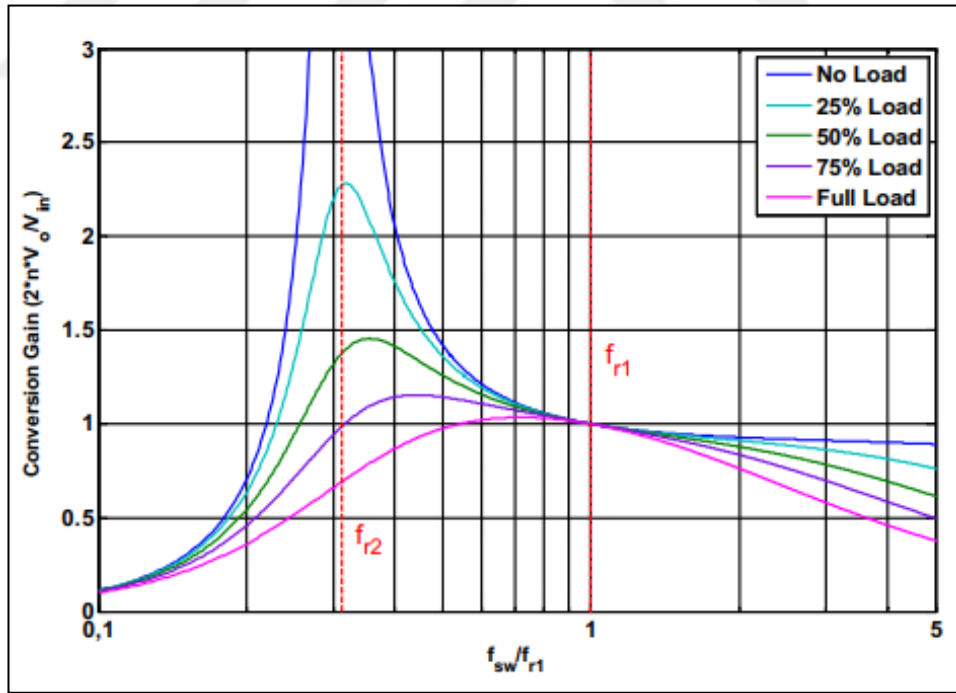
Yukarıdaki bilgiler ışığında LLC rezonant yarım köprü dönüştürücü tasarımı gerçekleştirecek kişinin tasarım girdilerini ve yukarıda bahsedilen kritik noktaları dikkate alarak en uygun parametrelere göre dönüştürücü tasarımı gerçekleştirmesi gerekmektedir. Tez çalışmasında bu bölümde bahsedilen kritik noktalara dikkat edilerek tasarım gerçekleştirilmiştir.

2.3. Dönüştürücü Çalışma Prensibi

LLC rezonant yarım köprü dönüştürücüde yük isterlerinin karşılanabilmesi için frekans modülasyonu tekniği uygulanmaktadır. Frekans modülasyonu tekniği; kare dalga üretici yapısındaki anahtarlama elemanlarının %50 doluluk oranı ve değişken çalışma frekansı ile sürülmesi yöntemine dayanmaktadır. Rezonant tankında üç ayrı pasif komponent olmasından dolayı dönüştürücünün çalışacağı iki ayrı rezonant frekansı bulunmaktadır. Bunlardan ilki L_r ve C_r arasında, diğeri ise L_m ve L_r ile birlikte C_r arasındaki rezonant frekansdır [5]. Bahsi geçen rezonant frekanslarına ait denklemler aşağıda gösterilmektedir:

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (2.2)$$

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_m + L_r)C_r}} \quad (2.3)$$

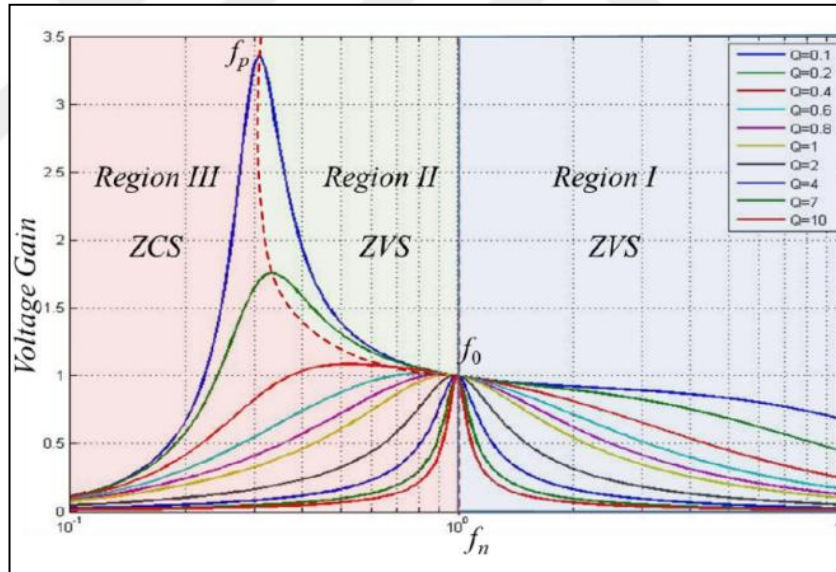


Şekil 2.7. LLC rezonant yarım köprü dönüştürücüsü tipik kazanç grafiği

LLC yarım köprü dönüştürücüsüne ait tipik gerilim-kazanç karakteristiği Şekil 2.7'de gösterilmektedir. Eğriden de görüleceği gibi kazanç karakteristiği; çalışma frekansına ve yüke göre değişkenlik göstermektedir. Yük düştükçe, elde edilecek

maksimum kazanç değeri artmakta ve çalışma frekansı birinci rezonant frekansına doğru yaklaşmaktadır. Artan yüklerde ise kazanç eğrileri daralmakta, elde edilecek maksimum kazanç değeri düşmekte ve çalışma frekansı ikinci rezonant frekansına doğru yaklaşmaktadır. Ayrıca, bütün yük eğrilerinin kesiştiği ve kazancın yükten bağımsız olduğu noktada çalışma frekansı rezonant frekansına eşit olmaktadır. Bu çalışma noktası kazanç değerinin yükten bağımsız olduğu çalışma noktası olarak adlandırılmaktadır. Bu noktada, rezonant endüktansı ve rezonant kapasitansı üzerindeki gerilim düşümü 0'dır. Bu sebeple, giriş gerilimi doğrudan çıkışa uygulanmakta ve kazanç değeri 1'e eşit olmaktadır.

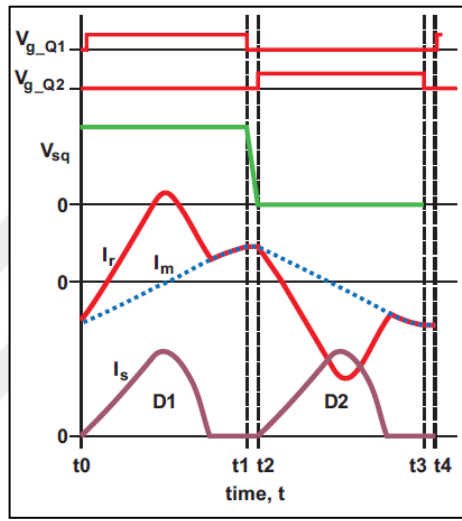
Şekil 2.8'de LLC rezonant yarım köprü dönüştürücünün, anahtarlama frekansı ve yükün durumuna göre çeşitli Q değerlerine göre tipik kazanç karakteristiği gösterilmektedir. Kazanç karakteristiğine göre dönüştürücünün çalıştırılabileceği 3 ayrı çalışma bölgesi bulunmaktadır.



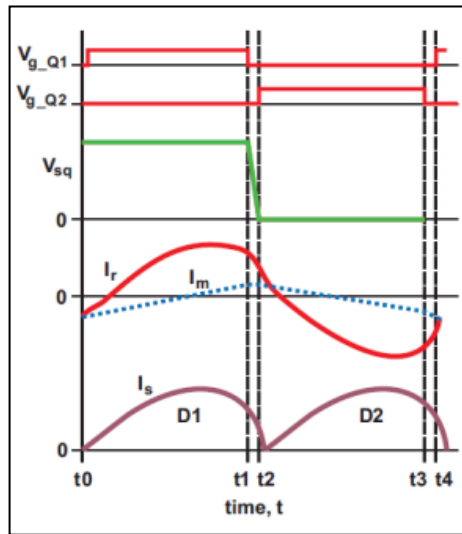
Şekil 2.8. LLC rezonant yarım köprü dönüştürücü çalışma bölgeleri

Anahtarlama frekansının, birinci rezonant frekansından yüksek olduğu birinci çalışma bölgesinde dönüştürücü kazancı her zaman 1'den küçük olup, dönüştürücü bu bölgede düşürücü çalışma modunda (buck mode) çalıştırılmaktadır. Düşürücü çalışma bölgesinde birincil taraf anahtarlar yumuşak anahtarlama yapmaktadır. Şekil 2.9'da LLC rezonant yarım köprü dönüştürücünün birinci çalışma bölgesinde çalıştığı durumdaki önemli sinyallere ait bilgiler sunulmaktadır.

Anahtarlama frekansının birinci rezonant frekansından düşük ve ikinci rezonant frekansından yüksek olduğu ikinci çalışma bölgesinde dönüştürücü kazancı 1'den büyük olup, dönüştürücü bu bölgede yükseltici çalışma modunda (boost mode) çalıştırılmaktadır. Yükseltici çalışma bölgesinde birincil taraf anahtarlar ve ikincil taraf doğrultucu diyotlar yumuşak anahtarlama yapmaktadır. İkincil taraf doğrultucu diyotlarında ters toparlanma problemi görülmemektedir. Şekil 2.10'da LLC rezonant yarı köprü dönüştürücüsünün ikinci çalışma bölgesinde çalıştığı durumdaki önemli sinyallere ait bilgiler sunulmaktadır.



Şekil 2.9. Rezonant frekansının altında çalışma ($f_{sw} < f_{r1}$)



Şekil 2.10. Rezonant frekansının üstünde çalışma ($f_{sw} > f_{r1}$)

Anahtarlama frekansının ikinci rezonant frekansından küçük olduğu üçüncü çalışma bölgesi ise kapasitif bölge olarak adlandırılmaktadır. Kapasitif bölgede çalışma LLC rezonant yarım köprü dönüştürücü için istenmeyen çalışma bölgesi olup bu bölgede çalışma durumunda gerçekleşecek durumlar aşağıda özetlenmiştir:

- Birincil taraf anahtarların sıfır gerilimde açma özellikleri kaybolacaktır. Bu sebeple birincil taraf anahtarlar iletime geçirilirken anahtarlama kayıpları artacak ve dönüştürücü veriminde ciddi düşüş gerçekleşecektir.
- Dönüştürücüden etrafa yayılan elektromanyetik girişim değerinde artış gözlenecektir.
- Birincil taraftaki iki anahtarın ortak düğüm noktasında, kontrol entegresine zarar verebilecek negatif polariteli yüksek gerilimler oluşacaktır.

Yukarıda belirtilen özelliklerden dolayı LLC rezonant dönüştürücü tasarımında dönüştürücünün herhangi bir çalışma anında kapasitif bölgeye girmeyeceğinden emin olunmalıdır. Bu amaçla tasarımcının topolojinin barındırdığı riskli durumları tasarım aşamasında detaylı analiz etmeli ve oluşabilecek riskli durumlara karşı uygun mühendislik çözümleri üretebilmelidir. Günümüzde yeni nesil LLC rezonant yarım köprü tümleşik devrelerinde dönüştürücünün kapasitif bölgeye girmemesi sağlanmakta ve bu bölgeye girme durumuna karşı üreticiler tümleşik devrelerinde çeşitli korumalar sunmaktadırlar.

3. MANYETİK ELEMANLARIN TASARIM TEMELLERİ

Anahtarlamaalı güç kaynaklarında (AGK) en sık kullanılan manyetik elemanlar endüktans ve trafolardır. En basit haliyle manyetik elemanların temel bileşenlerini, manyetik nüve ve bakır sargılar oluşturmaktadır. Bu sebeple manyetik nüve malzemesinin karakteristiği, nüve boyutu, nüve şekli, sargı tellerinin cinsi, sargı tellerinin kalınlığı ve sargıların karkas üzerindeki yerleştirilme biçimleri gibi birçok parametre manyetik elemanların performansını doğrudan etkilemektedir [28].

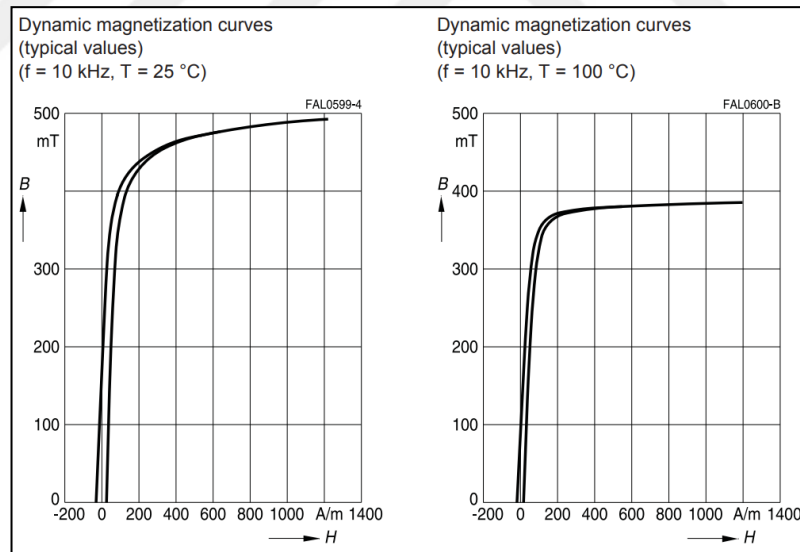
Bu bölümde, manyetik elemanların tasarım süreçlerinde dikkat edilmesi gereken noktalar hakkında önemli bilgiler sunulmuştur. Yapılan tez çalışmasında LLC rezonant yarım köprü dönüştürücü tasarımı gerçekleştirildiği için, bu bölümde LLC rezonant tank yapısında kullanılan iki ayrı manyetik malzemenin tasarım süreçlerinde dikkat edilmesi gereken önemli hususlara odaklı bilgiler verilmiştir. Bu bilgileri dikkate alarak, tasarlanacak manyetik elemanlardan en iyi performansın elde edilmesi amaçlanmıştır.

3.1. Manyetik Nüve

Bu bölümde, manyetik malzemenin temel yapıtaşlarından olan manyetik nüvenin malzeme seçimi, nüve şeklinin kararı, nüve boyutunun belirlenmesi ve hava aralığının nüve karakteristiğine etkisi konularına odaklanılmış; tasarımcı açısından manyetik nüvenin belirlenmesinde rol oynayan kritik noktalara ait detaylı bilgiler sunulmuştur.

Manyetik elemanların tasarımında boyut, sağlamlık, hafiflik, maliyet ve yüksek performans belirleyici özelliklerdir. Günümüzde güç topolojilerinde kullanılan manyetik elemanların büyük çoğunluğunda ferrit nüve tercih edilmektedir. Ferrit nüveler demir oksit, manganez, çinko ve nikelin çeşitli karışımları ile elde edilmektedir. Yüksek manyetik geçirgenliğe (permeabilite, μ) sahip olmaları ve elektriksel dirençlerinin yüksek olmasından dolayı eddy akım kayıplarının ihmal edilecek seviyede az olması, ferrit nüveleri öne çıkaran başlıca özellikleridir [15].

Manyetik elemanların tasarımına nüve malzemesine karar verilerek başlanır. Üreticiler, ürün kataloglarında nüve malzemelerinin karakteristiklerini gösteren önemli grafikler sunmaktadır. Manyetik malzeme karakteristiği hakkında bilgi edinmek için manyetik akı yoğunluğu (B) – manyetik alan şiddeti (H) değişim grafiği, yani B-H karakteristiği incelenmelidir. Farklı ferrit nüvelerin B-H eğrisine bakılarak, nüve malzemelerine ait manyetik geçirgenlik ve maksimum akı yoğunluğu hakkında karşılaştırmalar yapılabilir. Şekil 3.1’de EPCOS firmasının anahtarlamalı güç kaynağı uygulamalarında sıklıkla tercih edilen N87 ferrit nüve malzemesine ait B-H eğrisi gösterilmektedir [29]. N87 malzemesinin B-H karakteristiğinden de görüleceği gibi ferrit nüveyi doyuma götürecek akı yoğunluğu sıcaklık artışı ile düşmektedir. N87 malzemesi için maksimum akı yoğunluğu 25 °C’de yaklaşık 450 mT iken, 100 °C’de bu değer 350 mT değerine kadar düşmektedir. Tasarımcının çalışma koşullarını göz önünde bulundurarak manyetik elemanların herhangi bir çalışma koşulu altında doyuma girmeyeceğini garanti edecek biçimde tasarımı gerçekleştirmesi gerekmektedir.



Şekil 3.1. N87 malzemesine ait B-H karakteristik eğrisi

Nüve seçimi yaptıktan sonraki aşamada nüve şekline karar verilmelidir. Ferrit nüveler, farklı şekillerde ve boyutlarda üretilmektedir. Ferrit nüvelerin mekanik, elektriksel ve manyetik özelliklerini gösteren detaylı bilgiler nüve üreticilerinin kataloglarında bulunmaktadır [30]. Benzer dokümanlara Ferroxcube, Ferriwo, Magnetics, Cosmo-Ferrites, Pairui gibi günümüzde başlıca manyetik nüve üreticilerinin internet sitelerinden veya ürün kataloglarından da ulaşılması

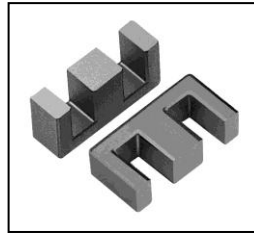
mümkündür. Bu kısımda, düşük-orta güç seviyelerindeki anahtarlamalı güç kaynaklarında en çok tercih edilen ferrit nüve şekilleri ve seçim kriterleri hakkında bilgiler sunulmuştur.

Şekil 3.2’de gösterilen ferrit nüveler, POT nüve olarak adlandırılmakta ve genellikle 125 W güç seviyelerine kadar olan uygulamalarda tercih edilmektedir [31]. POT nüvelerin göbek kesitinin etrafı ferrit malzeme ile çevrili olmasından dolayı nüveler kendinden ekranlıdır ve EMI performansı iyidir. POT nüvelerin dezavantajı ise sargıların yerleştirileceği pencere alanının küçük olmasıdır. Bu sebeple yüksek akımlı ve çok çıkışlı trafo uygulamalarında kullanımı zor olmaktadır.



Şekil 3.2. POT nüve

Şekil 3.3’te gösterilen EE nüveler, pencere kesit alanının geniş olması, sarım kolaylığı sağlaması ve uygun maliyetli olmasından dolayı en sık tercih edilen nüve şeklidir. Kendinden ekranlı olmamasından dolayı EMI performansı zayıftır. Pencere alanının genişliği ve sargıların etrafından daha kolay hava akışı sağlanabilmesinden dolayı da ısınma problemi az olmaktadır. EE nüveler, göbek kısmı kare ve yuvarlatılmış olarak da üretilebilmektedir.



Şekil 3.3. EE nüve

Şekil 3.4’te ETD nüve görseli bulunmaktadır. ETD nüvelerin sağladığı avantaj; aynı göbek kesitine sahip kare göbek kesitli EE nüvelere göre tur başına kullanılması gereken tel uzunluğunun yaklaşık olarak %11 daha az olmasıdır [31]. Bu sayede

daha az bakır kullanılarak sargılar yerleştirilmekte, bakır kayıplarının ve ısınmaların daha az olması sağlanmaktadır.



Şekil 3.4. ETD nüve

Şekil 3.5'te gösterilen nüveler PQ nüve olarak adlandırılmaktadır. PQ nüveler oldukça iyi bir hacim/yüzey alanına sahiptir. Bu özelliği sayesinde manyetik nüveden dış ortama ısı transferi daha kolay olmaktadır. Ayrıca ekranlı şeklinden dolayı PQ nüvelerin EMI performansı da iyidir.



Şekil 3.5. PQ nüve

Tablo 3.1. En sık kullanılan ferrit nüvelerin genel özellikleri

Özellik	POT	EE	ETD	PQ
Nüve Fiyatı	Yüksek	Düşük	Orta	Yüksek
Karkas Fiyatı	Yüksek	Düşük	Orta	Yüksek
Sarım Kolaylığı	İyi	Çok iyi	Çok iyi	İyi
Isı Dağıtımı	İyi	Çok iyi	İyi	İyi
EMI Performansı	Çok iyi	Zayıf	Zayıf	Çok iyi

Özet olarak, ferrit nüve şekline karar verilirken en sık tercih edilen ferrit nüve şekilleri üzerinden belirleyici özellikler Tablo 3.1’de gösterilmiştir.

Nüve malzemesi ve nüve şekline karar verdikten sonraki aşamada ise nüve boyutu karşılaştırılır. Literatürde, verilen çalışma koşulları altında manyetik malzemenin boyutlarının ne olması gerektiğini gösteren uygun bir formül bulunmamaktadır. Bazı üreticiler farklı çalışma koşullarına göre Şekil 3.6 ve Şekil 3.7’deki gibi kataloglarında nüve boyutlarının seçimine yönelik önerilerde bulunmaktadır [32, 33]. Fakat bu öneriler, her türlü nüve çeşidini ve farklı çalışma koşullarını kapsamadığı için yetersiz kalmaktadır. Bu sebeple günümüzde tasarımcıların nüve boyutlarını belirlerken en sık kullandıkları yöntem ‘Area Product (AP)’ yöntemi olmaktadır. AP yöntemi pratik bir yöntem olmasından dolayı günümüz tasarım mühendisleri tarafından sıklıkla tercih edilmektedir [34, 35].

Output Power	EI core	EE core	EPC core	EER core
0-10W	EI12.5 EI16 EI19	EE8 EE10 EE13 EE16	EPC10 EPC13 EPC17	
10-20W	EI22	EE19	EPC19	
20-30W	EI25	EE22	EPC25	EER25.5
30-50W	EI28 EI30	EE25	EPC30	EER28
50-70W	EI35	EE30		EER28L
70-100W	EI40	EE35		EER35
100-150W	EI50	EE40		EER40 EER42
150-200W	EI60	EE50 EE60		EER49

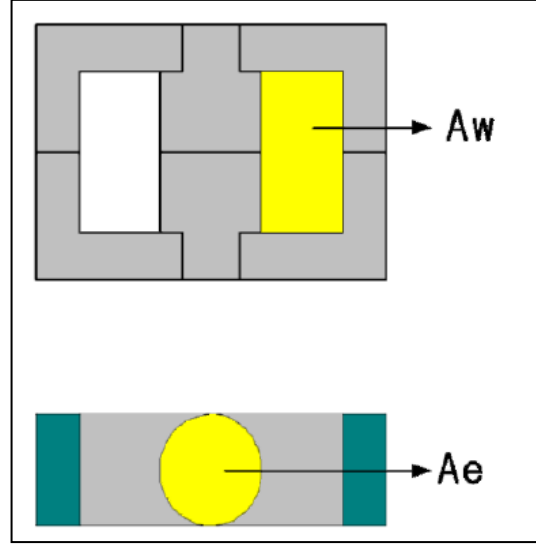
Şekil 3.6. Fairchild’ın önerdiği nüve seçim tablosu

Output Power Level	Recommended Core Types
0-10W	EFD15 SEE16 EF16 EPC17 EE19 EF(D)20 EPC25 EF(D)25
10-20W	EE19 EPC19 EF(D)20 EE or EI22 EF(D)25 EPC25
20-30W	EI25 EF(D)25 EPC25 EPC30 EF(D)30 ETD29 EER28(L)
30-50W	EI28 EER28(L) ETD29 EF(D)30 EER35
50-70W	EER28L ETD34 EER35 ETD39
70-100W	ETD34 EER35 ETD39 EER40 E21

Şekil 3.7. Infineon'ın önerdiği nüve seçim tablosu

AP yöntemine göre endüktans ve trafo boyutlarının belirlenmesi [35]'te detaylı bir şekilde incelenmiştir. Yöntemin temelinde, seçilen manyetik malzemenin mekanik bilgileri ile tasarımın elektriksel bilgilerinin eşleştirilmesi yatmaktadır. Yöntem, aday nüvenin güç aktarabilme kabiliyeti hakkında bilgi vermektedir. Ayrıca, tasarlanan manyetik elemandaki sıcaklık artışının ortam sıcaklığından yaklaşık 30 °C yükseleceği de tasarım öncesinden öngörülmektedir [35]. Manyetik malzeme ve karkas üreticileri, manyetik elemanlarına ait AP değerlerini kataloglarında sunmaktadırlar. Eğer seçilen manyetik elemana ait AP değeri üreticinin veri yaprağında bulunmuyorsa, Denklem (3.1) ile seçilen nüvenin pencere kesit alanı (A_w) ile göbek kesit alanının (A_e) çarpımı ile AP değeri hesaplanabilmektedir. A_w ve A_e ifadelerini gösteren alanlar Şekil 3.8'de gösterilmektedir [32].

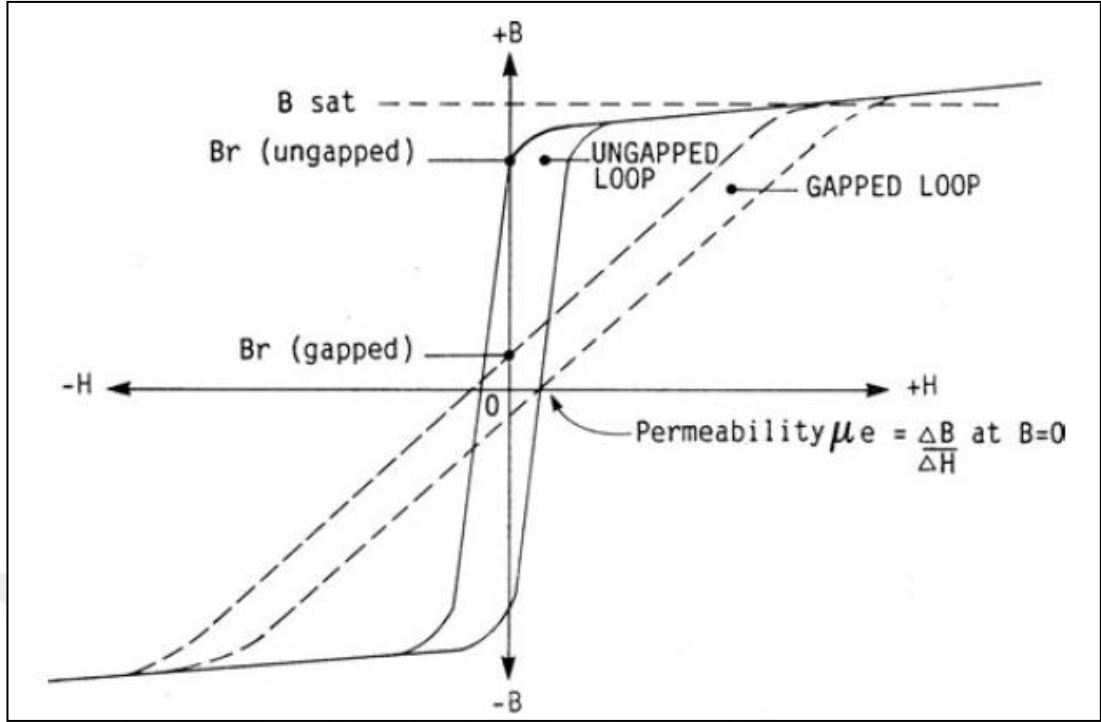
$$AP = A_w A_e \quad (3.1)$$



Şekil 3.8. Nüveye ait pencere kesit alanı ve göbek kesit alanı

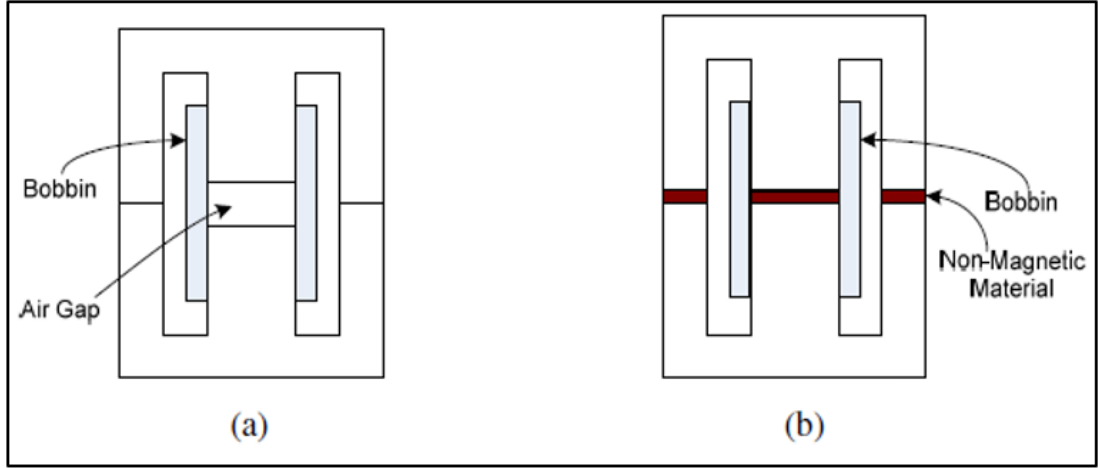
Tasarlanacak manyetik elemana ait nüve bilgileri (nüve malzeme cinsi, nüve şekli ve nüve boyutu) netleştirildikten sonraki aşamada, tasarımın elektriksel girdileri referans alınarak temel manyetik denklemler üzerinden çeşitli hesaplamalar yapılır. Bu aşamada nüveyi herhangi bir çalışma koşulu altında doyuma götürmeyecek sargı sarım sayıları, sargı endüktans değerleri, hava aralığı uzunluğu gibi parametreler hesaplanır. Hava aralığı uzunluğunun ve hava aralığının nüvenin hangi bacağında bırakılacağı, manyetik elemanın ısı, elektriksel, manyetik ve elektromanyetik performansının belirlenmesinde rol alan çok kritik bir parametredir.

Şekil 3.9'da hava aralığı var-yok durumlarında nüveye ait B-H karakteristiğindeki değişim gösterilmektedir. Nüvede hava aralığı oluşturulduğunda nüvenin manyetik geçirgenliği azalmasına karşılık(B-H eğrisinin eğimi), nüveyi doyuma götürecek akı yoğunluğu değeri (B_{sat}) sabit kalmaktadır. Ayrıca, hava aralığı bulunmayan nüve çok az bir manyetik alan şiddetine maruz bırakıldığında doyuma ulaşacakken, hava aralığı bırakılması sonrası çok daha büyük manyetik alan şiddetinde doyuma ulaşmaktadır [35].



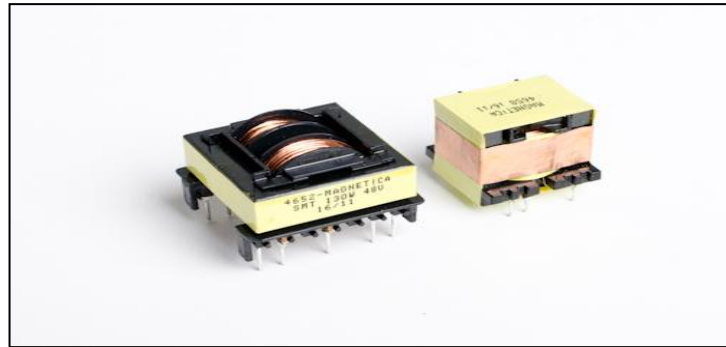
Şekil 3.9. Hava aralığının B-H karakteristiğine etkisi

Hava aralığından etrafa saçılacak EMI değerini azaltmak, hava aralığı kayıplarını en aza indirmek, manyetik eleman üretim süreçlerini kolaylaştırmak ve üretim süreçlerinde tekrar edilebilir sonuçlar elde edebilmek için hava aralığının çekirdeğin orta bacağına bırakılması ve sargıların orta bacağın üzerine yerleştirilmesi en uygun çözümdür [15]. Hava aralığının sadece orta bacakta bırakılması durumunda, manyetik elemandan aktarılacak tüm güç hava aralığında depolanacağından dolayı istenen endüktansa ulaşabilmek için hava aralığı boyutlarının büyük olması gerekecektir. Bu sebepten dolayı hava aralığından yayılan kaçak akıların bakır sargılardaki oluşturduğu kayıplarda artış gözlenecektir [34]. Diğer seçenek ise hava aralığını nüvenin diğer iki bacağına bırakmaktır. Bu yöntem daha ekonomik ve pratik bir çözüm olup, nüveyi oluşturan iki çekirdeğin arasında manyetik olmayan bir malzeme ile hava aralığı bırakılmasına dayanır. Genel olarak hava aralığından etrafa yayılan kaçakları azaltmak için sargıların hava aralığının bulunduğu nüvenin bacağına sarılması önerilir [34]. Şekil 3.10'da hava aralığının nüvenin orta bacağına ve diğer bacaklarında bırakılması durumunun görseli verilmiştir.



Şekil 3.10. Hava aralığının nüvede konumlandırılması (a) Orta bacakta (b) Alt ve üst bacaklarda

Hava aralığından etrafa yayılan girişimi azaltma yöntemlerinden bir tanesi de nüve etrafına bakır şerit sarmaktır. Bakır şerit, hava aralığından etrafa yayılan kaçak akıları azaltmak için kullanılır. Bunun için bakır şeritin sargılarla eş eksenli sarıldığına ve hava aralığını tam kapsadığına dikkat edilmelidir. Eğer bakır şerit üzerinde endüklenen akımların toprağa akması isteniyorsa, bakır şerit devrenin toprağına bağlanır. Şekil 3.11’de etrafına bakır şerit geçirilmiş örnek bir yüksek frekans trafosu gösterilmektedir.



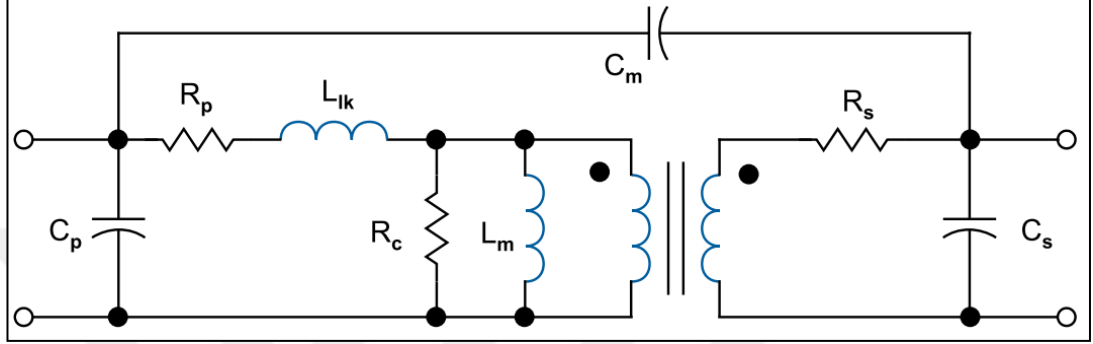
Şekil 3.11. Bakır şeritli trafo

3.2. Manyetik Eleman Sargıları

Bu bölümde, manyetik elemanların diğ er yapıtaş ı olan sargılara odaklanılmıştır. Manyetik elemanların gerçek modelleri üzerinden çalışmasını belirleyen elektriksel parametrelere, parazitik unsurları azaltma yöntemlerine, sargıların oluşturulmasında en çok tercih edilen iletken tel cinslerine ve en sık tercih edilen sargı sarım tekniklerine odaklanılmıştır. Tasarımcı için fiyat, performans ve üretilebilirlik

kıstasları göz önünde bulundurularak, manyetik eleman sargılarının en uygun biçimde oluşturulması hakkında önemli bilgiler sunulmuştur.

Yüksek frekansta çalışan iki sargılı trafoya ait elektriksel eş değer devre modeli Şekil 3.12’de gösterilmektedir [36]. Modelde birincil ve ikincil sargı yapısındaki parametrelerin temsil ettikleri ifadeler Tablo 3.2’de belirtilmiştir.



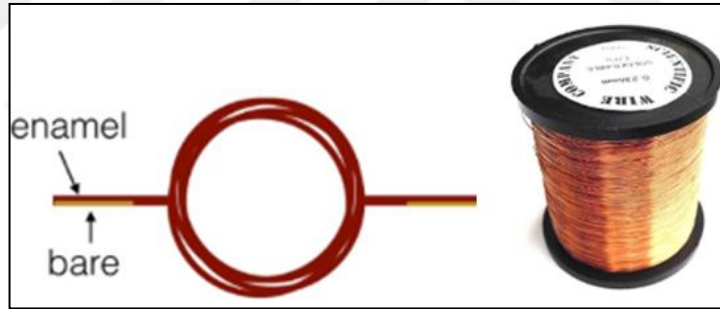
Şekil 3.12. Yüksek frekansta çalışan trafo gerçek zamanlı modeli

Tablo 3.2. Yüksek frekansta çalışan trafo gerçek zaman model parametreleri

Parametre	Açıklama
R_p	Birincil Sargı Direnci
L_{lk}	Birincil Sargı Kaçak Endüktansı
R_c	Nüve Kaybı Temsil Direnci
L_m	Mıknatıslama Endüktansı
C_p	Birincil Sargı Parazitik Kapasitans
R_s	İkincil Sargı Direnci
C_s	İkincil Sargı Parazitik Kapasitans
C_m	Birincil ve İkincil Sargılar Arası Parazitik Kapasitans

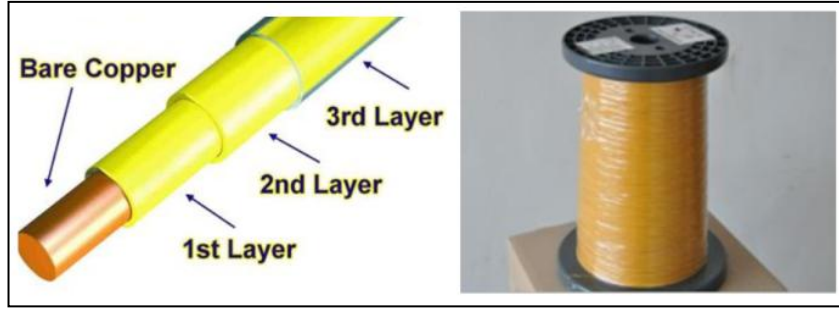
Modeldeki her bir elektriksel parametrenin trafonun ve dönüştürücünün performansına doğrudan etkisi bulunmaktadır. Model, yapı olarak basit görünse de modeldeki parametrelerin büyüklükleri çalışma frekansına ve sargılarının uyartım biçimine bağlı olarak değişmektedir. Parametrelerin değerleri, trafoya açık devre ve kısa devre testleri uygulanarak LCR metre ile bulunmaktadır. Her bir elektriksel parametreye ait detaylı bilgiler [36] referans çalışmasında anlatılmaktadır.

Manyetik elemanlar sargılı elemanlar olmasından dolayı sargıların oluşturulmasında çeşitli teller kullanılabilir. Seçilen telin cinsi ve tel kalınlığı manyetik elemanın bakır kayıplarını, verimini ve ısınmasını doğrudan etkilemektedir. Günümüzde en çok tercih edilen iletken tel olarak emaye teller kullanılmaktadır. Emaye tel örneği Şekil 3.13'te gösterilmektedir. Görselden de görüleceği gibi emaye teller bakır iletken etrafında ince bir yalıtım şeriti çekilerek üretilmektedir. Yüksek yalıtım isteğinin olmadığı sargılarda maliyet avantajı sağladığından dolayı sıklıkla tercih edilmektedir.

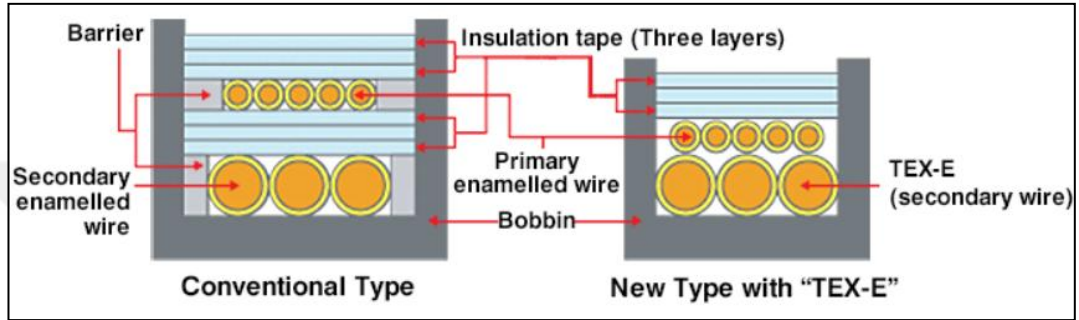


Şekil 3.13. Emaye tel

Sargılar arasında yüksek yalıtım isteğinin olduğu uygulamalarda üç kere yalıtılmış tel (TEX-E) kullanılmaktadır. TEX-E teli Şekil 3.14'de gösterilmektedir. IEC gibi birçok standart kuruluşlar, güç dönüştürücülerinde kullanılan trafolarında birincil ve ikincil sargıları arasında belirli seviyelerde yalıtım olmasını beklemektedir. Yüksek yalıtım isterlerini karşılamak için geleneksel trafolarında emaye tel ile sarılan sargılar arasında yalıtım bantları kullanılmaktadır. Emaye tel ile düşük yalıtım isterleri karşılanabilmektedir; fakat bu yöntem trafo boyutlarının büyümesine, trafo pencere alanının etkin bir şekilde kullanılamamasına ve güç yoğunluğunun da düşmesine sebep olmaktadır. Şekil 3.15'de emaye tel ve TEX-E ile sarılmış trafolardaki pencere alanının kullanımı görülmektedir [37].



Şekil 3.14. Üç kere yalıtılmış tel (TEX-E)



Şekil 3.15. Emaye tel ve TEX-E tel ile sarılmış trafoların pencere alanının kullanımı

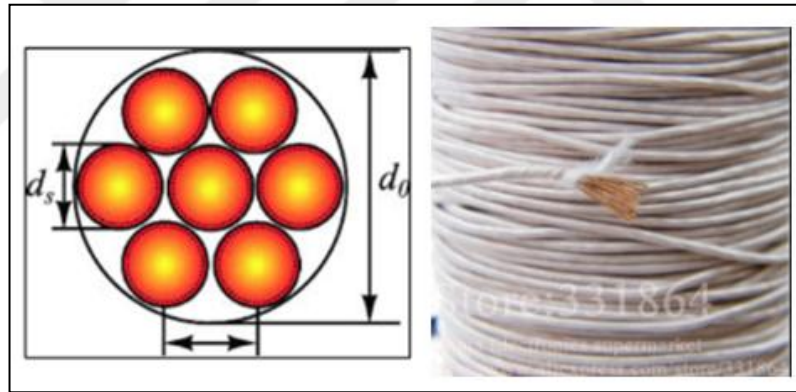
Tablo 3.3. Emaye tel ve TEX-E ile sarılmış trafoların karşılaştırılması

		EMAYE	TEX-E
Çıkış Gücü		20W	20W
Hacim	cm ³	36	19
	%	100	53
Ağırlık	g	70	45
	%	100	64

Günümüzde trafo boyutlarını küçültmek için, TEX-E tellerle sargılar sarılmaktadır. TEX-E tellerle sarılmış trafolarla Şekil 3.15’de gösterildiği gibi sargılar arası yalıtım bantı kullanım ihtiyacı ortadan kalkacak ve trafoda %50-%70 boyut avantajı sağlanacaktır [38]. Tellerin sarıldığı karkas bölgesinin daha etkin kullanımı sayesinde daha düzenli görünümlü sargılar karkasa yerleştirilecek ve daha düşük kaçak endüktans değerli trafo elde edilmiş olacaktır. Tablo 3.3’te geleneksel emaye tel ve TEX-E tel ile sarılmış aynı güç seviyesindeki iki trafonun karşılaştırılması

gösterilmektedir. Görüldüğü gibi TEX-E tel ile daha küçük boyutlu bir trafo ile aynı güç aktarımı sağlanabilmektedir [37].

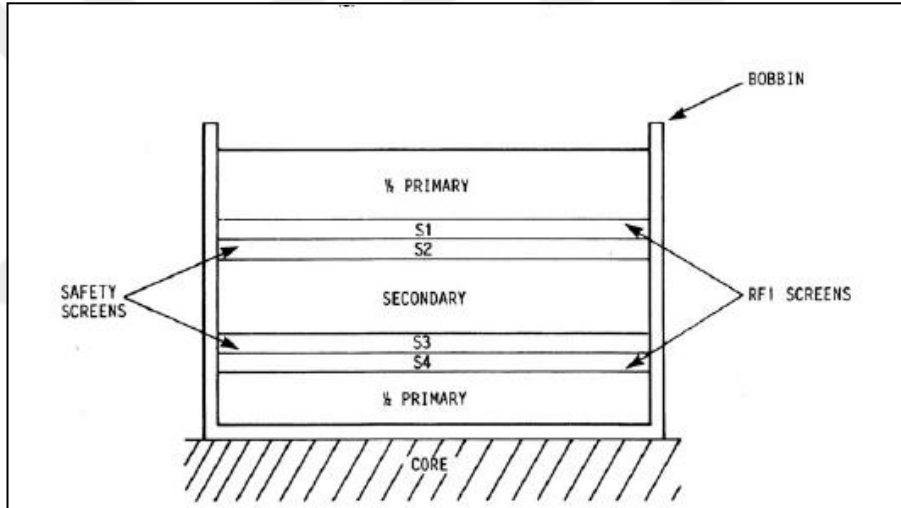
Manyetik elemanların sargılarında en fazla tercih edilen bir diğer iletken cinsi ise LITZ telidir. Çok sayıda ince tellerin birbirine burulup uçlarından birleştirilerek oluşturulduğu LITZ teline ait görsel Şekil 3.16'da verilmiştir. LITZ teli, yüksek frekanslı uygulamalarda sargılardaki deri etkisini azaltmak için tercih edilmektedir [39]. Yüksek frekanslı uygulamalarda sargılardan geçen akımın iletken tel içerisinde homojen olarak değil de çeperlere doğru yoğunlaşmasından dolayı tel direnci artmaktadır. Bu durum bakır kayıplarının artmasına sebep olmaktadır. Bu sebeple tasarımcının tasarım aşamasında yüksek frekans etkilerini göz önünde bulundurarak tel cinsine ve tel kalınlığına karar vermesi önem taşımaktadır. LITZ teli emaye tellere göre pahalı olması, trafo pencere alanının etkin kullanılmaması ve lehim alma problemlerinden dolayı LITZ teli seçilirken iyi analiz edilerek seçimi yapılmalıdır.



Şekil 3.16. LITZ teli

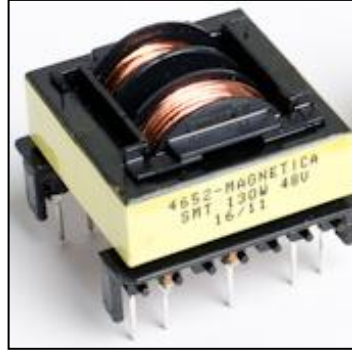
Manyetik elemanların elektriksel, ısı, elektromanyetik performansını ve üretim maliyetlerini belirleyen başlıca unsurlardan bir tanesi de sarım tekniğidir. Sarım tekniği ile sargıların karkas üzerine yerleşim sırası ve sarılma biçimi kastedilmektedir. Genellikle şebekeden beslenen dönüştürücülerde karkas üzerine ilk olarak birincil sargı sarılır. Bu şekilde tur başına düşen sargı uzunluğu minimum olur ve EMI açısından daha az yayılıma sebep olan bir çözüm üretilmiş olunur. Birincil sargı üzerine ise çıkış geriliminde yüklenme miktarına göre değişimin en az olması istenen sargılara öncelik verilerek diğer sargılar sırayla sarılır. Çeşitli sarım tekniklerine ait detaylı bilgiler [32, 33, 38]'de anlatılmaktadır.

Trafo performansını belirleyen bir diğer önemli parametre ise kaçak endüktans değeridir. Trafo kaçak endüktansı, anahtarlama elemanının çıkış kapasitesi ile etkileşime girerek anahtar üzerinde gerilim yükselmelerine, yüksek frekanslı salınımların oluşmasına, hatta anahtarlama elemanlarının delinmelerine sebebiyet verebilmektedir. Bu olumsuz durumların oluşmasının önüne geçebilmek için trafonun kaçak endüktans değeri uygun sarım teknikleri ile kontrol edilebilmektedir. Trafo kaçak endüktans değerini azaltmak için en çok kullanılan ve en etkili olan sarım tekniği Şekil 3.17’de gösterilen sandviç sarım tekniğidir [35]. Sandviç sarım tekniğine göre, karkas üzerine önce birincil sargının yarısı sarılır; ardından ikincil sargılar sarılır ve en üst katmana ise birincil sargının kalan yarısı sarılmaktadır. Bu şekilde, sargılar arası bağlaşım artırılarak, kaçak endüktans değeri azaltılmış olunur.



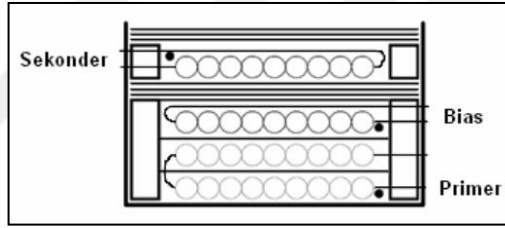
Şekil 3.17. Sandviç sarım tekniği

Öte yandan, trafonun kaçak endüktansından faydalanılan dönüştürücüler de mevcuttur. Örneğin, LLC rezonant dönüştürücüde, rezonant tankı iki ayrı manyetik eleman ile oluşturulabileceği gibi, LLC yapısındaki trafonun kaçak endüktansını, rezonant endüktansı olarak kullanan uygulamalar da mevcuttur. Bu yapılarda trafonun istenen kaçak endüktans değerini tutturmak için ortasında boşluk bulunan özel karkaslar ile tümleşik trafo sarımına geçilmektedir. Boşluklu karkaslarda, boşluğun bir tarafına birincil sargı sarılırken, diğer tarafına ise ikincil sargı sarılmaktadır. Şekil 3.18’de tümleşik trafo görseli bulunmaktadır.



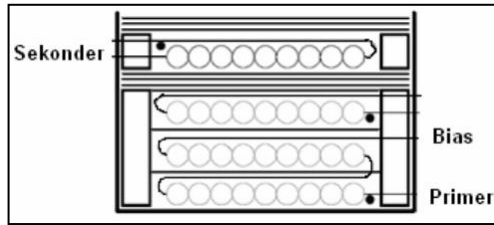
Şekil 3.18. Tümleşik trafo

Sandviç sarım tekniği dışında başka sarım teknikleri de mevcuttur. Bunlardan ilki Şekil 3.19’da gösterilen C tipi sarım tekniğidir. Yöntem, en yaygın olarak kullanılan ve en ucuz maliyetli sarım tekniğidir [33]. Fakat bu yöntemde birincil sargı kapasitesi yüksektir ve bu durum dönüştürücünün EMI performansını olumsuz yönde etkilemektedir.



Şekil 3.19. C tipi sargı modeli

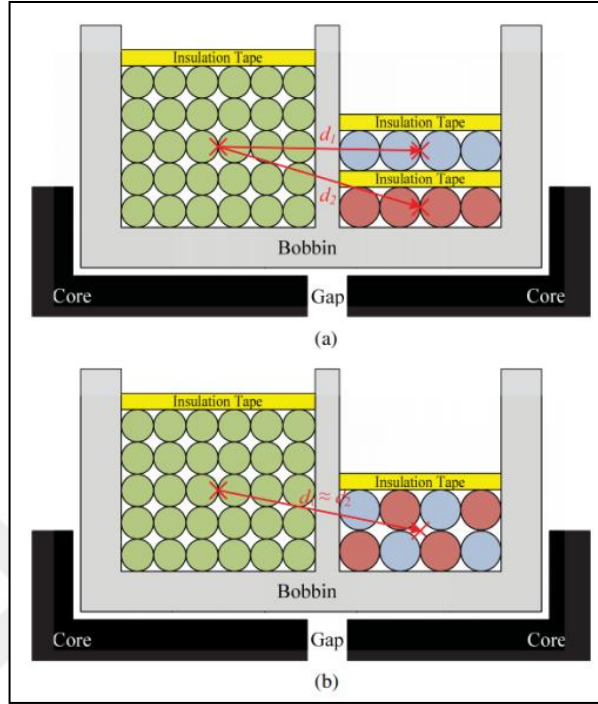
C tipi sarım tekniğine alternatif olarak Şekil 3.20’de gösterilen Z tipi sarım önerilmektedir. Z tipi sargı tekniği C tipi sarıma göre üretimi daha zor olan bir yöntem olup, üretim maliyetleri de daha yüksektir. Öte yandan sargı kapasiteleri daha düşüktür ve EMI açısından daha iyi sonuç vermektedir [33].



Şekil 3.20. Z tipi sargı modeli

LLC rezonant yarı köprü yapısında bulunan trafodaki gibi ikincil tarafta orta uçları birleştirilmiş trafo kullanımının olduğu uygulamalarda en sık tercih edilen sarım tekniği bifilar sarım tekniğidir. Yöntem, dönüştürücü verimini artırmak ve ikincil

sargılar arasındaki dengesiz yüklenmeyi azaltmak için özellikle LLC trafosu gibi yapılarda çok sık tercih edilmektedir [40].



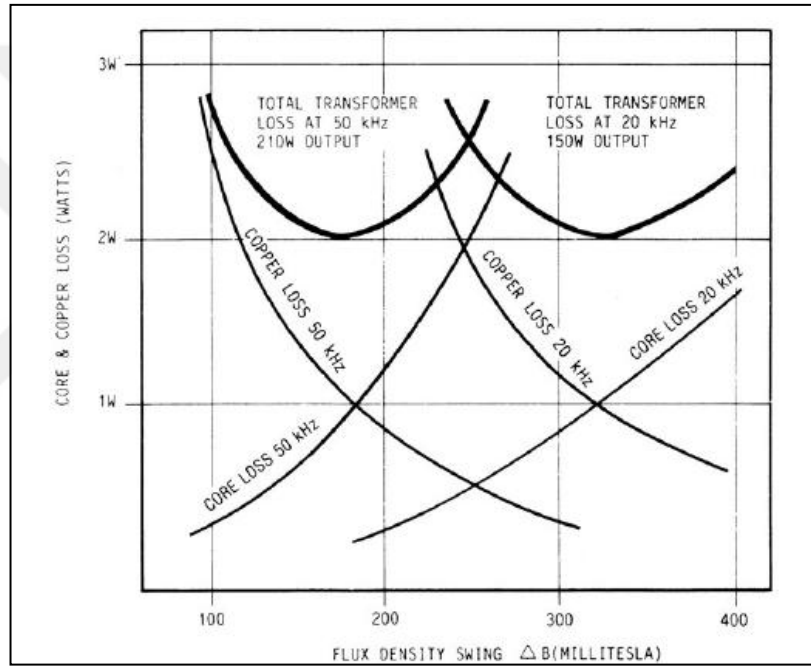
Şekil 3.21. Geleneksel ve bifilar sarılmış trafo

3.3. Kayıplar

Bu bölümde manyetik elemanlar üzerinde oluşan kayıpların temel sebepleri üzerine yoğunlaşarak, tasarım öncesinden kayıpların kestirilebilmesine yönelik bilgiler verilmiştir.

Manyetik elemanların kayıpları nüve ve bakır kayıpları olmak üzere iki ayrı grupta incelenmektedir. Nüve kayıplarını histerisiz ve eddy akımlarından kaynaklanan kayıplar oluşturmaktadır. Yüksek frekans uygulamalarında tercih edilen ferrit malzemenin elektriksel direncinin yüksek olmasından dolayı eddy akım kayıpları ihmal edilebilmektedir [41]. Dolayısıyla nüve kayıplarının tamamı B-H eğrisinin karakteristiğinden kaynaklanan histerisiz kayıplarından oluştuğu düşünülebilir. Bakır kayıpları ise sargı tellerinin dc ve ac direncinden kaynaklanmaktadır. Yüksek frekansta çalışmadan kaynaklı deri ve yakınlık etkileri tel direncinin artmasına sebep olarak sargı kayıplarını artırmaktadır.

Manyetik elemanların en iyi verimde çalıştığı an nüve ve bakır kayıplarının birbirine eşit olduğu çalışmadır [35]. Genel anlamda, nüve boyutu ve akı yoğunluğu değişim miktarı büyüdükçe nüve kayıpları da artmaktadır. Bakır kayıpları ise nüve boyutu ve akı yoğunluğu değişim miktarı düştükçe artış göstermektedir. Bu sebeple, manyetik elemandan en iyi verimi elde edebilmek için nüve ve bakır kayıplarının eşit olduğu denge noktası oluşacak biçimde tasarım gerçekleştirilmelidir. Pratik hayatta, toplam kaybın nüve ve bakır kayıplarına eşit bir şekilde paylaştırılabilmesi için nüve malzemesinin seçimine, nüve boyutlarına ve çalışma frekansına dikkat edilerek tasarım gerçekleştirilmelidir.



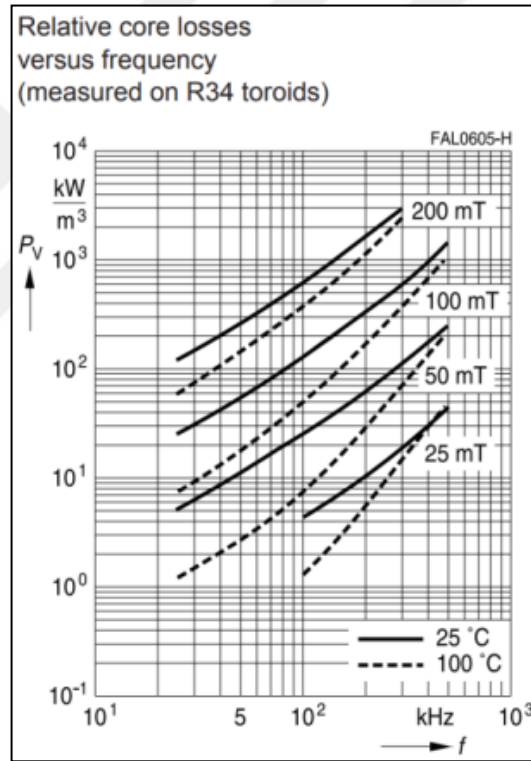
Şekil 3.22. N27 malzemesi EC41 nüvesi için nüve, bakır ve toplam kayıpların değişim eğrisi

Şekil 3.22’de N27 ferrit malzemeli EC41 nüvesinin 20 kHz ve 50 kHz çalışma frekanslarındaki çeşitli akı yoğunluğu değişimlerindeki nüve, bakır ve toplam kayıpları gösterilmektedir. 50 kHz çalışma frekansında trafonun en yüksek verimde çalıştığı an (en düşük kayıpların olduğu an) nüve kayıplarının toplam kaybın %44’ünü, bakır kayıplarının ise toplam kaybın %56’sını oluşturduğu çalışmadır. 20 kHz çalışma frekansında ise nüve ve bakır kayıplarının eşit olduğu bölgede en yüksek verim elde edilmekte ve akı yoğunluğunun değişimi 320 mT olmaktadır. Şekil 3.22’den de görüleceği gibi akı yoğunluğunun değişimi çalışma frekansına, güç aktarımına ve izin verilen ısınma miktarına göre uygun bir şekilde seçilmelidir. Eğer

trafodan en yüksek verimin elde edilmesi hedefleniyorsa, tasarım sonunda nüve ve bakır kayıplarının ayrı ayrı hesaplanıp, yaklaşık olarak birbirine eşit olduğu doğrulanmalıdır.

3.3.1. Nüve kayıpları

Nüve kayıplarını histerisiz ve eddy akımlarından kaynaklanan kayıplar oluşturmaktadır. Yüksek frekans uygulamalarında tercih edilen ferrit malzemenin elektriksel direncinin yüksek olmasından dolayı eddy akım kayıpları ihmal edilebilmektedir [41]. Dolayısıyla nüve kayıplarının tamamı B-H eğrisinin karakteristiğinden kaynaklanan histerisiz kayıplarından oluştuğu düşünülebilir.



Şekil 3.23. N87 nüvesine ait hacim başına düşen kayıp yoğunluğu grafiği

Üreticiler, ürettikleri nüvelerin kayıp karakteristiği hakkında bilgi vermesi için veri yapraklarında kayıp yoğunluğunun ortam sıcaklığına, çalışma frekansına ve manyetik akı değişim miktarına göre değişim grafiklerini (P_v -T, P_v -B ve P_v -f) sunmaktadır. Grafiklere, çalışma koşulları bilgileri girilerek, seçilen aday nüvenin sağlayacağı performans hakkında bilgi edilebilir. Şekil 3.23'te EPCOS firmasının güç elektroniği uygulamalarında sıklıkla tercih edilen N87 malzemesinin veri

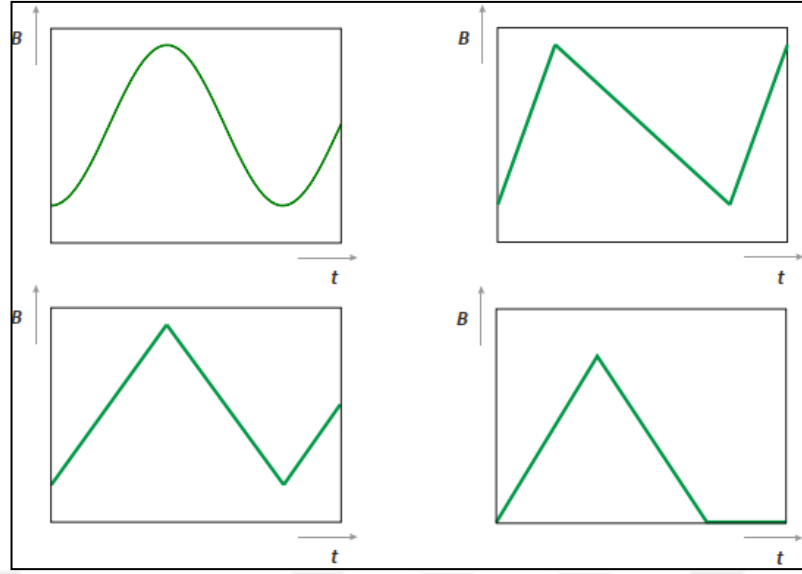
yaprağından elde edilen hacim başına düşen kayıp yoğunluğugrafiğigösterilmektedir [29].

Veri yapraklarındaki kayıp yoğunluğu grafikleri standart çalışma koşulları altındaki kayıp bilgilerini ifade etmektedir. Genel olarak, toroid şeklindeki bir nüvenin %50 doluluk oranı ile sinüs uyarım altında belirli bir çalışma sıcaklığı altında çalıştırılması ile elde edilen bilgileri taşımaktadır. Herhangi bir çalışma koşulu altında nüvede oluşacak güç kaybının bulunabilmesi için Denklem (3.2)'deki Steinmetz denklemindeki parametrelerin kayıp yoğunluğu grafiği üzerinde eğri uydurma yöntemi ile bulunmasının ardından güç kaybı yoğunluğu hesaplanmaktadır [42].

$$P_v = kf^{\alpha}B^{\beta} \quad (3.2)$$

Öte yandan, Steinmetz denklemi %50 doluluk oranında sinüs uyarım ile çalıştırılan manyetik elemana ait kayıp bilgisi taşımaktadır. Fakat günümüz güç dönüştürücülerinde kullanılan manyetik elemanların büyük bir kısmı sinüs harici Şekil 3.24'te gösterilen uyarım sinyallerine de maruz kalmaktadır. Bu sebeple, bu uyarım sinyalleri altında çalıştırılan manyetik elemanların nüve kayıpları Steinmetz denklemi ile hatalı bir şekilde bulunmaktadır. Steinmetz denkleminin eksik kaldığı noktalar aşağıda maddeler halinde belirtilmiştir. Detaylı bilgiler [47] gibi çalışmalarda anlatılmaktadır.

- Sadece sinüs uyarımlar için geçerlidir.
- DC bias etkilerini barındırmamaktadır.
- Sıcaklık değişiminin etkisini göz önünde bulundurmamaktadır.
- Parametreler belirli çalışma frekansı ve akı yoğunluğu bölgesinde doğru sonuç verebilmektedir. Farklı çalışma bölgelerinde katsayıların güncellenmesi gerekmektedir.



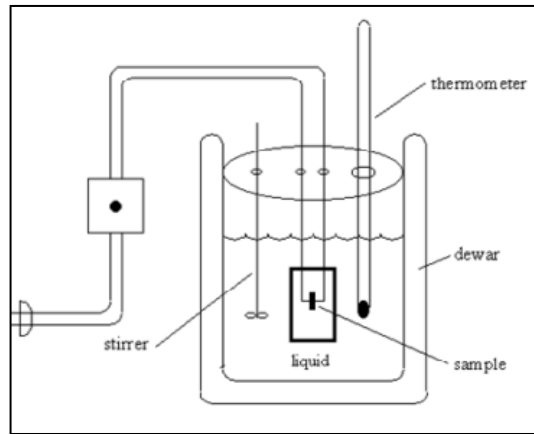
Şekil 3.24. Güç elektroniği uygulamalarında en sık görülen manyetik nüve akı yoğunluğu uyarma biçimleri

LLC rezonant dönüştürücü yapısında kullanılan iki ayrı manyetik elemandan rezonant endüktansının uyartım şekli sinüs, miktanısılama endüktansının (L_m) uyartım şekli ise kare dalgadır. Bu sebeple L_m 'nin nüve kaybı bulunurken Steinmetz denklemi ile kayıplar hatalı bir şekilde bulunmuş olacaktır. Rezonant dönüştürücülerde çalıştırılan manyetik elemanların nüve kayıplarına [43]'de detaylıca odaklanılmıştır. “Dalga Biçimi Katsayılı Steinmetz Denklemi, W_cSE ” ile uygun bir katsayı bulunarak Steinmetz yöntemine göre bulunan kayıp ifadesinden yola çıkılır ve rezonant dönüştürücü nüve kaybı bulunur. Yöntemin, %50 doluluk oranında çalıştırılan dönüştürücülerde oldukça doğru sonuç verdiği gösterilmiştir [44]. Matematiksel denklemler üzerinden kayıpların bulunabildiği yöntemlerin karşılaştırma bilgileri Tablo 3.4'te gösterilmektedir.

Literatürde nüve kayıplarının matematiksel ifadelerle bulunmasının haricinde deneysel ölçüm yöntemleri ile bulunmasına yönelik çalışmalar da mevcuttur [47]. Bu yöntemlerden bir tanesi termal ölçüm yöntemidir. Termal ölçüm yönteminin basitleştirilmiş ölçüm diyagramı Şekil 3.25'te gösterilmektedir. Bu yöntem ile güç kaybı bulunacak manyetik eleman, bulunduğu ortamdan termal olarak yalıtılmış sıvı içerisine daldırılır ve test başlatılır. Denklem (3.3)'teki temel enerji denklemi ile sıcaklık farkından yola çıkılarak manyetik eleman üzerinde oluşan toplam güç kaybı bulunabilir. Ölçüm düzeneği ve ölçümde dikkat edilmesi gereken konular [47]'de detaylı bir şekilde anlatılmıştır.

Tablo 3.4. Nüve kaybı kestirim yöntemlerinin karşılaştırılması

Nüve Kaybı Denklemi	Avantajları	Sınırlamaları
Modifiyeli Steinmetz Denklemi (MSE) [45]	<ul style="list-style-type: none"> • Kolay uygulanabilir • dB/dt'yi barındırıyor • Doluluk oranının etkisini barındırıyor 	<ul style="list-style-type: none"> • Belli bir çalışma frekansı ve akı yoğunluğu değişim aralığında geçerli
İyileştirilerek Genelleştirilmiş Steinmetz Denklemi (iGSE) [46]	<ul style="list-style-type: none"> • Herhangi bir akı uyartım şekli için geçerli • Akı uyartım şeklini küçük ve büyük parçalar üzerinden değerlendiriyor • Çok düşük ve çok yüksek doluluk oranlarındaki çalışmalarda en iyi sonucu veren yöntem 	<ul style="list-style-type: none"> • DC bias etkilerini barındırmıyor
Dalga Biçimi Katsayılı Steinmetz Denklemi (WcSE) [43]	<ul style="list-style-type: none"> • Kolay uygulanabilir • Rezonant dönüştürücüler için en uygun yöntem 	<ul style="list-style-type: none"> • Çok düşük ve çok yüksek doluluk oranındaki düşük hassasiyet



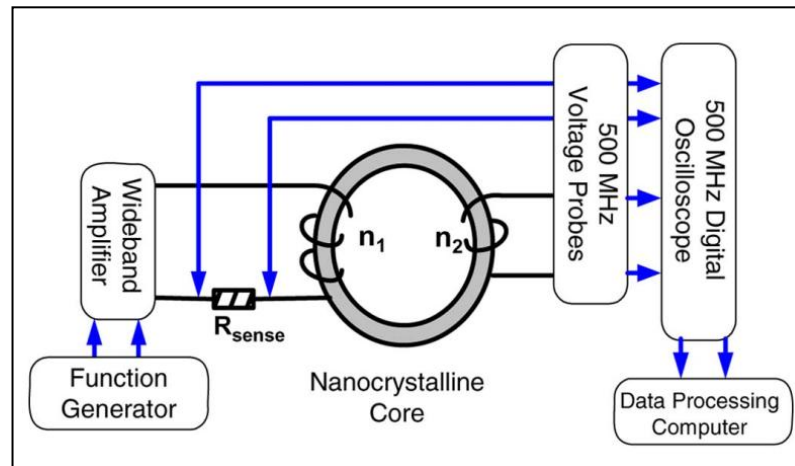
Şekil 3.25. Termal ölçüm düzeneği

$$P = \frac{c_p m \Delta T}{dt} \quad (3.3)$$

Termal ölçümle nüve kaybının bulunması oldukça yaygın olarak kullanılan bir yöntemdir. Yöntem, nüvenin uyarım şeklinden ve DC bias etkilerinden bağımsız olarak nüve kaybı hakkında bilgi verebilmektedir. Yöntemin eksik tarafları aşağıda belirtilmiştir:

- Zaman alıcı bir yöntemdir
- Bakır kayıplarının nüve kayıplarından ayırt edilmesi zordur
- Düşük güç kayıplarında sıcaklık değişimlerinin az olmasından dolayı hata oranı yüksek sonuç vermektedir

Nüve kayıplarının bulunmasında yaygın olarak kullanılan yöntemlerden diğeri elektriksel ölçümlere dayalı olarak gerçekleştirilen “Wattmetre” yöntemidir. Şekil 3.26’da Wattmetre yöntemi ile nüve kayıplarının araştırıldığı ölçüm düzeneği gösterilmektedir. Bu yöntemde test edilecek manyetik eleman iki ayrı sargıdan oluşmaktadır. Sargılardan birisi uyarım sargısı diğeri ise ölçüm sargısıdır. Nüve uyarım sinyali, fonksiyon jeneratörü çıkışında yüksek bant genişliğine sahip akım ve gerilim yükseltici üzerinden nüveye uygulanır. Ölçme sargısının açık devre gerilimi ve uyarım sargısının akımı ölçülerek osiloskop aracılığı ile nüve kaybı bulunur. Wattmetre yönteminin ölçüm düzeneği ve nüve kaybının bu yöntemle nasıl bulunabileceğine dair detaylı anlatım [43, 45, 48] gibi çalışmalarda mevcuttur.



Şekil 3.26. Wattmetre yönteminin ölçüm düzeneği

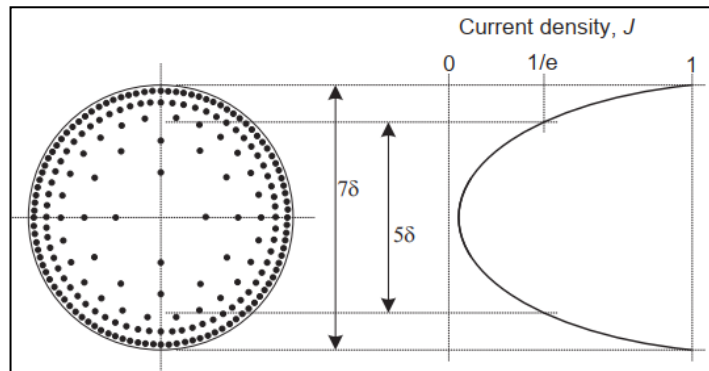
Wattmetre yöntemi, bakır kayıplarını nüve kayıplarından ayırabildiği için yaygın olarak tercih edilmektedir. Wattmetre yöntemi ile nüve kaybı bulunurken dikkat edilmesi gereken önemli noktalar aşağıda sıralanmıştır:

- Düşük ESL değerine sahip ölçme direnci kullanılmalıdır [48]
- Ölçüm problemleri bantgenişliği seçimini önemlidir
- Akım probu ölçüm öncesi sıfırlanmalıdır
- Osiloskopun ölçüm sıklığı yüksek olmalıdır

3.3.2. Bakır kayıpları

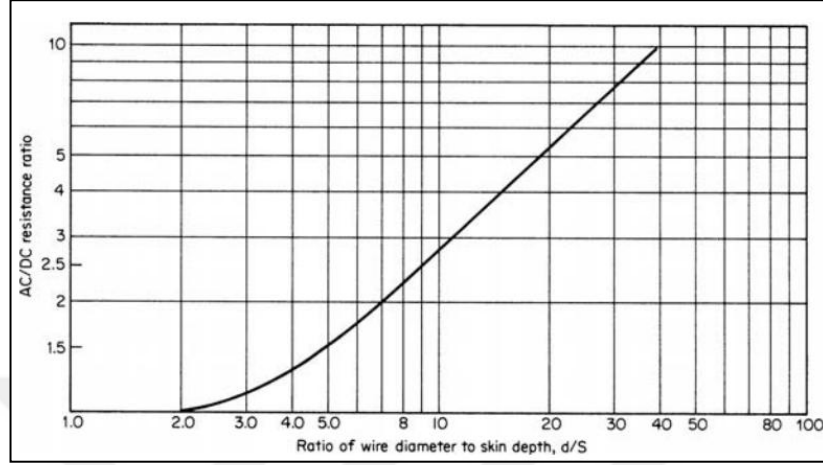
Sargılarda oluşan bakır kayıpları, DC ve AC kayıpları ifade etmekte ve çalışma frekansının artışıyla dramatik bir şekilde artmaya başlamaktadır. Yüksek frekansta deri ve yakınlık etkilerinden dolayı sargılarda dc direnç yerine ac direnç üzerinden bakır kayıpları hesaplanmaktadır. Deri etkisi, yüksek çalışma frekansından ve iletken çapının uygun seçilmemesinden dolayı akımın tel içinde homojen olarak değil çeperlerde yoğunlaşması ve dolayısıyla tel direncinin artmasından kaynaklanmaktadır. Deri kalınlığı; telin yüzeyindeki akım taşıma kapasitesinin %37'ye düştüğü yüzeyden olan mesafe olarak tanımlanmaktadır [39]. Deri kalınlığı Denklem (3.4) aracılığı ile bulunabilmektedir. Denkleme f çalışma frekansı (Hz) girilerek, deri kalınlığı (Δ) milimetre ölçü biriminde elde edilir.

$$\Delta = \frac{66}{\sqrt{f_{sw}}} \quad (3.4)$$



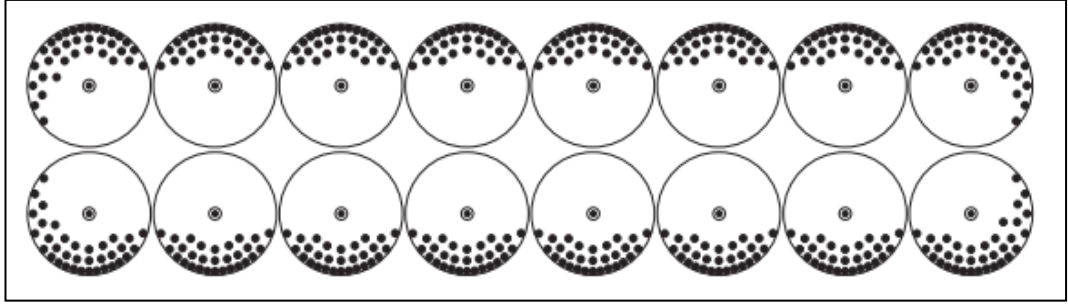
Şekil 3.27. Deri etkisinden dolayı iletken içerisindeki akım dağılımı

Şekil 3.28'den de görüleceği gibi yüksek frekanslı çalışma koşullarında iletken çapı çok yüksek olması durumunda telin ac direncinin dc direncine göre çok hızlı arttığı grafikte gösterilmektedir [31].

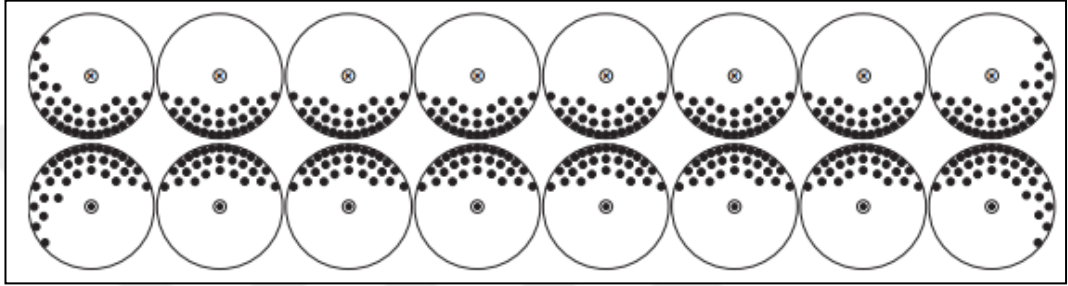


Şekil 3.28. Çalışma frekansına göre telin AC/DC direnç oranı

İletkenlerdeki yakınlık etkisi ise; alternatif akım taşıyan bir iletkenin yakınındaki diğer iletkenler içerisinde manyetik alan oluşturup, diğer iletkenlerde akım yoğunluğunu artırması ve akım dağılımının yüzeylerde birikme etkisi olarak tanımlanmaktadır. Yakınlık etkisi sargıların katman sayısı ve seçilen telin cinsine göre değişmektedir. Bu sebeple, çok katmanlı uygulamalarda yakınlık etkisi deri etkisine göre çok daha baskın olabilmektedir [49]. Akımın iletken içerisindeki akış yönüne göre iletkenler içerisindeki akım dağılımı iletkenin iç veya dış yüzeylerine doğru artış göstermektedir. Yakınlık etkisi, sadece çok katmanlı sargılarda değil, tek katlı sargıdan oluşan sargılı elemanlarda bile eğer iletken kesiti deri kalınlığına göre çok büyük seçilmişse etkisini göstermektedir. Şekil 3.29 ve Şekil 3.30'da yanyana olan tellerde akımın aynı ve zıt yönlü olmasına göre yakınlık etkisinden dolayı iletkenlerdeki akım dağılımı gösterilmektedir [39]. Görüldüğü gibi akım dağılımı yakınlık etkisinden dolayı telin yüzeylerinde yoğunlaşmış olup, bu durum telin ac direnç değerinde büyük artışa sebep olacak ve bakır kayıplarının fazla olmasına yol açacaktır.



Şekil 3.29. Aynı yönlü akan akımlardan kaynaklı iletkenlerdeki yakınlık etkisinden dolayı oluşan akım dağılımı



Şekil 3.30. Zıt yönlü akan akımlardan kaynaklı iletkenlerdeki yakınlık etkisinden dolayı oluşan akım dağılımı

Hem deri hem de yakınlık etkisi akımın iletken içerisinde homojen olarak yayılmamasına ve yüksek frekansta iletkenin akım taşıma kapasitesinin düşmesine sebebiyet vermekte ve ac direnç değerinin artmasına sebep olmaktadır. Bu durumun etkisi seçilen iletkenin tel çapına ve çalışma frekansına göre değişmektedir. İletkenin ac direncinin artması sonucu bakır kayıpları artış gösterecek ve dönüştürücü verimi düşecektir. Bu sebeple, tasarımcının tasarım aşamasında bu etkileri göz önünde bulundurarak trafo tasarımı yapması gerekmektedir.

Yukarıdaki bilgilerden de anlaşılacağı gibi nüve ve bakır kayıplarının matematiksel hesaplamalara dayalı olarak bulunması oldukça karmaşık ve zaman alıcı bir süreçtir. Bu sebeple güvenilir ve kolay uygulanabilir benzetim programlarına ihtiyaç duyulmaktadır. Tez kapsamında, ANSYS'in PEXPert ve MAXWELL programları aracılığı ile bu bölümde anlatılan bütün tasarım parametrelerinin etkisi detaylıca incelenip, ölçümlerle sonuçların doğruluğu üzerine odaklanılmıştır.

4. UYGULAMA DEVRESİ TASARIMI

Herhangi bir güç dönüştürücü tasarımına başlamadan önce ilk olarak tasarım girdilerinin ve performans hedeflerinin net bir şekilde belirlenmesi gerekmektedir. LLC rezonant yarım köprü dönüştürücüsüne ait literatürde yapılmış bir çok çalışmada ve rezonant entegre üreticilerinin uygulama notlarında çeşitli tasarım yöntemleri ve tasarım algoritmaları bulunmasına karşılık, LLC rezonant dönüştürücüsünün tasarım süreci oldukça karmaşık olup, önerilen yöntemler tasarımcı için pratik ve kolay uygulanabilir olmamaktadır. Ayrıca literatürde yapılmış çalışmalarda dönüştürücünün elektriksel, ısı ve elektromanyetik performansını, ayrıca fiyat ve boyutlarını belirleyen en kritik eleman olan manyetik elemanların, tasarım sürecinde dikkat edilmesi gereken kritik noktalarına odaklı çalışmaların eksikliği bulunmaktadır.

Tablo 4.1. Tasarım girdileri

Sembol	Parametreler	Değerler
$V_{in,nom}$	Nominal Giriş Gerilimi	390 V _{dc}
V_{in}	Giriş Gerilim Aralığı	[380 – 400 V _{dc}]
$V_{out,nom}$	Nominal Çıkış Gerilimi	54 V _{dc}
V_{out}	Çıkış Gerilim Aralığı	[45 – 58 V _{dc}]
V_{ovp}	Yüksüz Durumdaki Çıkış Gerilimi	75 V _{dc}
$I_{out,nom}$	Nominal Çıkış Akımı	1,75 A _{dc}
I_{out}	Çıkış Akım Aralığı	[1,73 – 1,77 A _{dc}]
f_r	Rezonant Frekansı	58 kHz
η	Hedeflenen Dönüştürücü Verimi	> %95

Bu bölümde, gerçekleştirilecek 100 W LLC rezonant yarım köprü dönüştürücüsünde kullanılan rezonant endüktansın (L_r) ve LLC trafosunun (L_m) Tablo 4.1'deki tasarım girdileri dikkate alınarak adım adım tasarım hesaplamaları anlatılmaktadır. Tasarım girdileri, günümüzde sokak aydınlatma uygulamalarında en sık tercih edilen güç kaynaklarının özellikleri incelenerek belirlenmiştir.

4.1. Trafo Sarım Oranı

LLC rezonant yarım köprü dönüştürücüsünün en ideal çalıştığı an, anahtarlama frekansının rezonant frekansına eşit olduğu çalışma anıdır [27]. Rezonant frekansında çalışma noktası, bütün kazanç eğrilerinin kesiştiği ve nominal kazanç değerinin (M_{nom}) 1'e eşit olduğu çalışma noktasıdır. Tasarıma, nominal giriş gerilimi ve nominal yüklenme durumunda çalışma frekansının rezonant frekansına eşit olduğu varsayımı yapılarak başlanır. Bu varsayıma dayanarak ilk adımda trafonun sarım oranı kestirimi yapılmalıdır. Sarım oranı kestirimini yapabilmek için Denklem (4.1)'den faydalanılmaktadır. Denklem (4.1)'de $V_{in,nom}$ nominal giriş gerilimini, V_{out} çıkış gerilimini, V_d ikincil taraftaki çıkış diyotunun ileri yöndeki tutma gerilimini (tipik olarak 0.9V) ve M_{nom} ise nominal kazanç değerini ifade etmektedir.

$$n = \frac{1}{2} \frac{V_{in,nom}}{V_{out} + V_d} M_{nom} = 3,555 \quad (4.1)$$

Trafolar %100 bağlaşımla sarılamamaktadır [27]. Şekil 3.12'deki trafo eş değer devre modelinden de görüleceği gibi LLC trafosunun %100 bağlaşımla sarılamamasından kaynaklı oluşan kaçak endüktansın, tasarım aşamasında hesaba katılması gerekmektedir. Kaçak endüktans değeri nüve şekline, sargı teli cinsine ve sarım tekniğine bağlı olarak değişkenlik göstermektedir [39]. Tasarım aşamasında mıknatıslama endüktansının %1'inin kaçak endüktansa eşit olacağı varsayımı yapılarak Denklem (4.2)'de trafo etkin sarım oranı (n_e) bulunur:

$$n_e = n(0,99)^{0,5} = 3,53 \quad (4.2)$$

Trafo etkin sarım oranı göz önünde bulundurularak nominal kazanç değeri Denklem (4.3) ile tekrar hesaplanarak, $M_{nom}=0,994$ olarak elde edilir.

$$M_{nom} = 2n_e \frac{V_{out} + V_d}{V_{in,nom}} = 0,994 \quad (4.3)$$

4.2. Minimum ve Maksimum Kazanç Değerleri

Tablo 4.1'e göre beyan edilen çıkış gerilim aralığında yük isterlerinin karşılanabilmesi dönüştürücünün sağlaması gerektiği minimum ve maksimum kazanç değerlerinin en kötü çalışma koşulları düşünülerek hesaplanması gerekmektedir. Denklem (4.4) ve Denklem (4.5)'teki hesaplama sonuçlarına göre kazanç değerinin değişim aralığı 0,794 ile 1,210 arasındadır.

$$M_{max} = 2n_e \frac{(V_{out,max} + V_d)}{V_{in,min}} 1,1 = 1,210 \quad (4.4)$$

$$M_{min} = 2n_e \frac{(V_{min} + V_d)}{V_{in,max}} = 0,794 \quad (4.5)$$

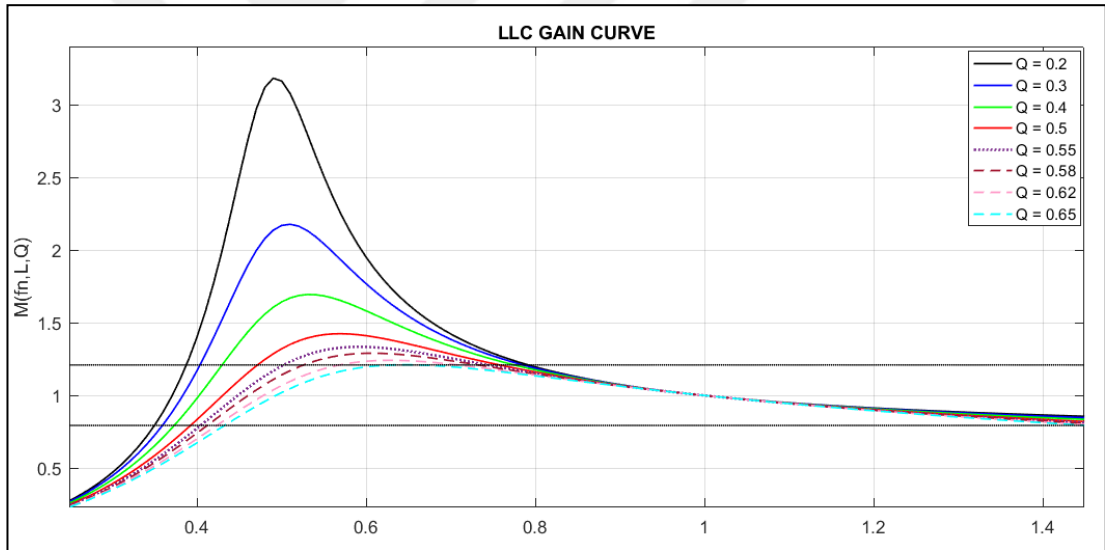
4.3. Endüktansların Oranı

LLC rezonant dönüştürücüsünde tasarım aşamasında kontrol edilmesi gereken bir diğer parametre ise maksimum giriş geriliminde ve yüksüz çalışma durumunda, sonlu bir anahtarlama frekansında kontrolün sağlanabilmesidir. Bunun için önce dönüştürücünün yüksüz durumdaki kazanç eğrisinin çıkarılıp, Denklem (4.5)'te bulunan minimum kazanç değerinin bu eğri ile kesişip kesişmediğinin kontrolü yapılmalıdır. Kesişme olmaması durumunda kontrolcü yükün isterlerini karşılayabilmek için anahtarlama frekansını sonsuza kadar artırmak isteyecek ve bu durum dönüştürücü için tehlikeli çalışmaya sebep olabilecektir. Bu durumun önüne geçmek için Denklem (4.6)'dan faydalanılarak Denklem (4.5)'te bulunan minimum kazanç değerinin, yüksüz çalışma durumundaki kazanç değerinin ulaşacağı asimptotik değerinden büyük olmasını sağlayacak biçimde endüktansların oranının belirlenmesi gerekmektedir [24]. Tasarlanan dönüştürücü için endüktansların oranı (λ) 0,3 olarak belirlenmiştir.

$$\lambda > \frac{1 - M_{\min}}{M_{\min}} = 0,259 \quad (4.6)$$

4.4. Maksimum Kalite Faktörü

Bu adımda çeşitli kalite faktörü değerlerine göre Denklem (2.1) aracılığı ile belli bir normalize edilmiş çalışma frekansı değişim aralığında kazanç eğrileri MATLAB programında çizdirilir ve dönüştürücü için kalite faktörü değişim aralığına karar verilir. Tasarlanan dönüştürücü için çeşitli kalite faktörlerine göre çizdirilmiş kazanç eğrileri Şekil 4.1’de gösterilmektedir. Verilen grafik aracılığı ile herhangi bir çalışma bölgesinde kapasitif bölgeye girmemek için maksimum kalite faktörü değeri $Q_{\max}=0,55$ olarak belirlenmiştir. Grafiğin çizdirilmesine ait yazılım kodları EK-Ç’de verilmiştir.



Şekil 4.1. Çeşitli Kalite Faktörlerine Göre Dönüştürü Kazanç Eğrileri

4.5. Birincil Tarafa İndirgenmiş Eş Değer Yük Direnci

Bu adımda rezonant tank yapısını oluşturan rezonant endüktansı (L_r) ve rezonant kapasitansı (C_r) hesabının yapılabilmesi için öncelikle birincil tarafa indirgenmiş eş değer yük direncinin değişim aralığının Denklem (4.7) ve Denklem (4.8) aracılığı ile hesaplanması gerekmektedir.

$$R_{e,nom} = \frac{V_{out,nom}}{I_{out,nom}} \frac{8}{\pi^2} n_e^2 \cong 311,67\Omega \quad (4.7)$$

$$R_{e,max} = \frac{V_{out,min}}{I_{out,max}} \frac{8}{\pi^2} n_e^2 \cong 256,79\Omega \quad (4.8)$$

4.6. Rezonant Kapasitörü

Bu adımda rezonant tank yapısındaki rezonant kapasitörünün (C_r) hesabı yapılmalıdır. Denklem (4.9) aracılığı ile C_r değerinin 19,43 nF olması gerektiği hesaplanmaktadır. Fakat 19,43 nF değeri standart bir değer olmadığından dolayı, tasarımda rezonant kapasitesinin sığa değeri, $C_r=22$ nF olarak belirlenmiştir.

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_r Q_{max} R_{e,max}} \quad (4.9)$$

4.7. Rezonant Endüktansı ve LLC Trafosu Mıknatıslama Endüktansı

Bu adımda rezonant tank yapısındaki rezonant endüktansının (L_r) ve LLC trafosunun mıknatıslama endüktansının (L_m) hesabı yapılmalıdır. İlk olarak Denklem (4.10) ve Denklem (4.11) aracılığı ile L_r 'nin ve L_m 'nin ön değerleri hesaplanır. Ardından, LLC trafosunun %100 bağlaşımla sarılamayacağı öngörülerek, oluşacak kaçak endüktans değerinin trafonun mıknatıslama endüktansının %1'ine denk geleceği varsayımı üzerinden, Denklem (4.12) ve Denklem (4.13) aracılığı ile L_r ve L_m 'nin değerleri sırasıyla 330 μ H ve 1,15 mH olarak hesaplanmaktadır.

$$L_{r(\ddot{o}n)} = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 C_r} = 342,3\mu\text{H} \quad (4.10)$$

$$L_{m(\ddot{o}n)} = \frac{L_{r(\ddot{o}n)}}{\lambda} = 1,14\text{mH} \quad (4.11)$$

$$L_m = \frac{L_{m(\ddot{o}n)}}{0.99} = 1,15\text{mH} \quad (4.12)$$

$$L_r = L_{r(\text{ön})} - (0,01)L_m = 330\mu\text{H} \quad (4.13)$$

4.8. Tank Empedansı ve Birincil Tarafa İndirgenmiş Minimum Eş Değer Yük Direnci

Bu adımda 6. ve 7. adımlarda seçilen tank parametrelerinden yola çıkılarak, Denklem (4.14) aracılığı ile tasarımın tank empedansının ve Denklem (4.15) aracılığı ile de birincil tarafa indirgenmiş eş değer yük direncinin minimum değeri hesaplanmalıdır. Denklem (4.15)'te $I_{\text{out,@}Q_{\text{min}}}$ ifadesi minimum yüklenme durumunda yükün isteyeceği akım değerini ifade etmektedir. Tasarımda bu değer $\sim 18 \mu\text{A}$ olarak alınmıştır.

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = 122,47\Omega \quad (4.14)$$

$$R_{e,\text{min}} = \frac{V_{\text{out,max}}}{I_{\text{out,@}Q_{\text{min}}}} \frac{8}{\pi^2} n_c^2 \cong 33\text{M}\Omega \quad (4.15)$$

4.9. Kalite Faktörünün Değişim Aralığı

Bu adımda ise seçilen rezonant tank parametrelerine göre kalite faktörünün değişim aralığı kontrol edilmelidir.

$$Q_{\text{nom}} = \frac{Z_r}{R_{e,\text{nom}}} \cong 0,393 \quad (4.16)$$

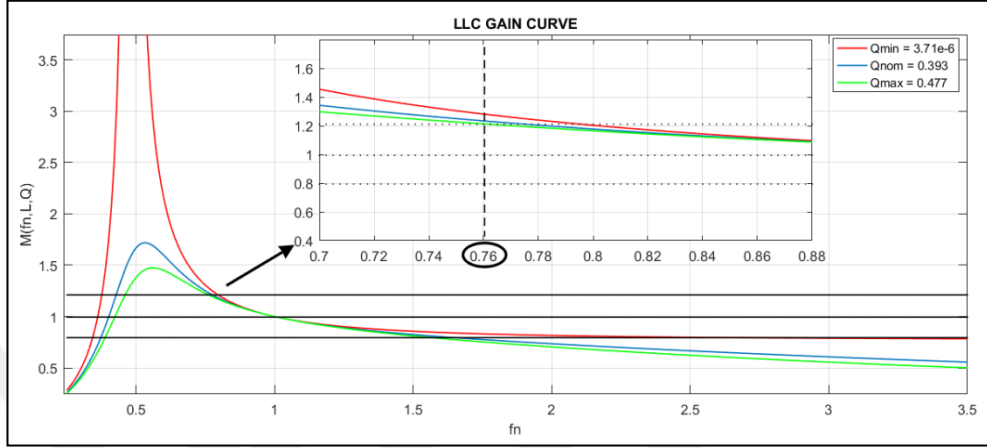
$$Q_{\text{max}} = \frac{Z_r}{R_{e,\text{max}}} \cong 0,477 \quad (4.17)$$

$$Q_{\text{min}} = \frac{Z_r}{R_{e,\text{min}}} \cong 3,71e-6 \quad (4.18)$$

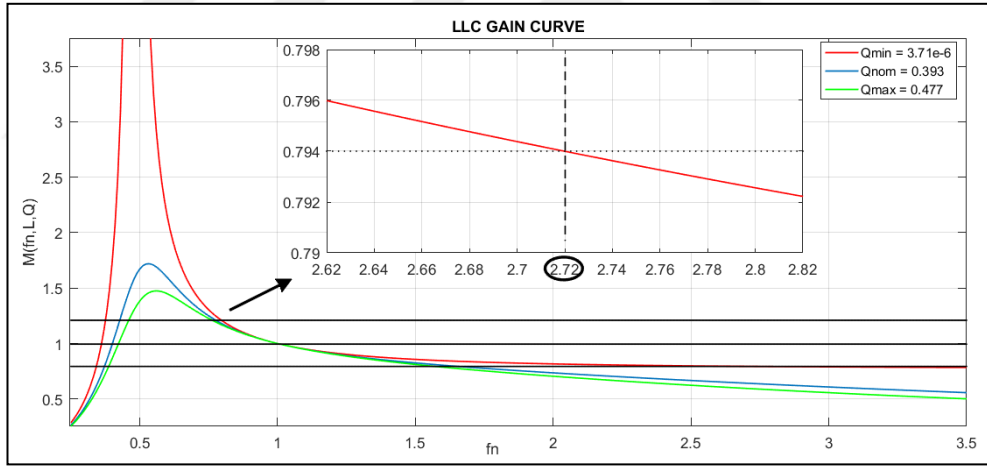
4.10. Anahtarlama Frekansının Değişim Aralığı

Bu adımda, Denklem (2.1) aracılığı ile seçilen tank parametreleri ve bir önceki adımda bulunan kalite faktörünün değişim aralığı dikkate alınarak dönüştürücünün

kazanç eğrileri MATLAB programında çizdirilir. Tasarlanan dönüştürücünün seçilen tank parametrelerine göre anahtarlama frekansının değişim aralığı Şekil (4.2) ve Şekil (4.3)'te gösterilmektedir. Grafiğin çizdirilmesine ait yazılım kodları EK-D'de verilmiştir.



Şekil 4.2. Normalize edilmiş minimum çalışma frekansı



Şekil 4.3. Normalize edilmiş minimum çalışma frekansı

Grafik aracılığı ile frekans modülasyonu tekniği ile yükün isterlerinin karşılanabilmesi için anahtarlama frekansının değişim aralığı kontrol edilmeli ve kontrolcünün bu aralıkta anahtarlama yapabilmesi sağlanmalıdır. Şekil (4.2)'deki grafikte, Q_{max} ile M_{max} 'in kesiştiği nokta minimum çalışma frekansına; Şekil (4.3)'teki Q_{min} ile M_{min} 'in kesiştiği nokta ise dönüştürücünün maksimum çalışma frekansına tekabül etmektedir. Tasarlanan dönüştürücü için bu kesişimler sağlandığında $f_{n,min}=0,76$ ve $f_{n,max}=2,72$ olarak elde edilmektedir. Denklem (4.19) ve

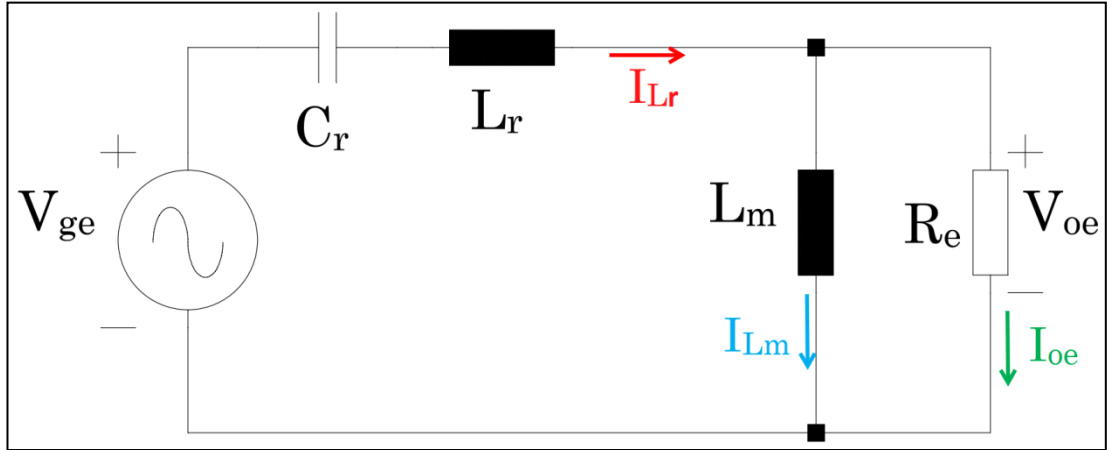
Denklem (4.20) aracılığı ile de minimum ve maksimum çalışma frekansları bulunmalıdır.

$$f_{sw,min} = f_{n,min} f_r \cong 44\text{kHz} \quad (4.19)$$

$$f_{sw,max} = f_{n,max} f_r \cong 158\text{kHz} \quad (4.20)$$

4.11. Manyetik Elemanların Efektif ve Tepe Akımları

Bu adımda, rezonant endüktasından (L_r) ve LLC trafosundan (L_m) akacak maksimum efektif ve tepe akımlarının hesabı yapılmaktadır. Bu adımdaki elde edilecek bilgilere dayanarak, manyetik elemanların sarım sayıları hesaplanacakve kullanılacak tel bilgilerine karar verilecektir. Bu amaçla, birincil tarafa indirgenmiş eş değer devre üzerinden hesaplamalar yapılmaktadır. Şekil 4.4'teki devre üzerinde; L_r 'den akan akımı I_{Lr} ; L_m 'den akan akımı I_{Lm} ; birincil tarafa indirgenmiş eş değer yük direncinden akan akımı I_{oe} temsil etmektedir. Bu bilgilere göre manyetik elemanlardan akan kritik akım değerleri Denklem (4.21) ile Denklem (4.26) arasındaki denklemler aracılığı ile hesaplanmaktadır.



Şekil 4.4. Lineer devre modeli

$$I_{oe} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{I_{out}}{n_e} 1,1 \cong 0,61A_{eff} \quad (4.21)$$

$$I_{Lm} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{n_e V_{out}}{2\pi f_{sw,min} L_m} \cong 0,60A_{eff} \quad (4.22)$$

$$I_{Lr} = \sqrt{I_{Lm}^2 + I_{oe}^2} \cong 0,90A_{eff} \quad (4.23)$$

$$I_{Lm,pk} = \frac{n_e (V_{out} + V_d)}{4L_m f_{sw,min}} \cong 1,1A_{pk} \quad (4.24)$$

$$I_{Lm,min} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{n_e V_{ovp}}{2\pi f_{sw,max} L_m} \cong 0,20A_{eff} \quad (4.25)$$

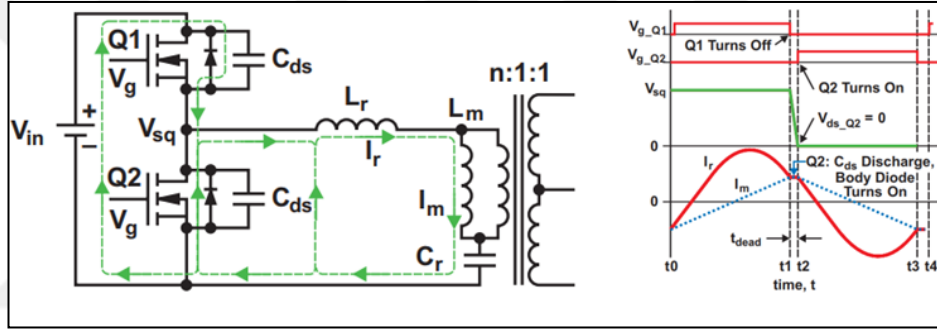
$$I_{Lr,pk} = \sqrt{\left(\frac{\pi I_{out}}{2n_e f_{n,min}}\right)^2 + \left(\frac{n_e V_{out}}{4f_{sw,min} L_m}\right)^2} \cong 1,30A_{pk} \quad (4.26)$$

4.12. Yumuşak Anahtarlama Kontrolü

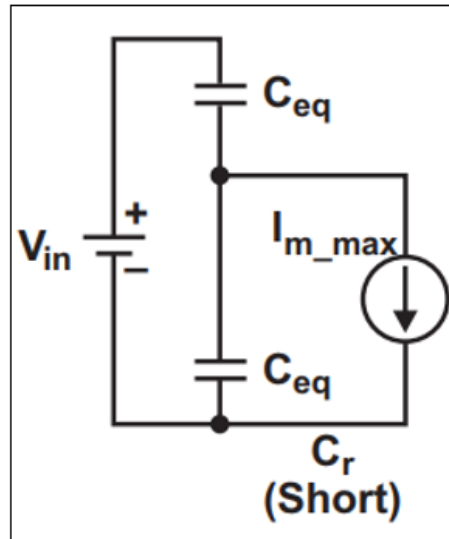
LLC rezonant dönüştürücüsünde, güvenli çalışmanın sağlanabilmesi için tüm çalışma bölgesinde birincil taraf anahtarların sıfır gerilimde yumuşak anahtarlama yaptıklarının garanti edilmesi gerekmektedir. Bunun için kontrol edilmesi gereken iki parametre bulunmaktadır [39]. Bunlardan ilki, en kötü çalışma şartları düşünülerek rezonant tankında ölü zaman süresi içerisinde anahtarlama elemanlarının çıkış kapasitörlerini deşarj edebilecek yeterli endüktif enerjinin olup olmadığının kontrolü; ikincisi ise en kötü çalışma şartları düşünülerek minimum ölü zaman süresinin kontrolcü tarafından sağlanıp sağlanmadığının kontrolüdür.

Şekil (4.5)'te ölü zaman süresinde (t1-t2 zaman aralığı) LLC rezonant yarım köprü dönüştürücüsünün çalışma prensibi gösterilmektedir. Ölü zaman aralığında, rezonant endüktansından akan akım (I_r), mıknatıslama endüktansından akan akıma (I_m) eşit olmakta ve trafodan yüke enerji akışı olmamaktadır [39]. Ölü zaman aralığında, I_m akımı Q1 ve Q2 ile gösterilen birincil taraf anahtarlarının çıkış kapasitelerinden (C_{ds})

akmaktadır. Miknatıslama akımından dolayı oluşan manyetik alan enerjisi, Q1 ve Q2 anahtarlarının çıkış kapasitelerinde elektrik alan enerjisine dönüşmektedir. Yani, Q2 anahtarının ters diyotu iletme girmeden önce, I_m 'den kaynaklı manyetik alan enerjisi Q1 anahtarının çıkış kapasitörünü giriş gerilimine şarj ederken, Q2 anahtarının çıkış kapasitörünü ise tamamen deşarj etmektedir. Rezonant tank kapasitesi (C_r)'nin değeri, eş değer çıkış kapasite değerinden ($2C_{ds}$) çok çok büyük olmasından dolayı, ölü zaman aralığında C_r 'nin etkisi ihmal edilebilmektedir. Bu bilgilerden yola çıkılarak, ölü zaman aralığındaki eş değer devre Şekil 4.6'da gösterilmektedir. Sonuç olarak, ölü zaman aralığında birincil taraf anahtarların sıfır gerilimde yumuşak anahtarlama yaptıklarını garanti etmek için Denklem (4.27) ve Denklem (4.28)'de belirtilen şartlarının sağlanması gerekmektedir.



Şekil 4.5. Ölü zaman aralığında çalışma prensibi



Şekil 4.6. Ölü zaman aralığında eş değer devre modeli

$$\frac{1}{2}(L_m + L_r)I_{L_m, \min}^2 \geq \frac{1}{2}(2C_{ds})V_{in, \max}^2 \quad (4.27)$$

$$\frac{1}{2}(1,15\text{mH} + 330\mu\text{H})(0,2\sqrt{2}) \geq \frac{1}{2}(360\text{pF})400^2$$

$$59,2\mu\text{J} > 28,8\mu\text{J}$$

$$t_{\text{dead}} \geq 16C_{ds}f_{sw, \max}L_m \quad (4.28)$$

$$t_{\text{dead}} \geq 16(180\text{pF})(158\text{kHz})(1,15\text{mH})$$

$$t_{\text{dead}} \geq 523\text{ns}$$

Tasarımda analog kontrolcü olarak ST firmasına ait L6699 parça numaralı yeni nesil rezonant dönüştürücü kontrolcüsü seçilmiştir [50]. L6699 kontrolcüsü giriş gerilimi ve yüklenme durumuna bağlı olarak anahtarların ölü zaman süresini uyarlayabilmektedir. L6699'un veri yaprağı bilgisine göre ölü zaman süresinin 230 ns ile 700 ns aralığında sağlanabildiği beyan edilmektedir. Bu bilgiler ışığında en kötü çalışma şartlarında dahi kontrolcünün yeterli ölü zaman süresini sağlayabilecek kabiliyette olması, bütün çalışma bölgesinde birincil taraf anahtarlarının sıfır gerilimde yumuşak anahtarlama yapabileceğini garanti etmiş olmaktadır.

4.13. Rezonant Endüktans Tasarımı

Bu aşamada, tezin üçüncü bölümünde anlatılan manyetik elemanların tasarım temelleri dikkate alınarak rezonant endüktansının tasarımı anlatılmıştır. İlk olarak "Area Product, (AP)" hesabı yapıлып, aday nüvenin boyutuna karar verilerek tasarıma başlanmalıdır. Denklem (4.29) aracılığı ile rezonant endüktansı için AP hesabı yapılmalıdır. Denklem (4.29)'de J_a akım yoğunluğunu, K_u ise paketleme faktörünü ifade etmektedir. AP denkleminde dair detaylar [35]'de anlatılmaktadır. Denklem (4.29)'a göre seçilecek rezonant endüktansının minimum AP değerinin

0,08cm⁴ olması gerekmektedir. Tasarımda rezonant endüktansı olarak Ferroxcube firmasının 3C94 malzemeli [51], E25/13/7 nüvesi seçilmiştir [52]. E25/13/7 nüvesinin AP değeri yaklaşık 0,39 cm⁴'dür [34]. Bu değer, minimum AP değerinden büyük olmasından dolayı seçilen nüve boyutunun uygun olduğu görülmektedir. E25/13/7 nüvesine ait diğer önemli bilgiler Tablo 4.2'de gösterilmektedir.

$$AP_{\min} = \left(\frac{L_r I_{Lr,pk} I_{Lr,eff} 10^4}{J_a K_u B_{pk}} \right)^{1,143} \quad (4.29)$$

$$AP_{\min} = \left[\frac{(330\mu H)(1,3A_{pk})(0,9A_{eff})10^4}{(450 \frac{A}{cm^2})(0,6)(0,15T)} \right]^{1,143} \cong 0,08cm^4$$

Tablo 4.2. E 25/13/7 veri yaprağı bilgileri

Sembol	Parametreler	Değerler
A_w	Nüve Pencere Alanı	0,870 cm ²
A_e	Nüve Göbek Alanı	0,530 cm ²
AP	Nüve Area Product Değeri	0,460 cm ⁴
V_e	Nüve Hacmi	3020 mm ³

Nüve şekli ve boyutuna karar verildikten sonraki aşamada ise Denklem (4.30) aracılığı ile rezonant endüktansının sarım sayısının hesaplanması gerekmektedir. Bu hesaplamalar doğrultusunda rezonant endüktansı sarım sayısı 58 olarak belirlenmiştir.

$$N_p \geq \frac{L_r \Delta I_{Lr,pk}}{\Delta B A_e} = 58 \quad (4.30)$$

Bir sonraki adımda ise kullanılacak iletken tel cinsine ve iletken tel kalınlığına karar verilmelidir. Tel kalınlığına karar verilirken sargıdan akacak maksimum efektif akım değeri dikkate alınmalıdır. Rezonant endüktansı için bu değer Denklem (4.23)

aracılığı ile $0,90 A_{\text{eff}}$ olarak hesaplanmaktadır. Rezonant endüktansının, tek sargılı yapıda olmasından dolayı sargılar arasında yalıtım isteğinin olmaması ve maliyetinin ucuz olmasından dolayı iletken cinsi olarak EMAYE tel kullanımına karar verilmiştir. Tel kalınlığı da Denklem (4.31) ve Denklem (4.32) aracılığı bulunabilir. Denklem (4.31)'de S_{Lr} bakır alanını (mm^2), J_a ise iletken telin akım yoğunluğunu (A/mm^2) ifade etmektedir. Bu bilgiler ışığında rezonant endüktansında $0,5 \text{ mm}$ bakır çaplı tel kullanımına karar verilmiştir. Kullanılan tel bilgileri [59]'da verilmiştir.

$$S_{Lr} = \frac{I_R}{J_a} = \frac{0,9A_{\text{eff}}}{4\text{A}/\text{mm}^2} \cong 0,225\text{mm}^2 \quad (4.31)$$

$$D_{Lr} = \sqrt{\frac{4S_{Lr}}{\pi}} = \sqrt{\frac{0,9\text{mm}^2}{\pi}} \cong 0,535\text{mm} \quad (4.32)$$

4.14. LLC Trafo Tasarımı

Bu aşamada, tezin üçüncü bölümünde anlatılan manyetik elemanların tasarım temelleri dikkate alınarak LLC trafosunun tasarımı anlatılmıştır. İlk olarak “Area Product, (AP)” hesabı yapıp, aday nüvenin boyutuna karar verilerek tasarıma başlanmalıdır. Denklem (4.33) aracılığı ile tasarım hesaplamaları dikkate alınarak LLC trafosu için AP hesabı yapılmalıdır. Denklem (4.33)'te J_a akım yoğunluğunu, K_u ise paketleme faktörünü ifade etmektedir. AP denkleminde dair detaylar [35]'de anlatılmaktadır. Denklem (4.33)'e göre seçilecek LLC trafosunun minimum AP değerinin $0,14\text{cm}^4$ olması gerekmektedir. Tasarımda LLC trafosu olarak EPCOS firmasının N87 malzemeli [29], ETD29/16/10 nüvesi seçilmiştir [53]. ETD29/16/10 nüvesinin AP değeri yaklaşık $1,08\text{cm}^4$ 'dür [34]. Bu değer, minimum AP değerinden büyük olmasından dolayı seçilen nüve boyutunun uygun olduğu görülmektedir. ETD29/16/10 nüvesine ait diğer önemli bilgiler Tablo 4.3'te gösterilmektedir.

$$AP_{\text{min}} = \left(\frac{L_m I_{Lm,pk} I_{Lm,eff} 10^4}{J_a K_u B_{pk}} \right)^{1,143} \quad (4.33)$$

$$AP_{\min} = \left[\frac{(1,15mH)(1,1A_{pk})(0,6A_{\text{eff}})10^4}{(450 \frac{A}{\text{cm}^2})(0,4)(0,25T)} \right]^{1,143} \cong 0,14 \text{cm}^4$$

Tablo 4.3. ETD 29/16/10 veri yaprağı bilgileri

Sembol	Parametreler	Değerler
A_w	Nüve Pencere Alanı	1,42 cm ²
A_e	Nüve Göbek Alanı	0,76 cm ²
AP	Nüve Area Product Değeri	1,08 cm ⁴
V_e	Nüve Hacmi	5350 mm ³

Nüve şekli ve boyutuna karar verildikten sonraki aşamada ise Denklem (4.34) aracılığı ile rezonant endüktansının sarım sayısının hesaplanması gerekmektedir. Bu hesaplamalar doğrultusunda rezonant endüktansı primer sarım sayısı 99 olarak belirlenmiştir.

$$N_p \geq \frac{L_m \Delta I_{Lr,pk}}{\Delta B A_e} = 99 \quad (4.34)$$

Sekonder sarım sayısı ise Denklem (4.35) aracılığı ile 28 tur olarak hesaplanmaktadır.

$$N_s = \frac{N_p}{n_e} = \frac{99 \text{tur}}{3,53} = 28 \text{tur} \quad (4.35)$$

LLC trafosunda iletken tel kalınlığına karar verilirken sargıdan akacak maksimum efektif akım değeri dikkate alınmalıdır. LLC, trafosunun maliyetinin ucuz olmasından dolayı iletken cinsi olarak EMAYE tel kullanımına karar verilmiştir. J_a ise iletken telin akım yoğunluğunu (A/mm²) ifade etmektedir. Bu bilgiler ışığında LLC trafosu birincil sargısında 0,5 mm dış çaplı tel, ikincil sargısında ise iki adet 0,5 mm dış çaplı tel paralellenecek kullanılmasına karar verilmiştir. Kullanılan tel bilgileri EK-C'de verilmiştir.

$$S_{Lr,pri} = \frac{I_{Lm}}{J_a} = \frac{0,6A_{eff}}{4A/mm^2} \cong 0,15mm^2 \quad (4.36)$$

$$D_{Lr,pri} = \sqrt{\frac{4S_{Lr,pri}}{\pi}} = \sqrt{\frac{0,60mm^2}{\pi}} \cong 0,43mm \quad (4.37)$$

$$S_{Lr,sec} = \frac{I_{sec}}{J_a} = \frac{1,8A_{eff}}{4A/mm^2} \cong 0,45mm^2 \quad (4.36)$$

$$D_{Lr,sec} = \sqrt{\frac{4S_{Lr,sec}}{\pi}} = \sqrt{\frac{0,60mm^2}{\pi}} \cong 0,76mm \quad (4.36)$$



5. DENEYSEL ÖLÇÜMLER VE TASARIM DOĞRULAMA

Bu bölümde, tasarlanan dönüştürücüde seçilen kritik malzemelerin bilgileri ve bu malzemelerin seçim aşamasında dikkat edilen önemli özelliklerinden bahsedilmiş, gerçekleştirilen test devresi üzerinden alınan ölçümlerle dönüştürücünün Tablo 4.1'deki tasarım girdilerine uygunluğu kontrol edilmiştir.

5.1. Kritik Malzeme Bilgileri ve Seçim Kriterleri

Tablo 4.1'deki tasarım girdileri referans alınarak oluşturulan prototip devre Şekil 5.1'de gösterilmektedir. PCB üzerindeki elemanlar Akım Metal A.Ş.'deki dizgi hattında dizilmiş ve prototip kart üzerinde alınan deneysel ölçümler; Akım Metal AR-GE Merkezi'nin Güç Elektroniği laboratuvarında bulunan cihazlar aracılığı ile alınmıştır. Gerçeklenen prototipin elektriksel şeması ve PCB üzerinde kullanılan elemanların malzeme listesi EK-A'da verilmiştir.

Dönüştürücü 100 W giriş gücüne kadar çalışabilen, içerisinde güç faktörü düzenleyici devresi (PFC) bulunan, LLC rezonant yarım köprü dönüştürücü özelliği taşımaktadır. Bu bölümde, dönüştürücünün PFC katı ayrı tutulup, yalnız LLC rezonant yarım köprü katında kullanılan kritik malzemelerin seçimi ve seçim aşamasında göz önünde bulundurulmuş önemli noktalara odaklanılmıştır. Seçilen kritik malzemelerin bilgileri EK-A'da verilmiştir.



Şekil 5.1. 100 W LLC rezonant yarım köprü dönüştürücüsü test prototipi

Tasarımda analog kontrolcü olarak, STMicroelectronics firmasının yeni nesil tümleşik devrelerinden L6699 parça numaralı ürünü seçilmiştir [50]. L6699; ölü zaman süresini yükün isterlerine göreayarlayabilmesi, dönüştürücünün kapasitif bölgeye girme riskine karşı koruma sağlayabilmesi, kalkış anında dengesiz yüklenme problemini ortadan kaldıracak biçimde anahtarlama, hafif ve çok hafif yüklenme durumunda dönüştürücü verimini artıran özel anahtarlama tekniği sunması gibi özellikleri düşünülerek kullanımına karar verilmiştir.

Tasarımda birincil taraf anahtarlama elemanları olarak Infineon firmasının IPD50R280CE parça numaralı MOSFET'i seçilmiştir [54]. Seçilen MOSFET'in; özellikle rezonant dönüştürücü uygulamaları için özel olarak üretilmiş olması, oldukça iyi bir fiyat/performans özelliği sunması, paketleme yapısının uygun olması gibi öne çıkan özellikleri olmasından dolayı kullanımına karar verilmiştir.

Tasarımda manyetik elemanların tasarımı ve seçim özellikleri detaylı olarak Bölüm 3 ve Bölüm 4'te anlatılmıştır. Bu bölümde aynı bilgiler tekrarlanmamıştır.

Tasarımda rezonant kapasitörü olarak EPCOS firmasına ait B32642B6223J parça numaralı metalize polipropilen film kapasitörü seçilmiştir [55]. Seçilen film kapasitörün; yüksek frekanslı yüksek akım streslerine karşı dayanımlı olması, düşük kayıp faktörlü olması, fiyat/performans özelliğinin iyi olması gibi özellikleri düşünülerek kullanımına karar verilmiştir.

Tasarımda ikincil taraf doğrultucu diyotları olarak MCC firmasına ait SR5200 parça numaralı şotki diyot seçilmiştir [56]. LLC trafosunun ikincil taraf sargılarında orta uçları birleştirilmiş (center-tapped) sargı yapısı kullanılacağından dolayı, her bir diyot üzerinde çıkış geriliminin iki katı kadar gerilim dayanımı istenmektedir. Tasarımın düşük gerilim çıkışı isteğinden dolayı, ikincil taraf diyotları olarak şotki diyot kullanılabilir. Ayrıca SR5200, iletim durumundaki gerilim düşümünün düşük olması ve üstün fiyat/performans özelliği sağlaması gibi özellikleri düşünülerek kullanımına karar verilmiştir.

5.2. Deneysel Ölçümler

Bu bölümde; gerçekleştirilen prototip için tasarım doğrulama test prosedürü oluşturulmuş, deneysel ölçüm sonuçları ile dönüştürücünün performansı analiz

edilmiştir. En zorlu çalışma koşulları düşünülerek prototip üzerindeki önemli noktaların elektriksel sinyalleri incelenmiştir. Ölçümlerde kullanılan cihazların listesi Tablo 5.2’de gösterilmektedir. Ölçümlere başlamadan önce akım-gerilim problemleri arasında EK-B’de anlatıldığı gibi “Deskew Correction” yöntemi uygulanarak prob bant genişliklerinin ölçüm sonuçlarına etkisi en aza indirgenmiştir.

Tablo 5.1. Ölçümlerde kullanılan cihazların bilgileri

Cihaz İsmi	Özellikleri
Osiloskop	Yokogawa / DLM2034/ 350 MHz
Diferansiyel Gerilim Probu	Yokogawa / 701927/ 150 MHz
Akım Probu	Yokogawa / 701928/ 50 MHz
Güç Analizörü	Tektronix / PA1000

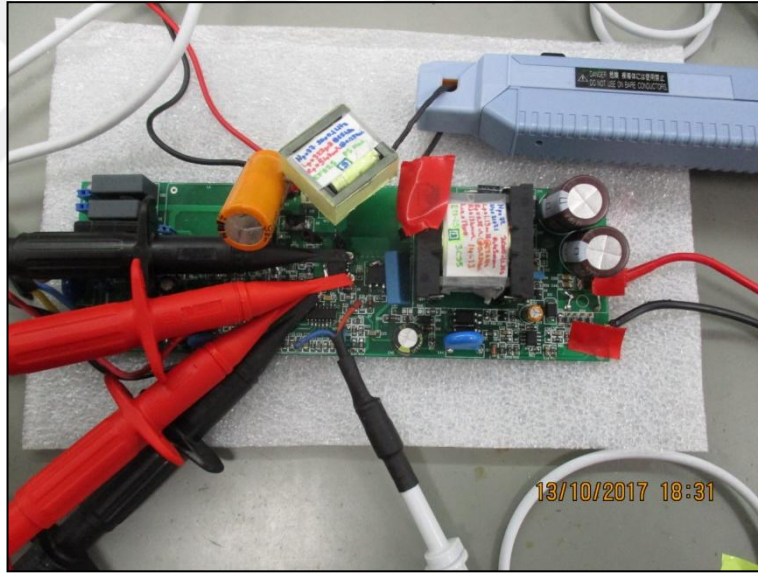
5.2.1. Güvenli kalkış kontrolü

Bu ölçümlerde dönüştürücüye ilk enerji verildiğinde güvenli bir kalkış yapıp yapmadığı kontrol edilmektedir.

LLC rezonant yarım köprü dönüştürücüsünde ilk kalkış her zaman riskli bir çalışma durumunu temsil etmektedir. Kalkış anında girişten aşırı akım çekmemek ve trafoya dengesiz volt*saniye uygulanmasından kaynaklanabilecek kapasitif bölgeye girme riskine karşı önlem almak için yumuşak kalkışın sağlanması gerekmektedir. Bu olumsuzlukların önüne geçebilmek için geleneksel analog kontrolcülerde dönüştürücü, ilk enerji verildiğinde rezonant frekansından çok daha yüksek frekanslarda anahtarlama yaparak çalışmaya başlatılır ve birkaç anahtarlama periyodu sonucunda güvenli bir kalkış yapılması sağlanır. Bu tekniğin olumsuz tarafı, dönüştürücüye ilk enerji verildiğinde rezonant kapasitörünün enerjili olması veya kalkış süresince trafoda bir önceki anahtarlama periyodundan kalabilecek dengesiz akılardan dolayı oluşabilecek sert anahtarlama riskidir. Bu durumda MOSFET’lerin güvenli bir şekilde anahtarlama sağlanamayacak, açma-kapama anında drain-source geriliminin yükselme hızı (dv/dt) değerleri veri yaprağında beyan edilen değerleri aşabilecek ve dönüştürücü için tehlikeli çalışma durumu oluşabilecektir. Bu risklere önlem almak için seçilen analog kontrolcü tümleşik

devresinde, dönüştürücüye ilk enerji verildiğinde alt MOSFET 50 μ s iletimde tutulup, rezonant kapasitöründe kalan enerjinin sıfırlanması sağlanmakta ve dönüştürücünün güvenli bir şekilde anahtarlama yapmaya başlanması garanti edilmektedir [50].

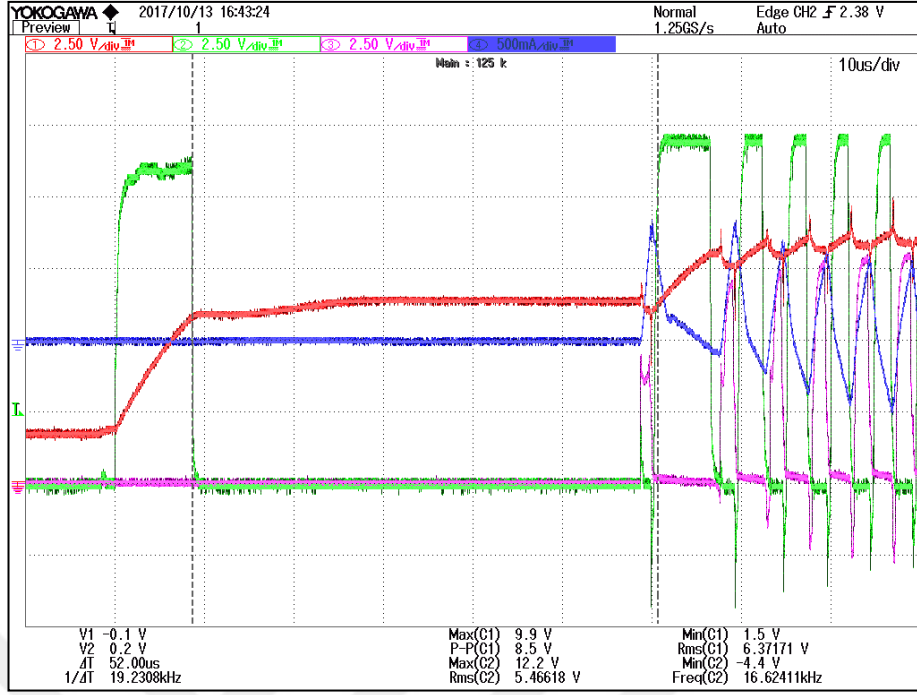
Şekil 5.3 ve Şekil 5.4'te dönüştürücüye ilk enerji verildiğinde MOSFET'lerin anahtarlama sinyalleri ve rezonant tank akım sinyali gösterilmektedir. Kullanılan analog kontrolcü veri yaprağında beyan edilen kalkış anahtarlama karakteristiğindeki gibi, dönüştürücüye ilk enerji verildiğinde ilk olarak alt MOSFET'in yaklaşık 50 μ s iletimde tutulup, ardından rezonant frekansından çok yüksek bir frekans değerinde (158 kHz) dönüştürücünün anahtarlama başladığı görülmektedir. Yani, tasarlanan dönüştürücüde güvenli bir yumuşak kalkış sağlanıp, yük isterleri karşılanabilmektedir. Şekil 5.2'de ölçüm ortamının görüntüsü gösterilmektedir.



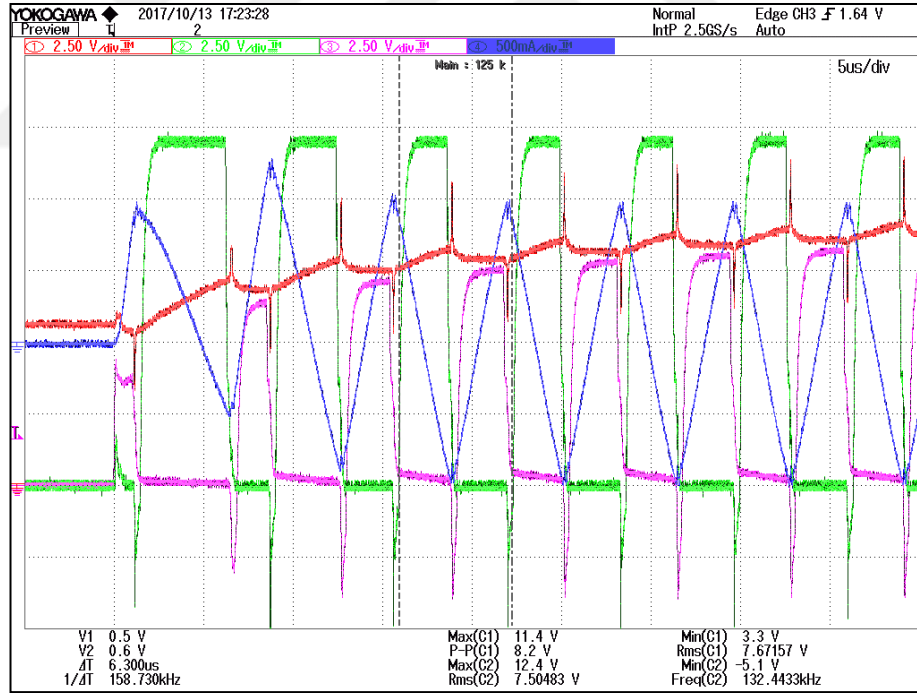
Şekil 5.2. Güvenli kalkış kontrolü için oluşturulan ölçüm düzeneği

Bu bölümdeki ölçümlere osiloskop kanallarının ifade ettiği ölçüm noktaları şunlardır:

- Bootstrap Gerilim Sinyali (Kırmızı)
- AltMOSFET Gate Sinyali (Yeşil)
- ÜstMOSFET Gate Sinyali (Mor)
- Rezonant Endüktansı Akım Sinyali (Mavi)



Şekil 5.3. Kalkış anında anahtarlama karakteristiği



Şekil 5.4. Kalkış aşamasındaki anahtarlama karakteristiği

5.2.2. Anahtarlama frekansı değişim aralığının kontrolü

Bu ölçümlerde anahtarlama frekansının en uç çalışma koşulları altındaki değişim aralığı ve tasarımın bu aralıkta yük isterlerini karşılayıp karşılayamadığı kontrol edilmektedir.

Bölüm 4'te yapılan hesaplamalara göre tasarlanan dönüştürücünün en uç çalışma koşulları altında anahtarlama frekansının 44 kHz ile 158 kHz arasında değişeceği ve nominal çalışma koşulları altında anahtarlama frekansının rezonant frekansına, yani 58 kHz'e eşit olacağı hesaplanarak tasarım yapılmıştı.

Minimum çalışma frekansı, minimum giriş gerilimi ve maksimum yüklenme durumunda gerçekleşecektir. Dönüştürücü bu çalışma koşulları altında çalıştırıldığında anahtarlama frekansının 54 kHz'e eşit olduğu Şekil 5.6'da gösterilmektedir. Yani, tasarlanan dönüştürücü minimum çalışma frekansını sağlayıp yük isterlerini karşılayabilmektedir.

Maximum çalışma frekansı, maximum giriş gerilimi ve minimum yüklenme durumunda gerçekleşecektir. Dönüştürücü bu çalışma koşulları altında çalıştırıldığında anahtarlama frekansının 140 kHz'e eşit olduğu Şekil 5.7'de gösterilmektedir. Yani, tasarlanan dönüştürücü maksimum çalışma frekansını sağlayıp yük isterlerini karşılayabilmektedir.

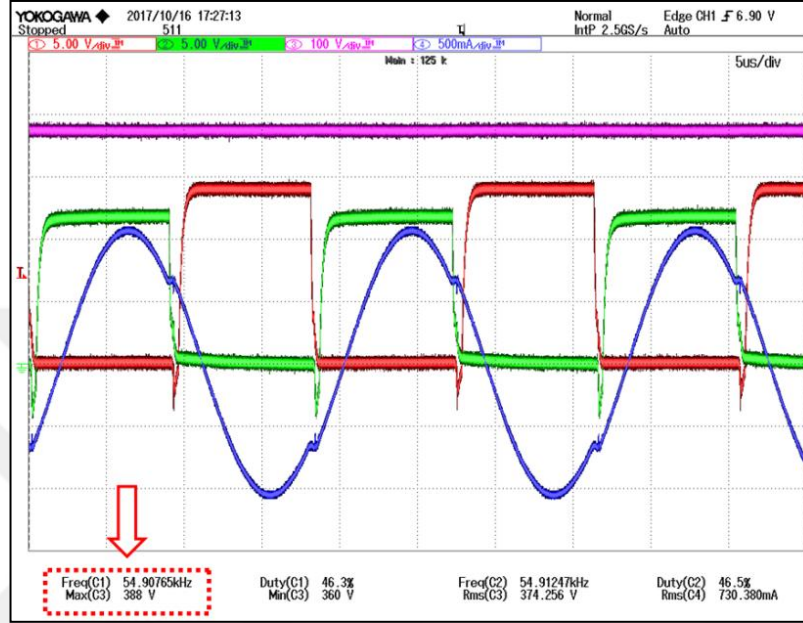


Şekil 5.5. Anahtarlama frekansı değişim aralığının kontrolü için oluşturulan ölçüm düzeneği

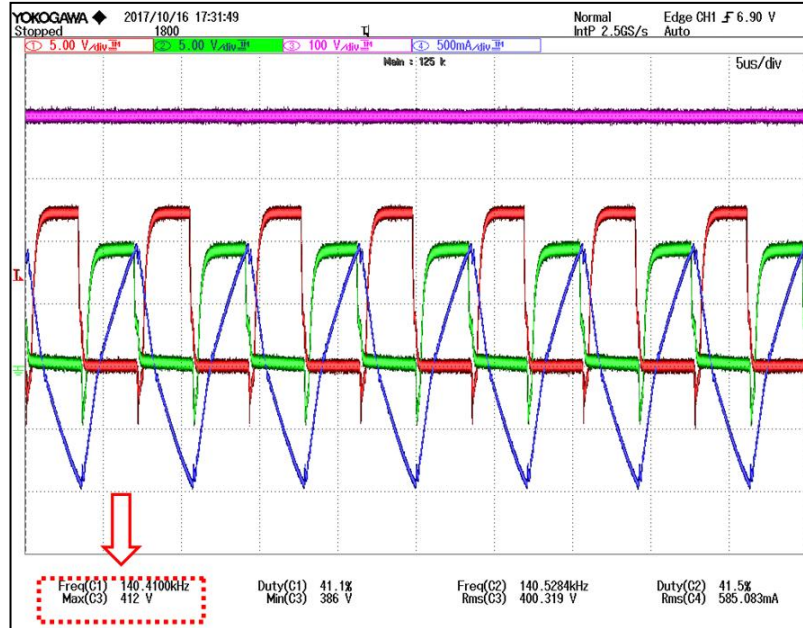
Nominal çalışma frekansı, nominal giriş gerilimi ve nominal yüklenme durumunda gerçekleşecektir. Dönüştürücü bu çalışma koşulları altında çalıştırıldığında anahtarlama frekansının yaklaşık olarak rezonant frekansına eşit olduğu Şekil 5.8'de gösterilmektedir. Şekil 5.5'te ölçüm ortamının görüntüsü gösterilmektedir.

Bu bölümdeki ölçümlerde osiloskop kanallarının ifade ettiği ölçüm noktaları şunlardır:

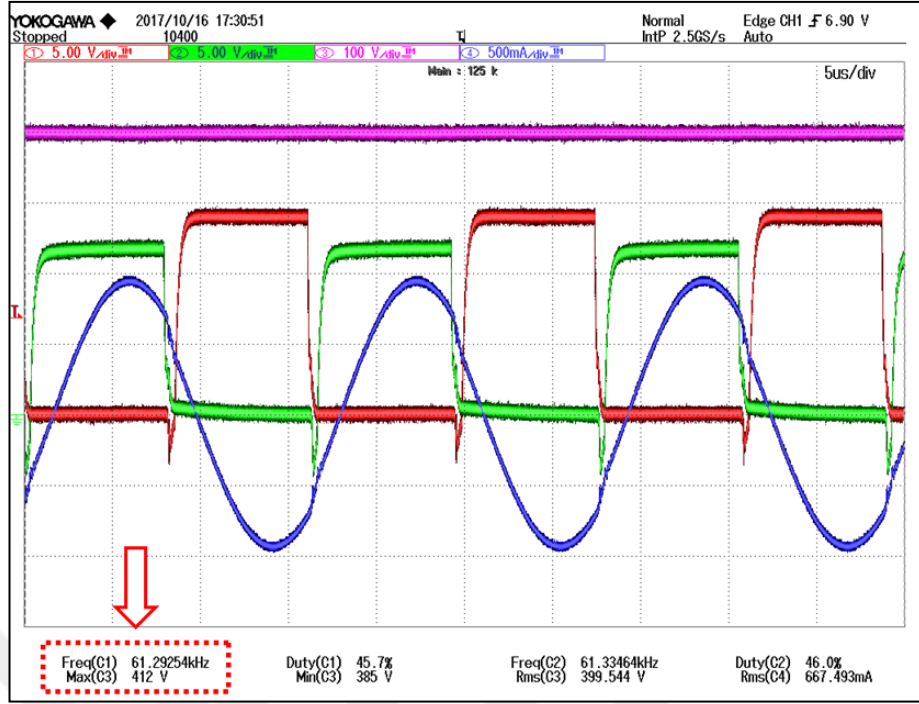
- AltMOSFET Gate Sinyali (Kırmızı)
- Üst MOSFET Gate Sinyali (Yeşil)
- Giriş Gerilimi (Mor)
- Rezonant Endüktansı Akım Sinyali (Mavi)



Şekil 5.6. Minimum giriş gerilimi ve maksimum yüklenme durumunda çalışma



Şekil 5.7. Maksimum giriş gerilimi ve minimum yüklenme durumunda çalışma

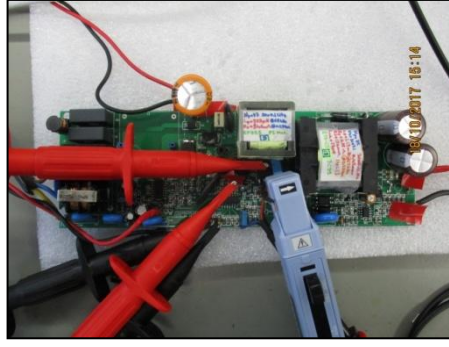


Şekil 5.8. Nominal giriş gerilimi ve nominal yüklenme durumunda çalışma

5.2.3. Sıfır gerilimde yumuşak anahtarlama kontrolü

Bu ölçümde en kötü çalışma koşulları altında yarım köprü yapısındaki anahtarların sıfır gerilimde yumuşak anahtarlama kabiliyeti incelenip, tasarımın bu çalışma koşulları altında yük isterlerini karşılayıp karşılayamadığı kontrol edilmektedir.

Güvenli bir LLC rezonant yarım köprü dönüştürücü tasarımında anahtarların aynı anda iletme girmesinin önüne geçebilmek için anahtarların iletim sinyalleri arasında ölü zaman süresi bulunmak zorundadır. Ölü zaman aralığında anahtarların çıkış kapasiteleri şarj-deşarj edilerek, anahtarların sıfır gerilimde yumuşak anahtarlama yapması sağlanmaktadır. Bölüm 4'te anlatıldığı gibi dönüştürücü için en kötü çalışma koşulları, maksimum giriş gerilimi ve minimum yüklenme durumundaki çalışmasıdır. Bu çalışma koşulları altında rezonant tankında minimum akım dolaşacak, anahtarların çıkış kapasitelerinin şarj-deşarj edilebilmesi için en uzun ölü zaman süresine ihtiyaç duyulacaktır. Bu bölümde, tasarlanan dönüştürücünün en uzun ölü zaman süresini sağlayıp, bu çalışma koşulları altında yük isterlerini karşılayıp karşılayamadığı alt ve üst anahtarlar için ayrı ayrı incelenmektedir. Şekil 5.9'da ölçüm ortamının görüntüsü gösterilmektedir.

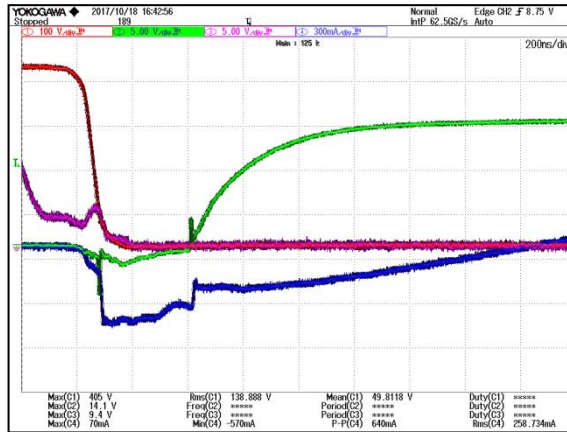


Şekil 5.9. Sıfır gerilimde yumuşak anahtarlama kontrolü için oluşturulan ölçüm düzeneği

Şekil 5.10’da alt MOSFET’in en kötü çalışma koşulu altında (maksimum giriş gerilimi ve minimum yüklenme durumu) iletme geçiş bölgesindeki anahtarlama karakteristiği gösterilmektedir. Osiloskop sinyalinden de görüleceği gibi alt MOSFET’in drain-source gerilimi neredeyse sıfıra düştükten sonra iletim sinyali gelmektedir. Yani, tasarlanan dönüştürücüdeki alt MOSFET’in en kötü çalışma koşulu altında dahi sıfır gerilimde yumuşak anahtarlama yapabilmesi sağlanıp, yükün isterleri karşılanabilmektedir.

Şekil 5.10’deki ölçümde osiloskop kanallarının ifade ettiği ölçüm noktaları şunlardır:

- Alt MOSFET Drain-Source Gerilim Sinyali (Kırmızı)
- Alt MOSFET Gate Sinyali (Yeşil)
- Üst MOSFET Gate Sinyali (Mor)
- Alt MOSFET Drain-Source Akım Sinyali (Mavi)

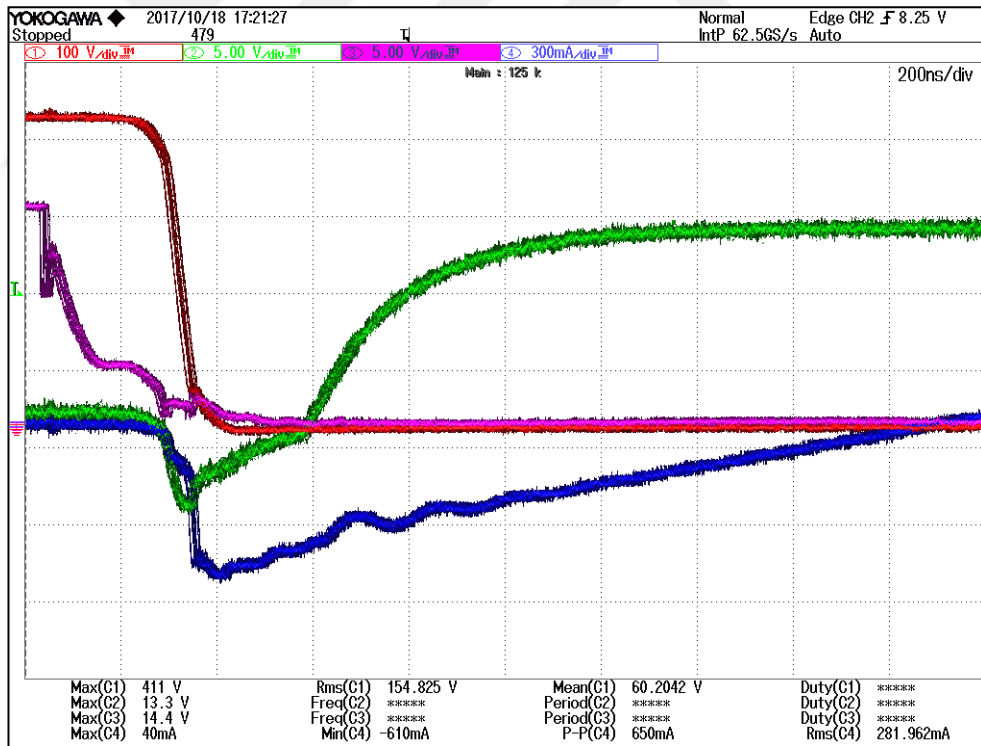


Şekil 5.10. Alt MOSFET sıfır gerilimde yumuşak anahtarlama karakteristiği

Şekil 5.11’de üst MOSFET’in en kötü çalışma koşulu altında (maksimum giriş gerilimi ve minimum yüklenme durumu) iletime geçiş bölgesindeki anahtarlama karakteristiği gösterilmektedir. Osiloskop sinyalinden de görüleceği gibi üst MOSFET’in drain-source gerilimi neredeyse sıfıra düştükten sonra iletim sinyali gelmektedir. Yani, tasarlanan dönüştürücüdeki üst MOSFET’in en kötü çalışma koşulu altında dahi sıfır gerilimde yumuşak anahtarlama yapabilmesi sağlanıp, yükün isterleri karşılanabilmektedir.

Şekil 5.11’deki ölçümde osiloskop kanallarının ifade ettiği ölçüm noktaları şunlardır:

- Üst MOSFET Drain-Source Gerilim Sinyali (Kırmızı)
- Üst MOSFET Gate Sinyali (Yeşil)
- Alt MOSFET Gate Sinyali (Mor)
- Alt MOSFET Drain-Source Akım Sinyali (Mavi)



Şekil 5.11. Üst MOSFET sıfır gerilimde yumuşak anahtarlama karakteristiği

5.2.4. Rezonant tank akımının kontrolü

Bu ölçümlerde en kötü çalışma koşulları altındarezonant tankından akacak efektif ve maksimum akım değerleri ölçülüp, tank yapısındaki elemanların doğru bir şekilde

seçilip seçilmediği ve bu çalışma koşulları altında yük isterlerinin karşılanıp karşılanamadığı kontrol edilmektedir.

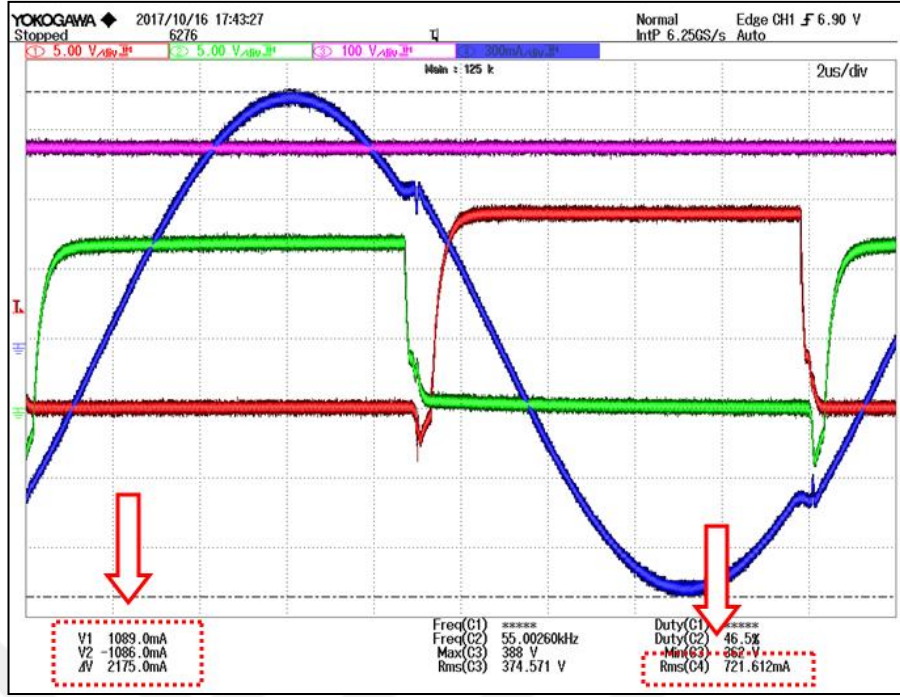
Bölüm 4'te yapılan hesaplamalara göre tasarlanan dönüştürücüde en kötü çalışma koşulları altında (minimum giriş gerilimi ve maksimum yüklenme durumunda) rezonant endüktansından $0,9 A_{eff}$ ve $1,1 A_{pk}$ değerlerinde akım akacağı öngörülmüştü. Dönüştürücü bu çalışma koşulları altında çalıştırıldığında, rezonant endüktansından $0,72 A_{eff}$ ve $1,09 A_{pk}$ değerinde akım aktığı Şekil 5.13'teki osiloskop ekran görüntülerinde gösterilmektedir. Yani, tasarlanan dönüştürücüde tank yapısındaki malzemelerin uygun değerlerde seçildiği ve tasarımın en kötü çalışma koşulunda dahi yük isterlerini karşıladığı görülmüştür. Şekil 5.12'de ölçüm ortamının görüntüsü gösterilmektedir.



Şekil 5.12. Rezonant tank akımının kontrolü için oluşturulan ölçüm düzeneği

Şekil 5.13'teki ölçümde osiloskop kanallarının ifade ettiği ölçüm noktaları şunlardır:

- Alt MOSFET Gate Sinyali (Kırmızı)
- Üst MOSFET Gate Sinyali (Yeşil)
- Giriş Gerilimi (Mor)
- Rezonant Endüktansı Akım Sinyali (Mavi)



Şekil 5.13. Minimum giriş gerilimi ve maksimum yüklenme durumunda rezonant tank akımı

6. MANYETİK ELEMANLARIN KAYIP ANALİZİ

LLC rezonant yarım köprü dönüştürücü yapısında en fazla tasarım karmaşıklığı içeren elemanlar manyetik elemanlardır. Fiyat, boyut, ağırlık, performans, uzun ömürlülük ve güvenilirlik gibi başlıca tasarım hedeflerinin belirlenmesinde en kritik rol oynayan elemanlar manyetik elemanlardır. Bu sebeple, manyetik elemanların detaylı performans analizinin gerçekleştirilmesi kritik öneme sahiptir.

Bu bölümde LLC rezonant yarım köprü dönüştürücüsünde kullanılan rezonant endüktansı ve LLC trafosunun güç kayıplarının kestirimine odaklanılmıştır. Her iki eleman için de tasarım aşamasında iken çalışma koşulları ve sargı uyarım biçimleri dikkate alınarak matematiksel hesaplamalarla, analitik benzetim programı ve sonlu elemanlar analizi yöntemiyle güç kayıplarının kestirimi yapılmıştır. Dahası, bulunan güç kayıplarının deneysel prototip örneği üzerinden alınan termal ölçümlerle doğrulaması gerçekleştirilmiş ve yöntemlerin uygunluğu tartışılmıştır.

6.1. Rezonant Endüktansı

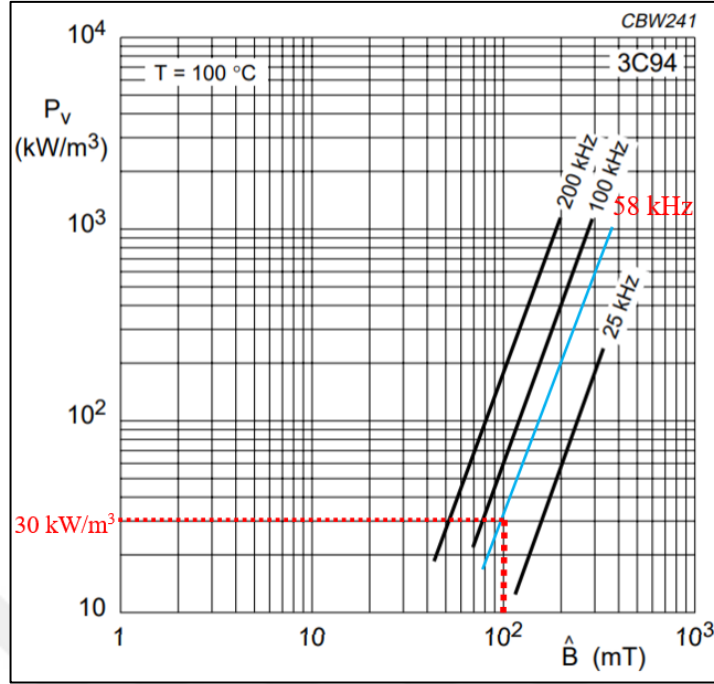
Bu bölümde LLC rezonant yarım köprü dönüştürücüsünde kullanılan rezonant endüktansının güç kayıplarının kestirimine odaklanılmıştır. Bu amaçla, ilk olarak çalışma koşulları ve sargı uyarım biçimi dikkate alınarak en uygun matematiksel denklemler ile güç kaybı kestirimi yapılmıştır. Ardından nispeten daha hızlı sonuç alınabilen ve kolay uygulanabilir bir analitik benzetim programı aracılığı ile de güç kayıplarının kestirimi gerçekleştirilmiştir. Son olarak rezonant endüktansının iki boyutta sonlu elemanlar analizi yöntemi ile güç kayıpları kestirilmiştir. Sonlu elemanlar analizi ile oluşturulan model üzerinden kayıpların kök nedenleri derinlemesine araştırılmıştır. Ayrıca, elde edilen sonuçların doğruluğunu kontrol etmek için deneysel ölçüm düzeneği üzerinden alınan termal ölçümlerle önerilen hesaplamaların ve yöntemlerin doğruluğu tartışılmıştır.

6.1.1. Matematiksel hesaplamalarla rezonant endüktansı güç kaybı kestirimi

Manyetik malzemeler üzerinde nüve kaybı ve bakır kaybı olmak üzere iki farklı kayıp türü oluşmaktadır. Literatürde her iki kaybın da hesaplanmasına yönelik matematiksel formüller önerilmektedir. Fakat önerilen matematiksel formüllerin her türlü lineer olmayan etkileri kapsayıcılığı noktasında eksiklikleri bulunmaktadır. Örneğin, manyetik malzemelerin lineer olmayan karakteristiğinden dolayı tek bir formül ile nüve kaybının bulunması her türlü çalışma koşulunu kapsayamamaktadır. Ayrıca literatürde yapılan çalışmalar gösteriyor ki nüve kaybı hala çözülebilmemiş bir problem değildir [57]. Aynı şekilde bakır kaybı bulunurken de kullanılan telin cinsi ve telin çalışma sıcaklığına göre karakteristiğinin değişmesi gibi bütün dış etkileri barındıran kapsayıcı bir formül bulunmamaktadır. Tezin bu bölümünde, rezonant endüktansı için uyarım biçimi, çalışma koşulları, deri ve yakınlık etkileri göz önünde bulundurularak en kapsayıcı şekilde tasarlanan rezonant endüktansı için tasarım aşamasında iken nüve ve bakır kayıplarının kestirimi yapılmaktadır.

Nüve kaybı bulunması için üreticiler veri yapraklarında hacim başına düşen kayıp yoğunluğu grafikleri sunmaktadır. Tasarımcı çalışma koşullarını (akı yoğunluğu değişimi, çalışma frekansı ve ortam sıcaklığı) düşünerek nüve kaybını hesaplayabilmektedir. Nüve kaybının veri yapraklarındaki grafikler aracılığı ile bulunmasının eksik taraflarına ait detaylı bilgiler Bölüm 3'te verilmiştir. LLC rezonant yarım köprü yapısındaki rezonant endüktansının uyarım biçiminin sinüs olması, dc bias etkilerini barındırmaması ve B-H eğrisinde birinci ve üçüncü çeyrek dilimleri kullanmasından dolayı veri yaprağı aracılığı ile güç kaybı kestirilebilmektedir [39, 43]. Şekil 6.1'de seçilen 3C94 nüve malzemesinin hacim başına düşen kayıp yoğunluğu grafiği verilmiştir. Grafiğe nominal çalışma koşulları altındaki çalışma frekansı 58 kHz ve akı yoğunluğu tepe değeri 100 mT girilmesi ile rezonant endüktansında hacim başına düşen kayıp yoğunluğu 30 kW/m^3 olarak elde edilmektedir. Tablo 4.2'de verilen nüve hacmi ile hacim başına düşen kayıp yoğunluğu değeri çarpılarak Denklem (6.1) aracılığı ile rezonant endüktansında oluşacak nüve kaybı 90 mW olarak hesaplanmaktadır.

$$P_{Lr,core} = P_v V_e = 30 \frac{\text{kW}}{\text{m}^3} 3020 \text{mm}^3 \cong 90 \text{mW} \quad (6.1)$$



Şekil 6.1. 3C94 malzemesinin hacim başına düşen kayıp yoğunluğu grafiği

İletkenlerdeki bakır kayıpları bulunurken deri ve yakınlık etkilerinin göz önünde bulundurulması gerekir. Özellikle yüksek frekansta çalışmadan kaynaklanan deri ve yakınlık etkileri telin ac direncini artırıp güç kayıplarının önemli bir şekilde artmasına sebep olmaktadır. LLC rezonant yarım köprü dönüştürücüsünde kullanılan rezonant endüktansının akım sinyali sinüs işaretli olup, flyback tarzı dönüştürücülerdeki gibi üçgen akım sinyaline ve üçgen sinyalin yüksek frekandaki akım harmoniklerine maruz kalmamaktadır. Bu sebeple, rezonant endüktansındaki bakır kayıplarının bulunması, flyback dönüştürücüsündeki trafoda oluşacak bakır kayıplarının bulunmasına göre nispeten daha kolaydır. Tez çalışmasında kullanılan rezonant endüktansının bakır kayıplarının tasarım öncesinden kestiriminin yapılabilmesi için tümevarım yöntemine başvurulmuştur. Bu amaçla bazı parametrelerin önceden hesaplanıp genel güç kaybı denkleminde kullanılması gerekmektedir. Bu bölümde bu parametrelerin nasıl bulunacağı adım adım anlatılarak rezonant endüktansındaki bakır kaybının kestirimi yapılmıştır. Detaylı bilgiler [58] referans çalışmasında anlatılmaktadır.

İlk olarak Denklem (6.2) aracılığı ile çalışma frekansındaki deri etki derinliği (δ_{w1}) parametresi bulunmalıdır. Denklem (6.2)'de p_{cu} bakırın 20°C'deki öz direncini,

μ_0 ise havanın manyetik geçirgenliğini ifade etmekte olup, değerleri sırasıyla $1.72 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$ ve $4\pi \cdot 10^{-7} H/m$ 'dir. Bu bilgilere göre Denklem (6.2) aracılığı ile deri etki derinliği 0,573 mm olarak bulunmaktadır.

$$\delta_{w1} = \frac{\sqrt{\rho_{cu @ 20^\circ C}}}{\pi f_{sw} \mu_0} = 0,573 \text{ mm} \quad (6.2)$$

Bir sonraki aşamada ise temel harmonikteki deri etki derinliğinin, yuvarlak kesitli bir telde göstereceği etkiyi ifade eden 'A' parametresi bulunmalıdır. Bu değer Denklem (6.3) aracılığı ile bulunabilir. Denklem (6.3)'te d parametresi rezonant endüktansında kullanılan iletkenin bakır çapını, p parametresi ise yan yana iki iletkenin merkezleri arasındaki mesafeyi ifade etmekte olup, seçilen AWG 25 telin veri yaprağı aracılığı ile bu değerler sırasıyla 0,50 mm ve 0,57 mm olarak elde edilmektedir [59]. Bu bilgilere göre A parametresi Denklem (6.3) aracılığı ile 0,682 olarak bulunmaktadır.

$$A = \left(\frac{\pi}{4}\right)^{3/4} \frac{d}{\delta_{w1}} \sqrt{\frac{d}{p}} \cong 0,682 \quad (6.3)$$

Bir sonraki aşamada ise Denklem (6.4) aracılığı ile her bir harmoniğin dc direnç üzerinde oluşturduğu ac direnç etkisini ifade eden 'F_{rpn}' parametresi bulunmalıdır. Denklem (6.4)'teki toplam ifadesinin ilk kısmı telin deri etkilerini, ikinci kısmı ise yakınlık etkilerini temsil etmektedir. N₁ ise rezonant endüktansındaki sargıların katman sayısını ifade edip, bu değer tasarlanan rezonant endüktansında kullanılan iletken çapı ve karkas üzerinde sargıların yerleştirileceği genişlik dikkate alınarak 2 olarak alınmıştır. Rezonant endüktansında akım sinyali sinüsoidal olduğu için harmonik sayısını ifade eden n parametresinin değeri ise 1 olarak alınmıştır. Bu bilgilere göre Denklem (6.4)'te F_{rpn} parametresi 5,0239 olarak elde edilmektedir.

$$F_{rpn} = \frac{R_{pn}}{R_{pdc}} = A \sqrt{n} \left\{ \frac{\sinh(2A\sqrt{n}) + \sinh(2A\sqrt{n})}{\cosh(2A\sqrt{n}) - \cosh(2A\sqrt{n})} + \left[\frac{2(N_1^2 - 1)}{3} \right] \frac{\sinh(2A\sqrt{n}) + \sinh(2A\sqrt{n})}{\cosh(2A\sqrt{n}) - \cosh(2A\sqrt{n})} \right\} \quad (6.4)$$

Bir sonraki adımda ise harmonik kayıp faktörü olarak adlandırılan 'F_{rph}' parametresi bulunmalıdır. Bu parametre Denklem (6.5) aracılığı ile hesaplanmaktadır. Denklem (6.5)'te D ifadesi doluluk oranını temsil edip, rezonant endüktansı için bu değer 0,5 olarak alınmıştır. Bu bilgilere göre harmonik kayıp faktörü (F_{rph}) 6,0678 olarak elde

edilmektedir. Harmonik kayıp faktörünün bulunması için kullanılan yazılım kodları EK-E’de verilmiştir.

$$F_{rph} = 1 + \frac{1}{\pi^4 D^4} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{F_{rpn}}{n^4} \left[1 + 2\pi^2 n^2 D^2 - \cos(2\pi n D) - 2\pi n D \sin(2\pi n D) \right] \quad (6.5)$$

Bir sonraki adımda ise telin toplam dc kaybının ($P_{Lr,dc}$) bulunması gerekmektedir. $P_{Lr,dc}$ ifadesi; Denklem (6.6) aracılığı ile hesaplanmaktadır. Denklem (6.6)’da $I_{Lr,rms}$ nominal çalışma koşulları altında rezonant endüktansından akacak efektif akım değerini, R_{dc} ise kullanılan telin dc direncini ifade etmektedir. Nominal çalışma koşulları altında rezonant endüktansından akacak efektif akım değeri Denklem (4.21), Denklem (4.22) ve Denklem (4.23) aracılığı ile $0,63 A_{rms}$ olarak bulunmaktadır. R_{dc} değerinin bulunması için, seçilen telin metre başına karşılık gelen direnç değeri (γ) ile kullanılan telin toplam uzunluğunun elde edilmesi gerekmektedir. Seçilen telin veri yaprağı aracılığı ile metre başına karşılık gelen direnç değeri yaklaşık olarak $87 \text{ m}\Omega/\text{m}$ olarak elde edilmektedir [59]. Rezonant endüktansı için gereken toplam tel uzunluğu (Σl) ise Denklem (6.7) aracılığı ile hesaplanabilir. Bunun için ilk olarak seçilen karkasta tur başına kullanılması gereken ortalama tel uzunluk bilgisi (I_N) elde edilmelidir. E 25/13/7 karkasının veri yaprağında verilen bilgiye göre tur başına kullanılması gereken ortalama tel uzunluk bilgisi 50 mm olarak elde edilmektedir [52]. Rezonant endüktansının sarım sayısı da 58 olduğundan dolayı, kullanılması gereken toplam tel uzunluğu Denklem (6.7) aracılığı ile yaklaşık $2,9 \text{ metre}$ olarak hesaplanmaktadır. Rezonant endüktansında kullanılan telin dc direnci Denklem (6.8) aracılığı ile $252 \text{ m}\Omega$ olarak elde edilmektedir. Bu bilgilere dayanarak rezonant endüktansında oluşacak toplam dc bakır kaybı Denklem (6.6) aracılığı ile yaklaşık olarak 100 mW olacağı öngörülmektedir.

$$P_{Lr,dc} = I_{Lr,rms}^2 R_{dc} = (0,63 A_{rms})^2 (252 \text{ m}\Omega) \cong 100 \text{ mW} \quad (6.6)$$

$$\Sigma l = I_N N = (50 \text{ mm})(58 \text{ tur}) = 2,9 \text{ m} \quad (6.7)$$

$$R_{dc} = \gamma \Sigma l = (87 \text{ m}\Omega)(2,9 \text{ m}) \cong 252 \text{ m}\Omega \quad (6.8)$$

Rezonant endüktansında oluşacak toplam bakır kaybının hesaplanabilmesi için Denklem (6.9)'dan faydalanılır. Denklem (6.9)'a göre toplam bakır kaybının bulunması için, rezonant endüktansındaki toplam dc bakır kaybı ile harmonik kayıp faktörü çarpılması gerekmektedir. Elde edilen bilgilere göre rezonant endüktansında yaklaşık olarak 610 mW bakır kaybı olacağı öngörülmektedir.

$$P_{Lr,copper} = P_{Lr,dc} F_{rph} = (100mW)(6,0678) \cong 610mW \quad (6.9)$$

Sonuç olarak tasarlanan rezonant endüktansında oluşacak toplam güç kaybı, matematiksel hesaplamalarla elde edilen nüve ve bakır kayıplarının toplanıp Denklem (6.10) aracılığı ile 820 mW olacağı öngörülmektedir.

$$P_{Lr} = P_{Lr,core} + P_{Lr,copper} = (90mW) + (610mW) \cong 700mW \quad (6.10)$$

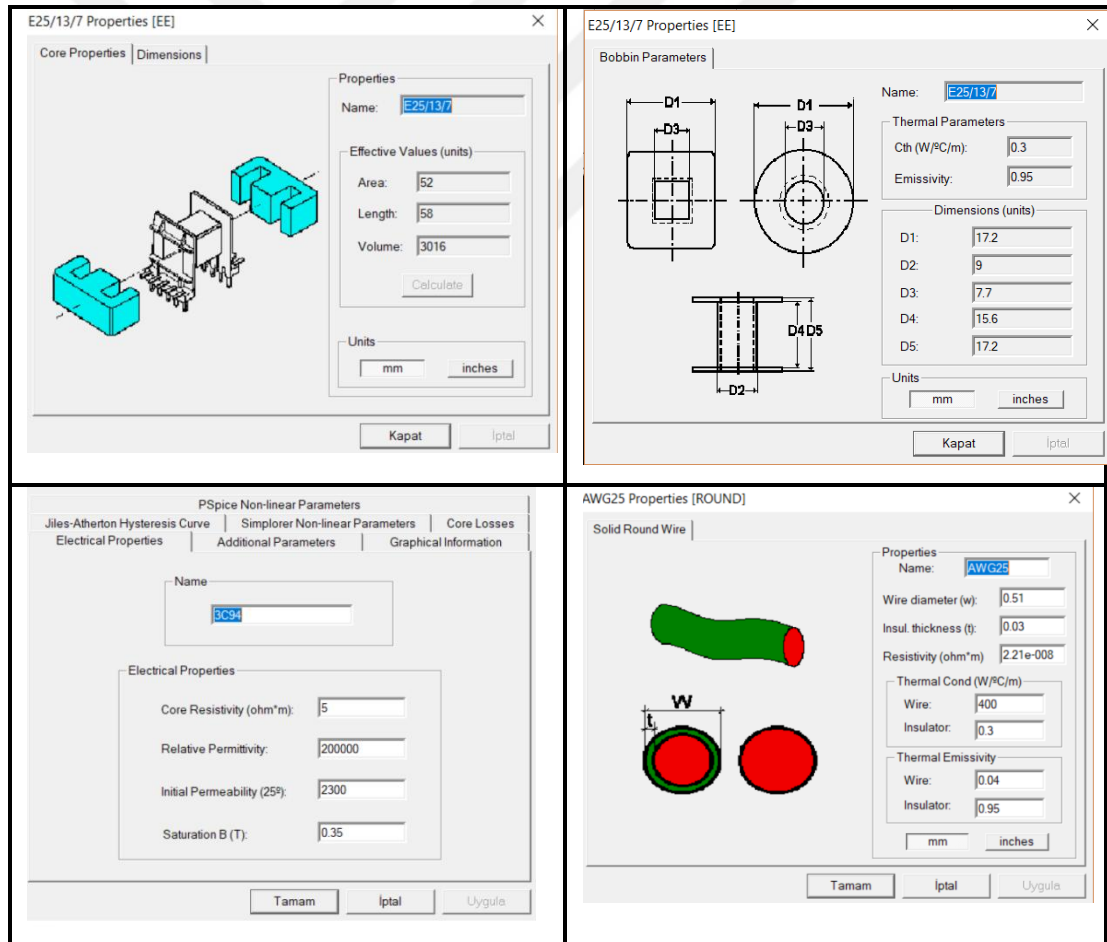
6.1.2. Analitik çözülemeye dayalı benzetim programı ile rezonant endüktansı güç kaybı kestirimi

Bu bölümde rezonant endüktansında oluşacak güç kayıplarının henüz tasarım aşamasında iken analitik benzetim programı ANSYSPEXpert aracılığı ile nasıl kestirilebileceğine yönelik bilgiler verilmiştir. PExpert; manyetik elemanların detaylı elektriksel ve termal analizlerinin gerçekleştirilmesini sağlayan bir benzetim programıdır. Tasarımcı açısından en küçük boyutlu, uygun maliyetli, zaman tasarrufu sağlayan ve güvenilir tasarım çıktılarının elde edilmesine yönelik hızlı çözümler sunabilmektedir. PExpert aracılığı ile karmaşık matematiksel modellemelere ve zaman alıcı analitik hesaplamalara ihtiyaç duyulmadan, sargılı elemanlarda oluşacak güç kayıplarının bulunması, performans iyileştirmelerinin yapılması ve her bir yapılan değişikliğin pratik dünyada sargılı elemanın üretimine ve uzun süren testlerine ihtiyaç duyulmadan değerlendirilmesi yapılabilmektedir. Bu sayede, farklı çeşitlerdesargılı elemanların tasarlanabilmesinin önü açılacak, tasarımcı açısından tasarım süreçleri oldukça hızlanacak ve kolaylaşacaktır.

Matematiksel hesaplamalarla güç kaybının kestiriminden farklı olarak analitik benzetim programı, içerisinde birçok farklı etkiyi barındırarak (deri etkileri, manyetik malzemelerin lineer olmayan karakteristikleri gibi) çözümlene yapması sayesinde daha kapsamlı ve tutarlı sonuçlar verebilmektedir. PExpert benzetim

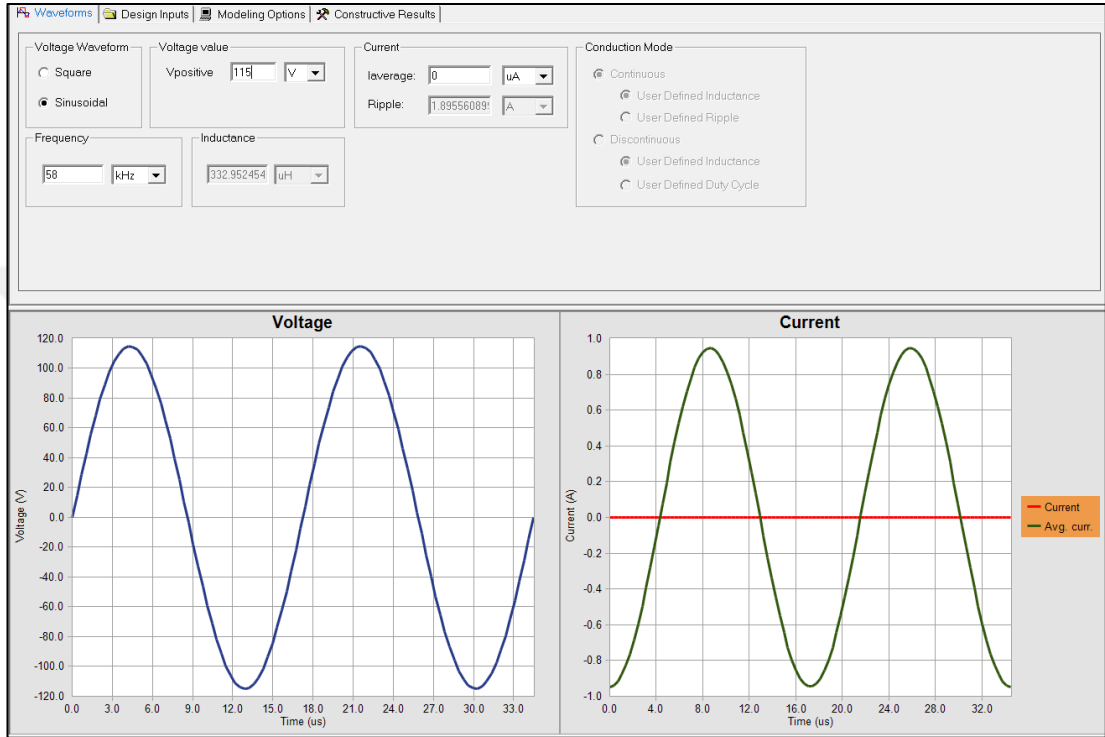
programının içerisinde önemli üreticilerin günümüzde güç elektroniği uygulamalarında sıklıkla tercih edilen nüve, karkas ve ferrit malzemelerinin özelliklerini barındıran hazır kütüphaneleri bulunmaktadır. Bu sayede pratik bir şekilde manyetik malzemelerin tasarımı, elektriksel ve termal analizleri gerçekleştirilebilmektedir.

Bu bölümde, tez çalışmasında performansı değerlendirilecek olan rezonant endüktansı PExpert programında adım adım tasarlanıp, detaylı elektriksel analizi gerçekleştirilmiştir. İlk olarak programda rezonant endüktansına ait nüve şekli, karkas, nüve malzemesi ve kullanılacak tel bilgileri programa girilmelidir. Bölüm 4'teki bilgilerden faydalanılarak tasarlanan rezonant endüktansının bilgileri Şekil 6.2'deki gibi programa girilmiştir.

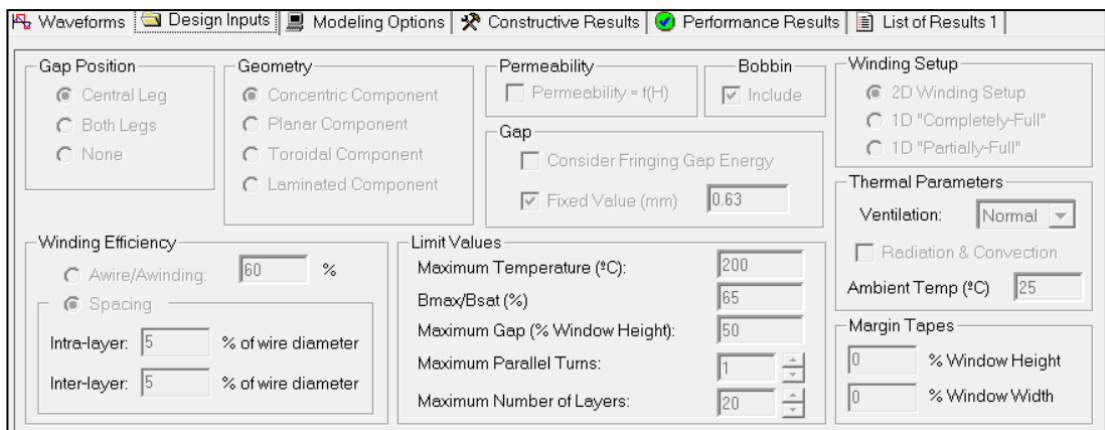


Şekil 6.2. Rezonant endüktansının PExpert programındaki nüve şekli, karkas, nüve malzemesi ve tel özellikleri

Malzeme tanımlanmasından sonraki aşamada tasarımı ait elektriksel parametreler programa girilmelidir. Programa rezonant endüktansının nominal çalışma koşulları altındaki sargı uyarma biçimi, endüktans değeri, çalışma frekansı ve tepeden tepeye akım dalgalanmasına ait değerler girilmiştir. Şekil 6.3 ve Şekil 6.4'te tasarlanan rezonant endüktansının PExpert'e girilen elektriksel özellikleri gösterilmektedir.



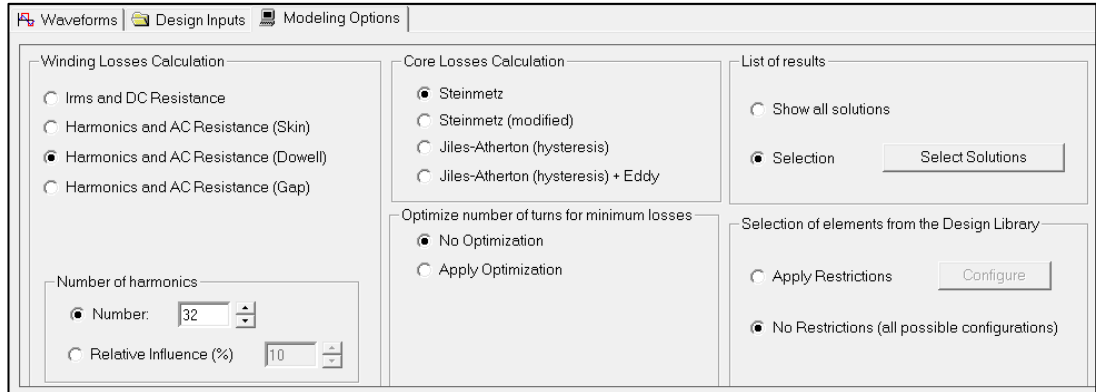
Şekil 6.3. Rezonant endüktansının PExpert programındaki elektriksel girdileri-1



Şekil 6.4. Rezonant endüktansının PExpert programındaki elektriksel girdileri-2

Tasarımın elektriksel girdilerinin de programa girilmesinden sonraki aşamada ise nüve ve bakır kayıplarının bulunması için kullanılacak çözümlene yöntemlerinin belirlenmesi gerekmektedir. PExpert nüve kayıplarının bulunması için kullanıcılara

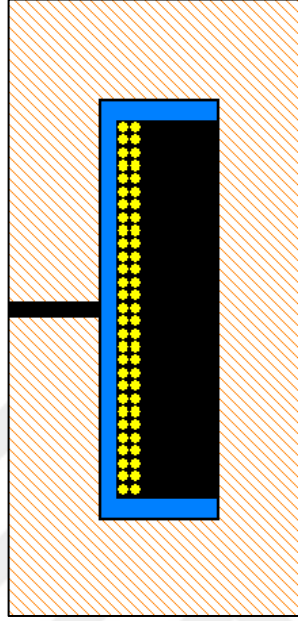
Şekil 6.5'te gösterildiği gibidört ayrı çözüm yöntemi sunmaktadır. Doğru çıktıların elde edilebilmesi için en uygun çözüm yönteminin belirlenmesi kritik öneme sahiptir. Çözüm yöntemi belirlenirken sargılı elemanın uyarma biçimi (sinüs, kare dalga, DC bias etkisi vs.) ve malzeme karakteristiği (ferrit, lamineli çelik vs.) göz önünde bulundurulurken en doğru çözüm yönteminin seçilmesi gerekmektedir. Ferrit malzemelerin elektriksel direncinin yüksek olmasından dolayı nüve kayıplarının tamamı histerezis kaybı olarak düşünülmektedir [41]. Bundan dolayı, ferrit malzemeler için B-H karakteristiğinde histerezis bölgesinin alanının nüve kaybına eşit olduğu düşünülebilmektedir. Rezonant endüktansının uyartım şeklinin sinusoidal olması, dc bias etkisi barındırmaması ve %50 doluluk oranında çalışmasından dolayı nüve kaybının bulunmasında en uygun çözüm yöntemi Steinmetz yöntemi olacaktır. Öte yandan, bakır kayıplarının bulunması için de PExpert kullanıcılara üç ayrı çözüm yöntemi sunmaktadır. Yüksek frekanslı uygulamalarda iletkenin dc direnci yerine deri ve yakınlık etkilerinden dolayı ac direncinin baskın olmasından dolayı bakır kayıplarının bulunmasında en uygun çözüm yöntemi Dowell denklemleri üzerinden bakır kayıplarının bulunması yöntemi olacaktır. Şekil 6.5'te bakır ve nüve kayıplarının bulunmasında seçilen çözüm yöntemlerinin ekran görüntüleri paylaşılmıştır.



Şekil 6.5. Rezonant endüktansı güç kayıplarının analizinde seçilen çözüm yöntemleri

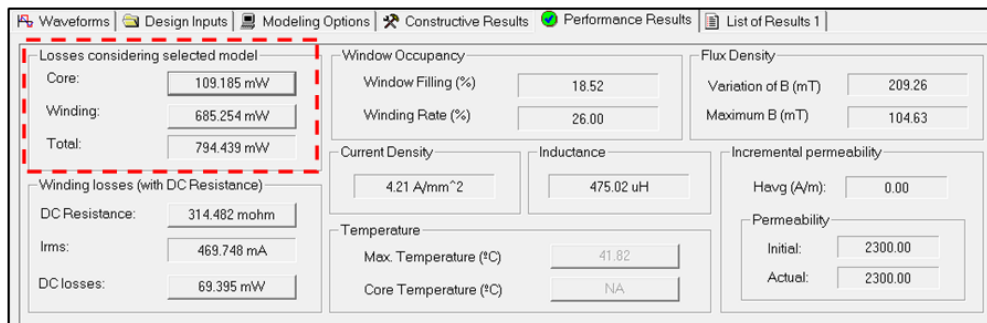
Tasarım için bütün kritik bilgilerin PExpert'e girilmesinden sonraki aşamada ise güç kaybı hesabı yapılmalıdır. PExpert benzetim programı aracılığı ile rezonant endüktansında oluşacak güç kayıplarının kestiriminin en doğru bir şekilde yapılabilmesi için yapısındaki hava aralığından dolayı oluşacak kaçak akıların sargılar üzerinde oluşturduğu eddy akımlardan kaynaklanan kayıpların da göz

önünde bulundurulması gerekmektedir. Bunun için sargıların PEmag programında gerçeğe en yakın şekilde modellenmesi gerekmektedir. Şekil 6.6'da PEmag programında modellenen sargının 2D modeli gösterilmektedir.

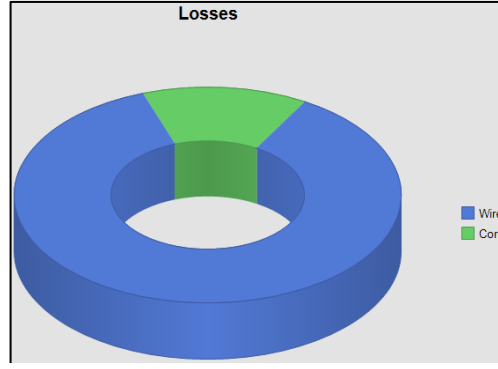


Şekil 6.6. Rezonant endüktansı PEmag modeli

Tasarlanan rezonant endüktansı için benzetim çıktıları Şekil 6.6 ve Şekil 6.7'de paylaşılmıştır. Sonuçlara göre nüve kaybı 110 mW, bakır kaybı ise 685 mW çıkmakta ve rezonant endüktansında toplam 795 mW güç kaybı oluşmaktadır. Şekil 6.8'de ise güç kayıplarının dağılımı gösterilmektedir. Buna göre rezonant endüktansında oluşacak toplam güç kaybının %14'ünü nüve kaybı, %86'sını ise bakır kaybı oluşturmaktadır.

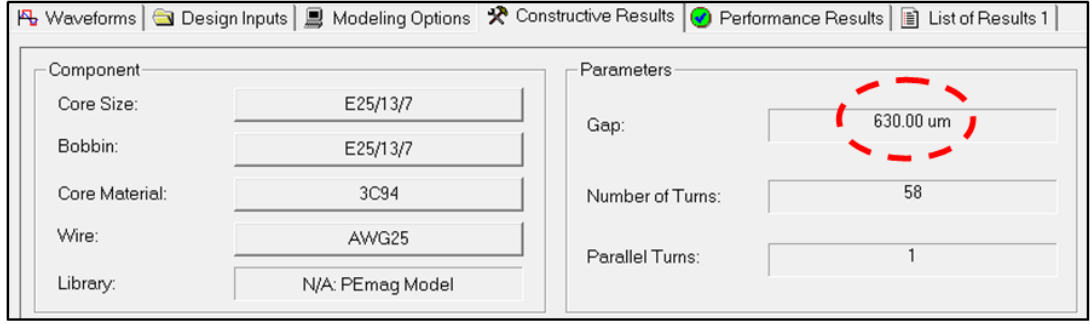


Şekil 6.7. Rezonant endüktansında oluşan güç kayıpları

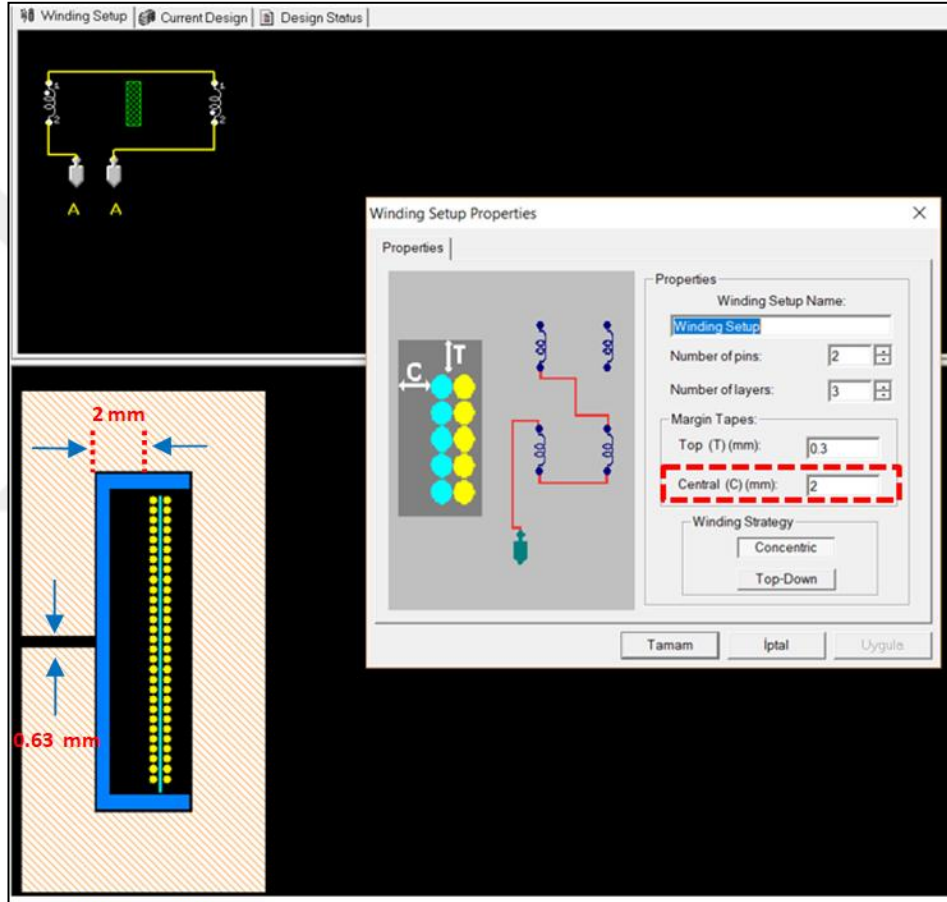


Şekil 6.8. Rezonant endüktansında oluşan güç kayıplarının dağılımı

Manyetik elemanların en yüksek verimde çalışması için nüve kaybı ile bakır kaybının yaklaşık olarak birbirine eşit olması gerektiği düşünülürse, elde edilen sonuçlara göre rezonant endüktansında bakır kayıplarının nüve kayıplarından yaklaşık 6,2 kat daha fazla çıktığı görülmektedir [35]. Bakır kayıplarını nüve kayıplarına yaklaştırmak için yapılabilecek çeşitli yöntemler mevcuttur. Sarım sayılarını azaltıp, manyetik akı yoğunluğu değişim miktarını artırarak nüve kayıpları ile bakır kayıpları birbirine yaklaştırılabilecekken; bu durumda rezonant endüktansındaki toplam güç kaybında değişim olmayacak, sadece kayıpların dağılımı değişecektir. Bakır kayıplarını düşürmek için tel çaplarını artırmak da etkili bir yöntem olabileceken, bu durum iletkenlerdeki deri ve yakınlık etkilerini ön plana çıkararak, büyük bir iyileşme sağlamayacaktır. Bu çözümlerin dışında en etkili yöntem olarak sargıların hava aralığına olan mesafesini ayarlamak ön plana çıkmaktadır. Hava aralığından etrafa yayılan ve sargılar üzerinden devresini tamamlayan kaçak akılardan kaynaklanan eddy akım kayıpları azaltılarak da bakır kayıpları düşürülebilmektedir. Bu amaçla, sargıların hava aralığından mesafesi, hava aralığı uzunluğunun en az 3 katı olacak biçimde sargıların yerleştirilmesi ile bakır kayıplarının azaltılması öngörülebilmektedir. Bu amaçla, PEmag programında sargıların tekrar modellenmesi gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan rezonant endüktansındaki hava aralığı 0,63 mm olduğu Şekil 6.9’da gösterilmektedir. Bu bilgiye dayanarak Şekil 6.10’da gösterildiği gibi PEmag programında sargıların hava aralığından 2 mm uzakta yerleştirilerek tekrar modellenmesi gerçekleştirilmiştir.

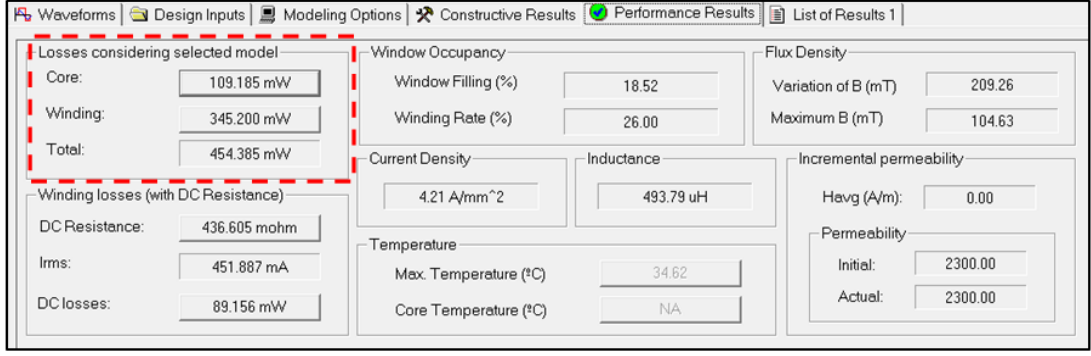


Şekil 6.9. PExpert'te hesaplanan hava aralığı uzunluğu

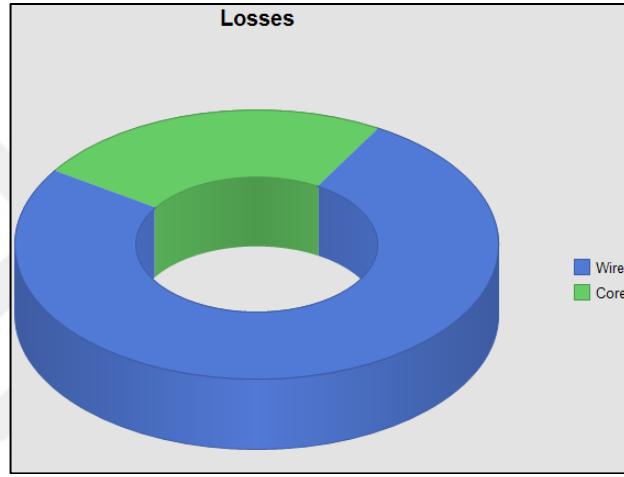


Şekil 6.10. Hava aralığı uzunluğuna göre PEmag'de tekrar modellenen rezonant endüktansı

Sargıların yerleşiminin hava aralığı uzunluğuna göre tekrar düzenlenmesi sonrası PExpert aracılığı ile tekrar güç kaybı kestirimi yapılmış ve sonuçlar Şekil 6.11'de paylaşılmıştır. Bu bilgilere göre sadece sargıların hava aralığından uzaklaştırılması ile bakır kayıpları yaklaşık olarak %50 azaltılabilmektedir. Şekil 6.12'de ise kayıpların dağılımı gösterilmektedir. Görüldüğü gibi sargıların yerleşim biçimi ile endüktansın daha verimli bir şekilde tasarlandığı gösterilmektedir.



Şekil 6.11. Hava aralığı uzunluğuna göre tekrar modellenen rezonant endüktansın güç kaybı sonuçları



Şekil 6.12. Hava aralığı uzunluğuna göre tekrar modellenen rezonant endüktansındaki güç kayıplarının dağılımları

6.1.3. Sonlu elemanlar analizi ile rezonant endüktansı güç kaybı kestirimi

Bu bölümde rezonant endüktansında oluşacak güç kayıplarının henüz tasarım aşamasında iken ANSYS MAXWELL programı aracılığı ile sonlu elemanlar analizi uygulanarak nasıl kestirilebileceğine yönelik bilgiler verilmiştir. MAXWELL, manyetik elemanların 2 boyutlu ve 3 boyutlu alan analizlerinin gerçekleştirilmesini sağlayan bir benzetim programıdır. MAXWELL programı ile nüve içerisindeki manyetik alan çizgilerinin zamana bağlı değişimleri, elektrik alan etkileri, akı dağılımı, zamana bağlı enerji değişimleri, iletkenlerdeki akım dağılımı, kalkış aşamasında ve anlık yük değişimlerinde sargılı elemanın davranışı gibi birçok farklı özellik detaylıca analiz edilebilmektedir. Ayrıca, manyetik malzemelerin lineer olmayan karakteristiklerinin kayıplar üzerindeki etkisi, hava aralığı etrafında oluşacak kaçak akıların kayıplar üzerindeki etkisi, eddy akımlarından dolayı

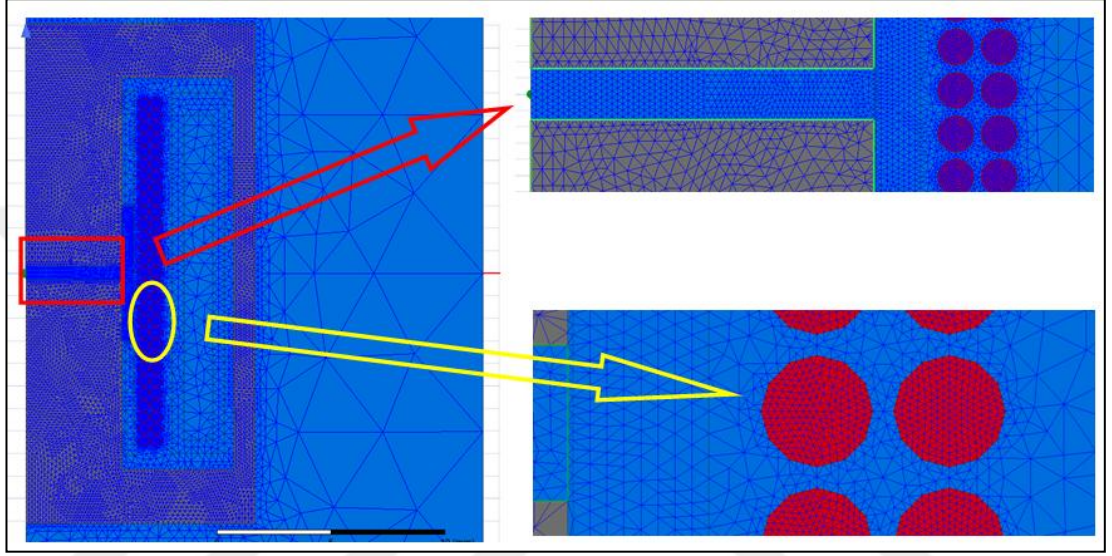
oluşacak kayıpların etkisi, iletkenlerdeki deri ve yakınlık etkileri gibi manyetik elemanın performansını belirleyen birçok önemli unsuruda barındırarak kapsamlı çözüm sunabilmektedir.

Maxwell denklemleri aracılığı ile problemlerin, kullanıcı tarafından belirlenen uygun sınır koşulları altında önce 'mesh' adı verilen küçük parçalardaki çözümleri elde edilir, ardından küçük parçalardaki çözümlerin birleşiminden toplam sonuca gidilir. MAXWELL 2 boyutlu ve 3 boyutlu alan analizleri gerçekleştirebilmektedir. MAXWELL 2D'de, sonlu elemanlar analizi yöntemi ile 2 boyutta elektromanyetik alan analizi XY veya RZ düzleminde gerçekleştirilirken; MAXWELL 3D'de sonlu elemanlar analizi yöntemi ile 3 boyutta problem çözümü gerçekleştirilmektedir. Tez kapsamında analizi gerçekleştirilecek rezonant endüktansında oluşacak güç kayıplarının analizini hızlıca çözüme kavuşturmak için MAXWELL 2D ile alan analizi gerçekleştirilmiştir. Ayrıca seçilen rezonant endüktansının simetrik geometri yapısından dolayı MAXWELL ile alan analizinin 2 boyutta gerçekleştirilmesi uygun görülmüştür.

MAXWELL ile 2 boyutta alan analizinin gerçekleştirilebilmesi için sargılı elemanın programdamodellenmesi gerekmektedir. Bunun için ilk olarak programda geometri tanımlamaları ve sargıların modellemesi yapılmalıdır. Manyetik malzemelerin geometri tanımlamaları MAXWELL'de yapılması mümkün olmakla birlikte, herhangi bir CAD programı aracılığı ile de programa geometri bilgileri aktarılabilmektedir. Tez çalışması kapsamında, PExpert programı aracılığı ile rezonant endüktansının geometri ve sargı bilgileri MAXWELL'e aktarılmıştır. İkinci aşamada ise sargıların uyartım biçimlerinin programda tanımlaması yapılmalıdır. Bunun için PExpert programında tasarlanan rezonant endüktansının MAXWELL 2D'ye aktarımı ile rezonant endüktansının uyartım biçimi de programa aktarılmıştır.

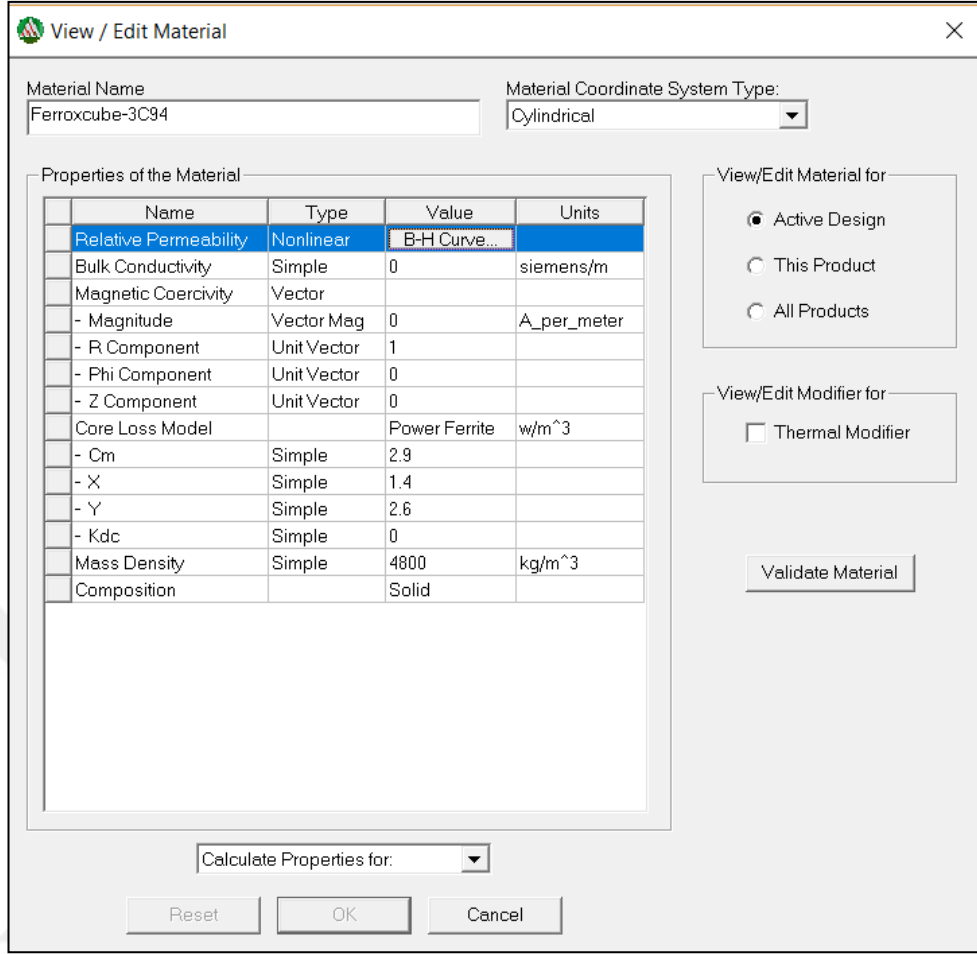
Bir sonraki aşamada, sonlu elemanlar analizinin gerçekleştirilebilmesi için model üzerine mesh ataması yapılmalıdır. Alan analizinden yüksek doğrulukta sonuç elde edebilmek için model üzerinde mesh'lerin doğru bir şekilde ataması gerçekleştirilmelidir. MAXWELL sargılı eleman üzerinde mesh atamalarını otomatik olarak gerçekleştirebilmektedir. Fakat programın otomatik mesh ataması kaba ve rastgele olmasından dolayı, kullanıcı tarafından mesh atamalarının organize edilmesi

gerekmektedir. Rezonant endüktansında mesh atamaları yapılırken kıstas, manyetik alan çizgilerinin yoğun olduğu hava aralığı ve sargılar etrafında mesh'ler fazla ve küçük boyutlarda, manyetik alan çizgilerinin az olduğu nüve üzerindeki uç bölgelerde ise mesh'ler az ve büyük boyutlarda olacak biçimde ataması gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan rezonant endüktansı üzerindeki mesh atamalarının ekran görüntüleri Şekil 6.14'te paylaşılmıştır.

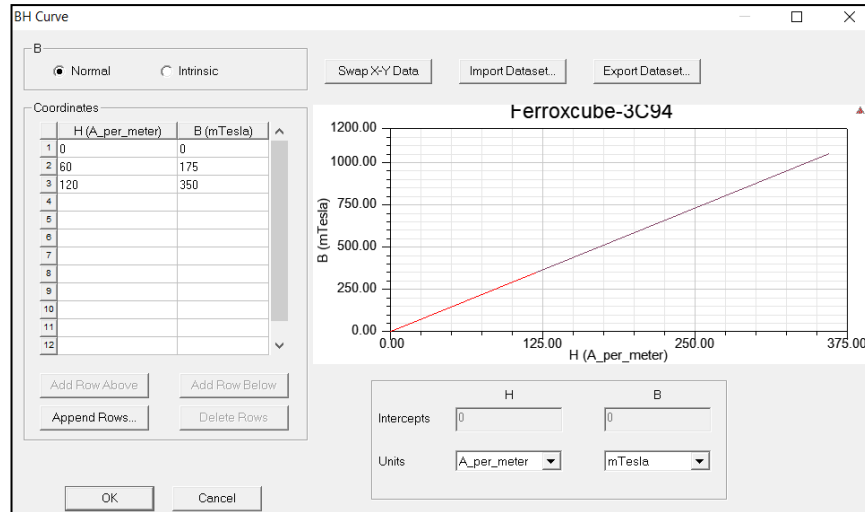


Şekil 6.13. Model üzerindeki mesh atamalarının görünümü

Bir sonraki aşamada ise manyetik nüvenin ve sargıların malzeme bilgilerinin programa girilmesi gerekmektedir. İlk olarak seçilen 3C94 manyetik nüve malzemesinin permeabilite, B-H karakteristiği, kütle yoğunluğu bilgisi, Steinmetz katsayıları gibi bilgilerin programda doğru bir şekilde tanımlamalarının yapılması gerekmektedir. Ayrıca sargıların malzeme bilgisinin de programa girilmesi gerekmektedir. Programda malzeme tanımlamalarının ekran görüntüleri Şekil 6.15 ve Şekil 6.16'da gösterilmektedir.



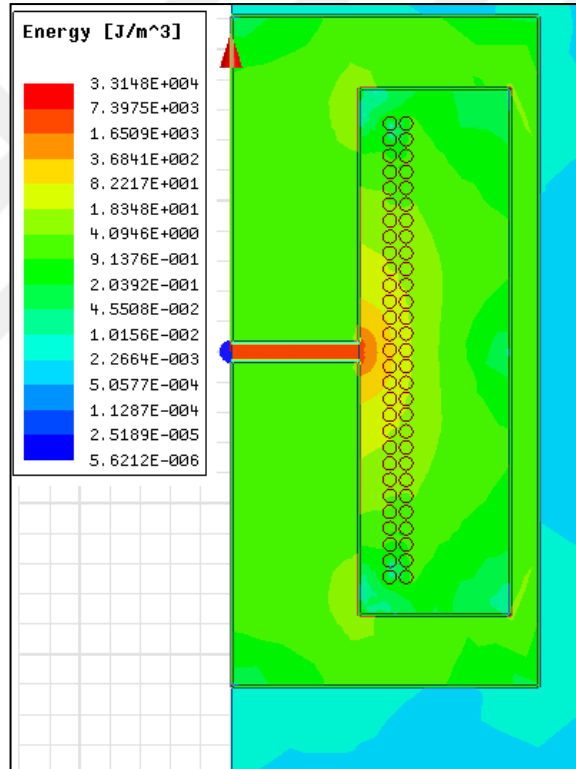
Şekil 6.14. Ferroxcube 3C94 malzemesine ait MAXWELL'e girilen bilgiler



Şekil 6.15. Ferroxcube 3C94 malzemesinin MAXWELL'e girilen B-H karakteristiği

Nüve ve sargı malzeme tanımlamaları ile birlikte sargılı elemanın modellenmesi tamamlanmıştır. Bu aşamadan sonra belirlenen çalışma koşulları altında manyetik

malzemenin çalışma performansı detaylıca analiz edilebilmektedir. İlk olarak rezonant endüktansının doğru bir şekilde tasarlandığının kontrol edilmesi gerekmektedir. Bunun için ilk bakılabilecek özellik, rezonant endüktansından akan akımın tepe anında hava aralığında biriken enerjinin gözlemlenmesidir. Şekil 6.17'deki görselde modellenen rezonant endüktansındaki hava aralığında akımın tepe anında yaklaşık 33 kJ/m^3 enerji yoğunluğu olduğu gözlemlenmektedir. Enerji yoğunluğunun hava aralığı hacmi ile çarpımından da rezonant endüktansında depolanan enerji miktarının Denklem (6.11) aracılığı ile yaklaşık $596 \mu\text{J}$ olduğu elde edilmektedir. Bu değer Denklem (6.12)'de gösterilen endüktans üzerinde depolanan enerji değeri ile örtüşmektedir.

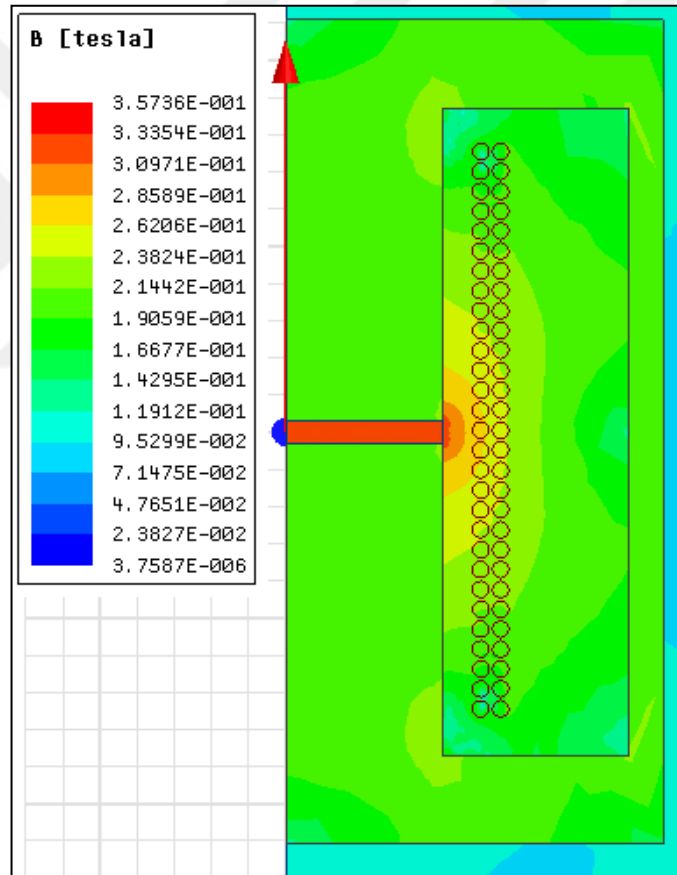


Şekil 6.16. Rezonant akımın tepe anındaki model üzerindeki enerji yoğunluğu dağılımı

$$E_{Lr} = (e_{Lr})(V_{gap}) = (33 \frac{\text{kJ}}{\text{m}^3})(0,63\text{mm})(4,1\text{mm})(7\text{mm}) \cong 596\mu\text{J} \quad (6.11)$$

$$E_{Lr} = \frac{1}{2} L_r I_{Lr,pk}^2 = \frac{1}{2} (330\mu\text{H})(1,9A_{pk})^2 \cong 596\mu\text{J} \quad (6.12)$$

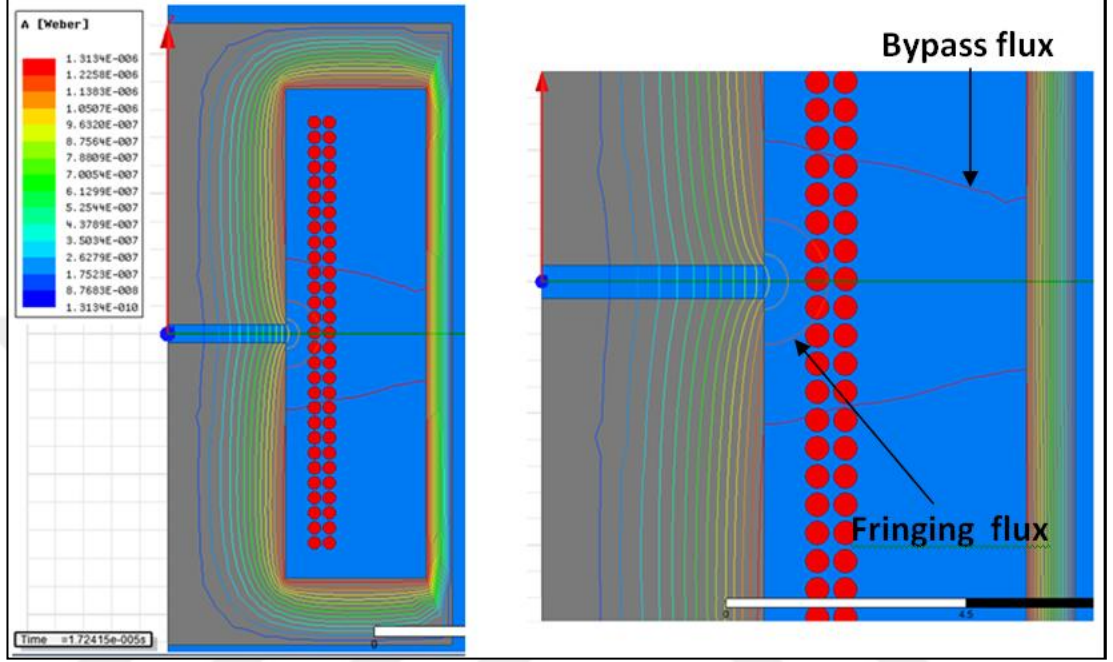
Modellemenin doğru yapıldığının kontrol edilmesinde gözlenecek bir diğer program çıktısı ise manyetik akı yoğunluğunun nüve ve pencere alanı içerisindeki dağılımıdır. Şekil 6.18’de gösterildiği gibi manyetik akı yoğunluğu nüve içerisinde birbiriçimli dağılmamaktadır. Akı yoğunluğunun nüvenin pencere alan boşluğuna yakın geçiş bölgelerinde arttığı, uç bölgelerinde ise azalmaya başladığı gözlemlenmektedir. Ayrıca hava aralığı etrafında da kaçak akıların yoğunlaştığı gözlemlenmektedir. Şekil 6.18’deki görselde ortalama akı yoğunluğu değerinin nüve içerisinde yaklaşık 214 mT civarında olduğu görülmektedir. Bu değer Denklem (4.30)’a nominal çalışma koşulları bilgilerinin girilmesiyle elde edilen 210 mT değeri ile uyuşmakta ve modellemenin doğruluğu hakkında fikir vermektedir.



Şekil 6.17. Rezonant akımın tepe anındaki model üzerindeki akı yoğunluğu dağılımı

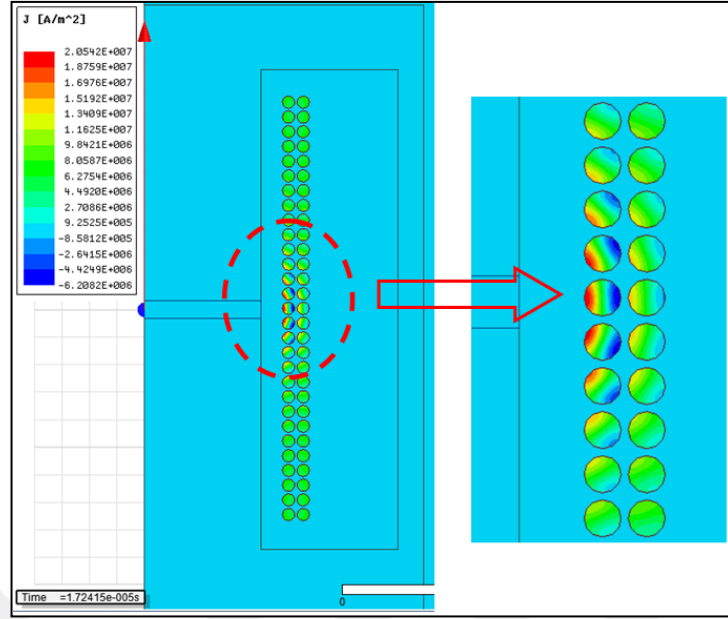
Alan analizinde gözlenebilecek bir diğer çıktı ise nüve ve pencere alanındaki manyetik alan çizgilerinin dağılımıdır. Şekil 6.19’daki görselden de görüleceği gibi manyetik alan çizgileri sadece nüve içerisinde hapsedilmemektedir. Bazı manyetik alan çizgilerinin sargılar üzerinden devresini tamamladığı gösterilmektedir. Bu

manyetik alan çizgilerinin oluşturduğu kaçak akılara fringing flux ve bypass flux adı verilmekte, hava aralığına yakın olan tellerin akım yoğunluğunu artırmaktadır. Ayrıca, hava aralığına yakın bölgedeki tellerde eddy akım kayıplarının da artmasına neden olmaktadır.



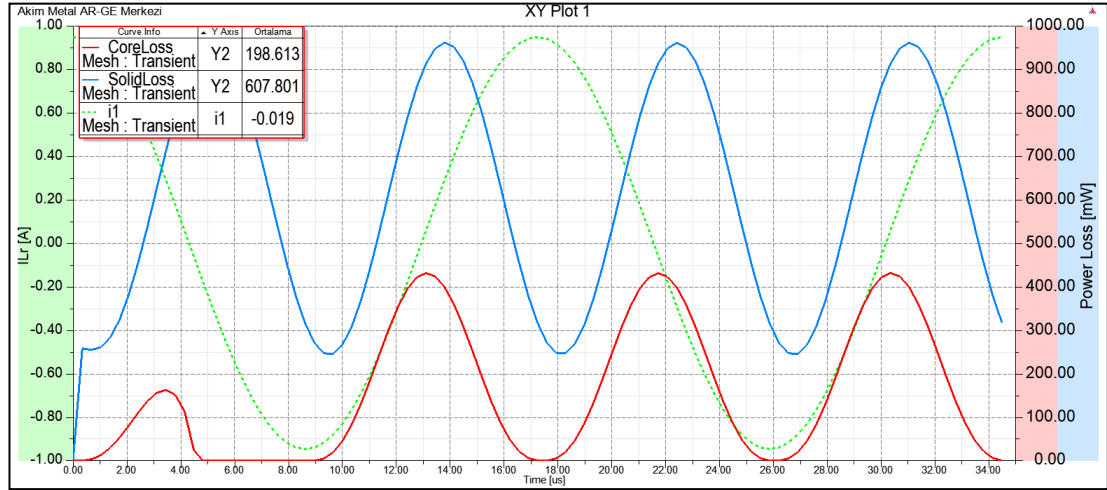
Şekil 6.18. Rezonant akımın tepe anındaki model üzerindeki manyetik alan çizgilerinin dağılımı

Alan analizinde gözlenebilecek bir diğer çıktı ise yüksek frekansta çalışmadan kaynaklı iletken teller üzerinde görülen deri ve yakınlık etkileridir. Bu etkiler, telin direncini artırıp üzerinde oluşan bakır kayıplarının çok fazla artışına sebep olmaktadır. Şekil 6.20'deki görselde iletkenlerdeki akım yoğunluğu değişimi gösterilmektedir. Şekil 6.20'ye göre, hava aralığına yakın bölgelerdeki tellerde akım yoğunluğunun 20 A/mm^2 değerlerine kadar çıktığı gözlemlenmektedir. Hava aralığından uzakta olan tellerde ise akım yoğunluğu değerinin tasarım öncesi hesaplamalarla uyduğu ve $4,5 \text{ A/mm}^2$ civarında olduğu görülmektedir. MAXWELL benzetim programı sayesinde çeşitli iletken cinslerinin ve tel kalınlıklarının iletkenlerde oluşacak güç kayıplarına etkisi hızlıca analiz edilebilmesi sağlanmaktadır. Bu sayede, pratik hayatta birçok farklı manyetik eleman tasarımına, üretimine ve uzun süren testlerine gerek duymadan tel cinsinin manyetik eleman üzerindeki etkileri hızlı ve kolayca gözlenebilmektedir.



Şekil 6.19. Rezonant akımın tepe anındaki model üzerindeki akım yoğunluğu dağılımı

Sonuç olarak, Şekil 6.21'deki görselden de görüleceği gibi MAXWELL benzetim programı aracılığı ile iki boyutta sonlu elemanlar analizi gerçekleştirildiğinde, tasarlanan rezonant endüktansında nüve kaybı yaklaşık olarak 0,20 W, bakır kaybı ise 0,61 W olmakta ve toplam güç kaybı 0,81 W olarak elde edilmektedir.



Şekil 6.20. Alan analizi ile elde edilen nüve ve bakır kayıplarının zamana bağlı değişim grafiği

Aynı çalışmanın 3D model olarak yapılarak daha detaylı sonuçlarının elde edilmesi de mümkün olmakla birlikte modelleme sürecinin karmaşık olması ve benzetim sürelerinin çok uzun sürmesi sebebiyle iki boyutta alan analizi gerçekleştirilmiştir.

Ayrıca seçilen rezonant endüktansının E25/13/7 nüvesi yani simetrik geometriye sahip olması sebebiyle iki boyuttaki alan analizinin de gerçeğe oldukça yakın sonuç verdiği gözlemlenmiştir.

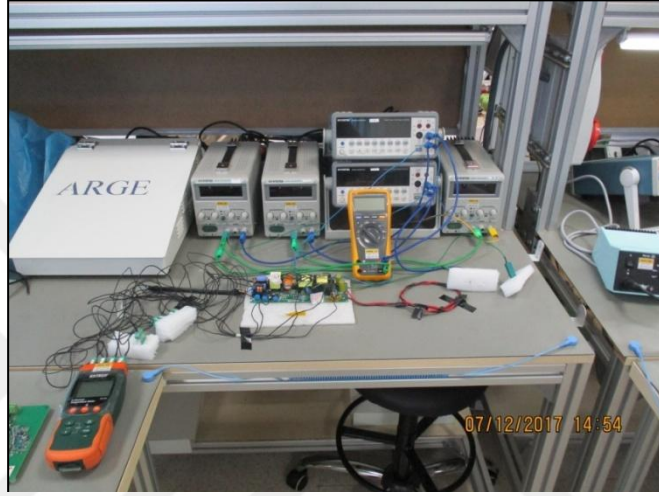
6.1.4. Termal ölçümlerle rezonant endüktansı güç kaybının doğrulanması

Bu bölümde rezonant endüktansının termal ölçümlerle güç kaybının bulunmasına yönelik pratik bilgiler verilmiştir. Yöntem, sargılı elemanların toplam güç kaybının bulunmasına yönelik en çok tercih edilen yöntemlerden birisidir [47]. Termal ölçüm yönteminin temelinde, sargılı eleman ile dış ortam arasındaki termik direnç yardımıyla toplam güç kaybının bulunması yatmaktadır. Çeşitli nüvelerin dış ortam ile arasındaki termik direnç değerlerine ait bilgiler [30]'da bulunmaktadır. Fakat endüktans gibi sargılı elemanlarda, bu bilgiler geçerliliğini kaybetmektedir. Çünkü sargılı elemanlarda sarım teknikleri, kullanılan iletken cinsleri, iletken tel kalınlıkları ve çalışma ortamlarına göre her bir sargılı elemanın dış ortam ile arasındaki termik direnç değeri değişkenlik göstermektedir [15]. Tezin bu bölümünde, rezonant endüktansının dış ortam ile arasındaki termik direncinin bulunmasına yönelik pratik ölçüm yöntemi önerilip, seçilen rezonant endüktansında oluşan toplam güç kaybı bulunmaktadır.

Rezonant endüktansı ve dış ortam arasındaki termik direncin bulunabilmesi için, öncelikle endüktans üzerinde DC güç kaynağı ile çeşitli değerlerde güç kayıpları oluşturulur. Oluşturulacak güç kayıplarının, önceden kestirimi yapılan kayıplara yakın olmasına dikkat edilir. Ardından, endüktans üzerine yerleştirilen sıcaklık ölçerlerle (termokupl) çeşitli ölçüm noktalarının sıcaklıkları ölçülür ve not edilir. Ayrıca, ölçüm ortamında rezonant endüktansına 1 cm uzakta bulunan ve normal çalışmada fazla ısınmayan bir bölgeden de dış ortam sıcaklığı ölçülür ve not edilir. Not edilen sıcaklık değerlerinin, sıcaklıkların kararlı duruma eriştikten sonraki değerleri olmasına dikkat edilir. Ayrıca termal ölçümün, termal olarak dış ortamdaki yalıtılmış bir ortamda yapılmasına da dikkat edilmelidir. Rezonant endüktansındaki güç kaybının bulunmasına yönelik oluşturulan termal ölçüm yöntemine ait ortam görüntüsü Şekil 6.16'da gösterilmektedir. Sıcaklık ölçerlerin bağlantı şekilleri ise Şekil 6.17'de gösterilmektedir. Ölçümlerde kullanılan cihazların bilgileri de Tablo 6.1'de verilmiştir.

Tablo 6.1. Termal ölçümlerde kullanılan cihazlar

Cihaz İsmi	Özellikleri
Sıcaklık Kaydedici	Extech / SDL2000 / Datalogger
Sıcaklık Ölçer (Termokupl)	Type K PFA Insulated Twisted Pair
DC Güç Kaynağı	GW Instek / GPS-3030D
Multimetre	Fluke 179



Şekil 6.21. Termal ölçüm yöntemi için oluşturulan ölçüm düzeneği



Şekil 6.22. Sıcaklık ölçerlerin yerleşim biçimleri

Sıcaklıkların kararlı duruma erişmesinden sonraki değerleri Tablo 6.2’de gösterilmektedir. Rezonant endüktansının dış ortam ile arasındaki termik direncin bulunması için Denklem (6.13)’den faydalanılır.

$$R_{th(Lr_Ortam)} = \frac{T_{Lr} - T_{ortam}}{P_{Lr}} \quad (6.13)$$

Tablo 6.2. Termal ölçüm sonuçları-1

P_{Lr} [W]	T_{Lr} [°C]	T_{ortam} [°C]	$R_{th(Lr_Ortam)}$ [°C/W]
0,25	30,3	26,7	14,4
1,00	62,5	47,3	12,0

Termik direnç değerinin çeşitli güç kayıplarına göre bulunmasından sonraki aşamada ise tasarlanan dönüştürücü normal çalışma koşulları altında çalıştırılır. Sıcaklıkların kararlı duruma erişmesinden sonra aynı ölçüm noktalarından normal çalışma durumunda da sıcaklık bilgileri alınır ve Tablo 6.3'teki gibi not edilir. Ardından sıcaklık farkı, termik direnç bilgisi ve Denklem (6.14) aracılığı ile rezonant endüktansı üzerinde oluşacak toplam güç kaybı bulunur. Tasarlanan rezonant endüktansında yaklaşık olarak 0,85 W güç kaybı oluşmaktadır.

Tablo 6.3. Termal ölçüm sonuçları-2

T_{Lr} [°C]	T_{ortam} [°C]	ΔT_{Lr} [V _{dc}]
72,8	64,4	10,4

$$P_{Lr} = \frac{T_{Lr} - T_{ortam}}{R_{th(Lr_Ortam)}} = \frac{\Delta T_{Lr}}{R_{th(Lr_Ortam)}} \cong 0.83W \quad (6.14)$$

6.2. LLC Trafosu

Bu bölümde LLC rezonant yarım köprü dönüştürücüsünde kullanılan LLC trafosunun güç kayıplarının kestirimine odaklanılmıştır. Bu amaçla, ilk olarak çalışma koşulları ve sargı uyartım biçimi dikkate alınarak en uygun matematiksel denklemler ile güç kaybı kestirimi yapılmıştır. Ardından nispeten daha hızlı sonuç alınabilen ve kolay uygulanabilir bir analitik benzetim programı aracılığı ile de güç

kayıplarının kestirimi gerçekleştirilmiştir. Son olarak LLC trafosunun iki boyutta sonlu elemanlar analizi yöntemi ile güç kayıpları kestirilmiştir. Sonlu elemanlar analizi ile oluşturulan model üzerinden kayıpların kök nedenleri derinlemesine araştırılmıştır. Ayrıca, elde edilen sonuçların doğruluğunu kontrol etmek için deneysel ölçüm düzeneği üzerinden alınan termal ölçümlerle önerilen hesaplamaların ve yöntemlerin doğruluğu tartışılmıştır.

6.2.1. Matematiksel hesaplamalarla LLC trafosunun güç kaybı kestirimi

Tezin bu bölümünde, LLC trafosu için uyartım biçimi, çalışma koşulları, deri ve yakınlık etkileri göz önünde bulundurularak kapsayıcı bir şekilde matematiksel hesaplamalara dayanarak nüve ve bakır kayıplarının kestirimi yapılmaktadır.

Nüve kaybının bulunması için üreticiler veri yapraklarında hacim başına düşen kayıp yoğunluğu grafikleri sunmaktadır. Tasarımcı çalışma koşullarına ait bilgileri (akı yoğunluğu değişimi, çalışma frekansı ve ortam sıcaklığı) grafiğe girerek nüve kaybını hesaplayabilmektedir. Nüve kaybının veri yapraklarındaki grafikler aracılığı ile bulunmasının koşulları ile ilgili detaylı bilgiler Bölüm 3'te anlatılmıştı. LLC rezonant yarım köprü yapısındaki LLC trafosunun %50 doluluk oranında üçgen şeklindeki akı ile uyarılmasından dolayı veri yaprağındaki hacim başına düşen kayıp yoğunluğu grafiği üzerinden güç kaybı kestirimi hatalı sonuç verecektir [44]. LLC trafosu için en uygun nüve kaybının hesaplanması için Dalga Biçimi Katsayılı Steinmetz Denklemi'nden faydalanılır [43]. Dalga Biçimi Katsayılı Steinmetz Denklemi, Denklem (6.16)'da gösterilmektedir. Denklem (6.16)'da FWC_{sq} parametresi, akı şekline bağlı dalga biçimi katsayısını ifade edip LLC trafosu için bu değer $\pi/4$ 'e eşittir. FWC_{sq} değerinin nasıl bulunması gerektiğine ait detaylar [43] referans çalışmasında anlatılmaktadır. Akı şekline bağlı dalga biçimi katsayısının bulunmasından sonraki aşamada ise Denklem (6.15)'teki Steinmetz katsayılarının bulunması gerekmektedir. Steinmetz katsayılarının bulunması için eğri uydurma yöntemi kullanılmalıdır [42]. LLC trafosu için seçilen 3C94 malzemesinin eğri uydurma yöntemi ile bulunan Steinmetz katsayıları Tablo 6.4'te verilmiştir. Bu bilgilere dayanarak Denklem (6.17) aracılığı ile LLC trafosunun nüve kaybı 190 mW olarak hesaplanmaktadır.

$$P_v = kf^\alpha B_{\max}^\beta \quad (6.15)$$

$$P_v = FWC_{sq} kf^\alpha B^\beta \quad (6.16)$$

$$P_{Lm,core} = P_v V_e = 35 \frac{kW}{m^3} 5350mm^3 \cong 190mW \quad (6.17)$$

Tablo 6.4. Ferroxcube 3C94 malzemesinin Steinmetz katsayıları

k	2,91
α	1,39
β	2,60

İletkenlerdeki bakır kayıpları bulunurken deri ve yakınlık etkilerinin göz önünde bulundurulması gerekir. Özellikle yüksek frekansta çalışmadan kaynaklanan deri ve yakınlık etkileri telin ac direncini artırıp güç kayıplarının önemli bir şekilde artmasına sebep olmaktadır. LLC rezonant yarım köprü dönüştürücüsünde kullanılan LLC trafosunun akım sinyali sinüs işaretli olup, flyback tarzı dönüştürücülerdeki gibi üçgen akım sinyaline ve üçgen sinyalin yüksek frekanstaki akım harmoniklerine maruz kalmamaktadır. Bu sebeple, rezonant endüktansındaki bakır kayıplarının bulunması, flyback dönüştürücüsündeki trafoda oluşacak bakır kayıplarının bulunmasına göre nispeten daha kolaydır. Tez çalışmasında kullanılan LLC trafosunun bakır kayıplarının tasarım öncesinden kestiriminin yapılabilmesi için tümevarım yöntemine başvurulmuştur. Bu amaçla bazı parametrelerin önceden hesaplanıp genel güç kaybı denkleminde kullanılması gerekmektedir. Bu bölümde bu parametrelerin nasıl bulunacağı adım adım anlatılarak LLC trafosundaki sırasıyla birincil ve ikincil sargıların bakır kaybı kestirimi yapılmıştır. Detaylı bilgiler [58] referans çalışmasında anlatılmaktadır.

İlk olarak Denklem (6.18) aracılığı ile çalışma frekansındaki deri etki derinliği (δ_{w1}) parametresi bulunmalıdır. Denklem (6.18)'de ρ_{cu} bakırın 20°C'deki öz direncini, μ_0 ise havanın manyetik geçirgenliğini ifade etmekte olup, değerleri sırasıyla $1.72 \cdot 10^{-8} \Omega.m$ ve $4\pi \cdot 10^{-7} H/m$ 'dir. Bu bilgilere göre Denklem (6.18) aracılığı ile deri etki derinliği 0,573 mm olarak bulunmaktadır.

$$\delta_{w1} = \frac{\sqrt{\rho_{cu @ 20^{\circ}C}}}{\pi f_{sw} \mu_0} = 0,573 \text{ mm} \quad (6.18)$$

Bir sonraki aşamada ise temel harmonikteki deri etki derinliğinin, yuvarlak kesitli bir telde göstereceği etkiyi ifade eden 'A' parametresi bulunmalıdır. Bu değer Denklem (6.19) aracılığı ile bulunabilir. Denklem (6.19)'da d parametresi LLC trafosunda kullanılan iletkenin bakır çapını, p parametresi ise yan yana iki iletkenin merkezleri arasındaki mesafeyi ifade etmekte olup, seçilen AWG 25 telin veri yaprağı aracılığı ile bu değerler sırasıyla 0,50 mm ve 0,57 mm olarak elde edilmektedir [59]. Bu bilgilere göre A parametresi Denklem (6.19) aracılığı ile 0,682 olarak bulunmaktadır.

$$A = \left(\frac{\pi}{4}\right)^{3/4} \frac{d}{\delta_{w1}} \sqrt{\frac{d}{p}} \cong 0,682 \quad (6.19)$$

Bir sonraki aşamada ise Denklem (6.20) aracılığı ile her bir harmoniğin dc direnç üzerinde oluşturduğu ac direnç etkisini ifade eden 'F_{rpn,pri}' parametresi bulunmalıdır. Denklem (6.19)'daki toplam ifadesinin ilk kısmı telin deri etkilerini, ikinci kısmı ise yakınlık etkilerini temsil etmektedir. N₁ ise LLC trafosundakibirincil taraf sargıların katman sayısını ifade edip, bu değer tasarlanan LLC trafosunda kullanılan iletken çapı ve karkas üzerinde sargıların yerleştirileceği genişlik dikkate alınarak 3 olarak alınmıştır. LLC trafosunun akım sinyali sinüsoidal olduğu için harmonik sayısını ifade eden n parametresinin değeri ise 1 olarak alınmıştır. Bu bilgilere göre Denklem (6.20)'de F_{rpn,pri} parametresi 11,7 olarak elde edilmektedir.

$$F_{rpn,pri} = \frac{R_{pn}}{R_{pdc}} = A\sqrt{n} \left\{ \frac{\sinh(2A\sqrt{n}) + \sinh(2A\sqrt{n})}{\cosh(2A\sqrt{n}) - \cosh(2A\sqrt{n})} + \left[\frac{2(N_1^2 - 1)}{3} \right] \frac{\sinh(2A\sqrt{n}) + \sinh(2A\sqrt{n})}{\cosh(2A\sqrt{n}) - \cosh(2A\sqrt{n})} \right\} \quad (6.20)$$

Bir sonraki adımda ise birincil taraf harmonik kayıp faktörü olarak adlandırılan 'F_{rph,pri}' parametresi bulunmalıdır. Bu parametre Denklem (6.21) aracılığı ile hesaplanmaktadır. Denklem (6.21)'de D ifadesi doluluk oranını temsil edip, LLC trafosu için bu değer 0,5 olarak alınmıştır. Bu bilgilere göre birincil taraf harmonik kayıp faktörü (F_{rph,pri}) 12,582 olarak elde edilmektedir. Birincil taraf harmonik kayıp faktörünün bulunması için kullanılan yazılım kodları EK-F'de verilmiştir.

$$F_{rp, pri} = 1 + \frac{1}{\pi^4 D^4} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{F_{rp, n}}{n^4} \left[1 + 2\pi^2 n^2 D^2 - \cos(2\pi n D) - 2\pi n D \sin(2\pi n D) \right] \quad (6.21)$$

Bir sonraki adımda ise birincil tarafta kullanılan telin toplam dc kaybının ($P_{Lm, dc, pri}$) bulunması gerekmektedir. $P_{Lm, dc, pri}$ ifadesi; Denklem (6.22) aracılığı ile hesaplanmaktadır. Denklem (6.22)'de $I_{Lm, rms, pri}$ nominal çalışma koşulları altında LLC trafosunun birincil sargısından akacak efektif akım değerini, $R_{dc, pri}$ ise kullanılan telin dc direncini ifade etmektedir. Nominal çalışma koşulları altında LLC trafosu birincil sargısından akacak efektif akım değeri Denklem (4.22) aracılığı ile 0,41 A_{rms} olarak bulunmaktadır. $R_{dc, pri}$ değerinin bulunması için, seçilen telin metre başına karşılık gelen direnç değeri (γ) ile kullanılan telin toplam uzunluğunun elde edilmesi gerekmektedir. Seçilen telin veri yaprağı aracılığı ile metre başına karşılık gelen direnç değeri yaklaşık olarak 87 m Ω /m olarak elde edilmektedir [59]. LLC trafosu için gereken toplam tel uzunluğu (Σl) ise Denklem (6.23) aracılığı ile hesaplanabilir. Bunun için ilk olarak seçilen karkasta tur başına kullanılması gereken ortalama tel uzunluk bilgisi (I_N) elde edilmelidir. ETD 29/16/10 karkasının veri yaprağında verilen bilgiye göre tur başına kullanılması gereken ortalama tel uzunluk bilgisi 52,8 mm olarak elde edilmektedir. LLC trafosu birincil sargı sarım sayısı da 99 olduğundan dolayı, kullanılması gereken toplam tel uzunluğu Denklem (6.23) aracılığı ile yaklaşık 5,2 metre olarak hesaplanmaktadır. Rezonant endüktansında kullanılan telin dc direnci Denklem (6.24) aracılığı ile 452 m Ω olarak elde edilmektedir. Bu bilgilere dayanarak rezonant endüktansında oluşacak toplam dc bakır kaybı Denklem (6.22) aracılığı ile yaklaşık olarak 76 mW olacağı öngörülmektedir.

$$P_{Lm, dc, pri} = I_{Lm, rms, pri}^2 R_{dc, pri} = (0,41 A_{rms})^2 (452 m\Omega) \cong 76 mW \quad (6.22)$$

$$\Sigma l = I_N N = (52,8 mm)(99 tur) = 5,2m \quad (6.23)$$

$$R_{dc, pri} = \gamma \Sigma l = (87 m\Omega)(5,2m) \cong 452 m\Omega \quad (6.24)$$

LLC trafosu birincil sargıda oluşacak toplam bakır kaybının hesaplanabilmesi için Denklem (6.25)'ten faydalanılır. Denklem (6.25)'e göre LLC trafosu birincil sargı kaybının bulunması için, LLC trafosu birincil sargı toplam dc bakır kaybı ile birincil

sargı harmonik kayıp faktörü çarpılması gerekmektedir. Elde edilen bilgilere göre rezonant endüktansında yaklaşık olarak 956 mW bakır kaybı olacağı öngörülmektedir.

$$P_{Lm,copper,pri} = P_{Lm,dc,pri} F_{rph,pri} = (76mW)(12,582) \cong 956mW \quad (6.25)$$

Bir sonraki aşamada ise Denklem (6.26) aracılığı ile her bir harmoniğin dc direnç üzerinde oluşturduğu ac direnç etkisini ifade eden 'F_{rpn,sec}' parametresi bulunmalıdır. Denklem (6.26)'daki toplam ifadesinin ilk kısmı telin deri etkilerini, ikinci kısmı ise yakınlık etkilerini temsil etmektedir. N₁ ise LLC trafosundaki ikincil taraf sargıların katman sayısını ifade edip, bu değer tasarlanan LLC trafosunda kullanılan iletken çapı ve karkas üzerinde sargıların yerleştirileceği genişlik dikkate alınarak 2 olarak alınmıştır. LLC trafosunun akım sinyali sinüsoidal olduğu için harmonik sayısını ifade eden n parametresinin değeri ise 1 olarak alınmıştır. Bu bilgilere göre Denklem (6.26)'da F_{rpn,sec} parametresi 5,0239 olarak elde edilmektedir.

$$F_{rpn,sec} = \frac{R_{pn}}{R_{pdc}} = A\sqrt{n} \left\{ \frac{\sinh(2A\sqrt{n}) + \sinh(2A\sqrt{n})}{\cosh(2A\sqrt{n}) - \cosh(2A\sqrt{n})} + \left[\frac{2(N_1^2 - 1)}{3} \right] \frac{\sinh(2A\sqrt{n}) + \sinh(2A\sqrt{n})}{\cosh(2A\sqrt{n}) - \cosh(2A\sqrt{n})} \right\} \quad (6.26)$$

Bir sonraki adımda ise ikincil taraf harmonik kayıp faktörü olarak adlandırılan 'F_{rph,sec}' parametresi bulunmalıdır. Bu parametre Denklem (6.27) aracılığı ile hesaplanmaktadır. Denklem (6.27)'de D ifadesi doluluk oranını temsil edip, LLC trafosu için bu değer 0,5 olarak alınmıştır. Bu bilgilere göre ikincil taraf harmonik kayıp faktörü (F_{rph,sec}) 6,0678 olarak elde edilmektedir. İkincil taraf harmonik kayıp faktörünün bulunması için kullanılan yazılım kodları EK-F'de verilmiştir.

$$F_{rph,sec} = 1 + \frac{1}{\pi^4 D^4} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{F_{rpn,sec}}{n^4} \left[1 + 2\pi^2 n^2 D^2 - \cos(2\pi n D) - 2\pi n D \sin(2\pi n D) \right] \quad (6.27)$$

Bir sonraki adımda ise ikincil tarafta kullanılan telin toplam dc kaybının (P_{Lm,dc,sec}) bulunması gerekmektedir. P_{Lm,dc,sec} ifadesi; Denklem (6.28) aracılığı ile hesaplanmaktadır. Denklem (6.28)'de I_{Lm,rms,sec} nominal çalışma koşulları altında LLC trafosunun ikincil sargısından akacak efektif akım değerini, R_{dc,sec} ise kullanılan telin dc direncini ifade etmektedir. Nominal çalışma koşulları altında LLC trafosu ikincil sargısından akacak efektif akım değeri 1,8 A_{rms} olarak bulunmaktadır. R_{dc,pri}

değerinin bulunması için, seçilen telin metre başına karşılık gelen direnç değeri (γ) ile kullanılan telin toplam uzunluğunun elde edilmesi gerekmektedir. Seçilen telin veri yaprağı aracılığı ile metre başına karşılık gelen direnç değeri yaklaşık olarak 87 m Ω /m olarak elde edilmektedir [59]. LLC trafosu için gereken toplam tel uzunluğu (Σl) ise Denklem (6.29) aracılığı ile hesaplanabilir. Bunun için ilk olarak seçilen karkasta tur başına kullanılması gereken ortalama tel uzunluk bilgisi (I_N) elde edilmelidir. ETD 29/16/10 karkasının veri yaprağında verilen bilgiye göre tur başına kullanılması gereken ortalama tel uzunluk bilgisi 52,8 mm olarak elde edilmektedir. LLC trafosu ikincil sargı sarım sayısı da 28 olduğundan dolayı, kullanılması gereken toplam tel uzunluğu Denklem (6.29) aracılığı ile yaklaşık 1,5 metre olarak hesaplanmaktadır. LLC trafosu ikincil sargısında kullanılan telin dc direnci Denklem (6.30) aracılığı ile 130 m Ω olarak elde edilmektedir. Bu bilgilere dayanarak LLC trafosu ikincil sargısında oluşacak toplam dc bakır kaybı Denklem (6.28) aracılığı ile yaklaşık olarak 420 mW olacağı öngörülmektedir.

$$P_{Lm,dc,sec} = I_{Lm,rms,sec}^2 R_{dc,sec} = (1,8A_{rms})^2 (130m\Omega) \cong 420mW \quad (6.28)$$

$$\Sigma l = I_N N = (52,8mm)(28tur) = 1,5m \quad (6.29)$$

$$R_{dc,sec} = \gamma \Sigma l = (87m\Omega)(1,5m) \cong 130m\Omega \quad (6.30)$$

LLC trafosu ikincil sargıda oluşacak toplam bakır kaybının hesaplanabilmesi için Denklem (6.31)'den faydalanılır. Denklem (6.31)'e göre LLC trafosu ikincil sargı kaybının bulunması için, LLC trafosu ikincil sargı toplam dc bakır kaybı ile ikincil sargı harmonik kayıp faktörü çarpılması gerekmektedir. Elde edilen bilgilere göre LLC trafosu ikincil sargısında yaklaşık olarak 956 mW bakır kaybı olacağı öngörülmektedir.

$$P_{Lm,copper,sec} = P_{Lm,dc,sec} F_{rph,sec} = (420mW)(6,0678) \cong 2,55W \quad (6.31)$$

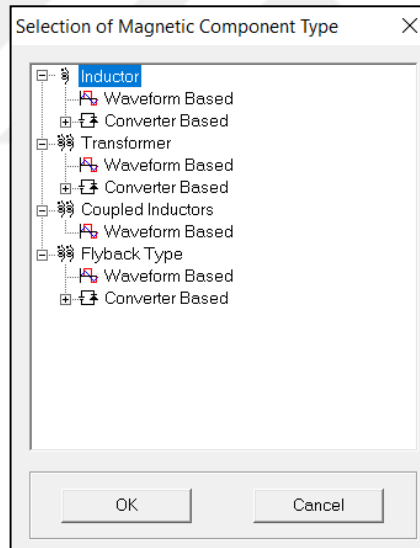
Sonuç olarak tasarlanan rezonant endüktansında oluşacak toplam güç kaybı, matematiksel hesaplamalarla elde edilen nüve ve bakır kayıplarının toplanıp Denklem (6.32) aracılığı ile 820 mW olacağı öngörülmektedir.

$$P_{Lm} = P_{Lm,core} + P_{Lm,copper,pri} + P_{Lm,copper,sec} = (190mW) + (956mW) + (2,55W) \cong 3,70W \quad (6.32)$$

6.2.2. Analitik çözülemeye dayalı benzetim programı ile rezonant endüktansı güç kaybı kestirimi

Bu bölümde LLC trafosunda oluşacak güç kayıplarının henüz tasarım aşamasında iken analitik benzetim programı ANSYSPEXpert aracılığı ile nasıl kestirilebileceğine yönelik bilgiler verilmiştir.

LLC trafosu ikincil taraftaki tam dalga doğrultucu veya köprü doğrultucu aracılığı ile yüke enerji aktarımı gerçekleştirmektedir. Yapısında hava aralığı bulunup, üçgen şeklindeki akı yoğunluğuna sahiptir ve mıknatıslama akımı da üçgen şeklindedir. Öte yandan, rezonant modda çalışmadan dolayı LLC trafosunun sargılarından sinüs şeklinde akım akmaktadır. Bu bilgilere dayanarak, PExpert programında LLC trafosunun modelinin oluşturulması gerekmektedir.

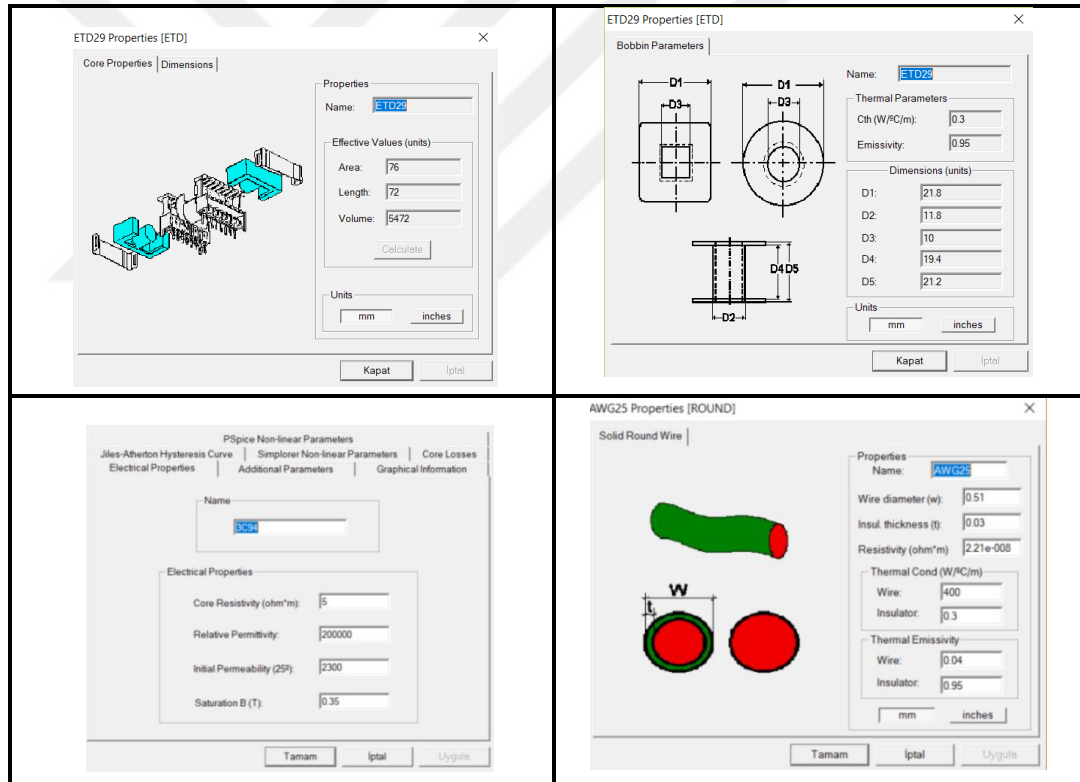


Şekil 6.23. PExpert'de tasarlanabilecek manyetik eleman çeşitleri

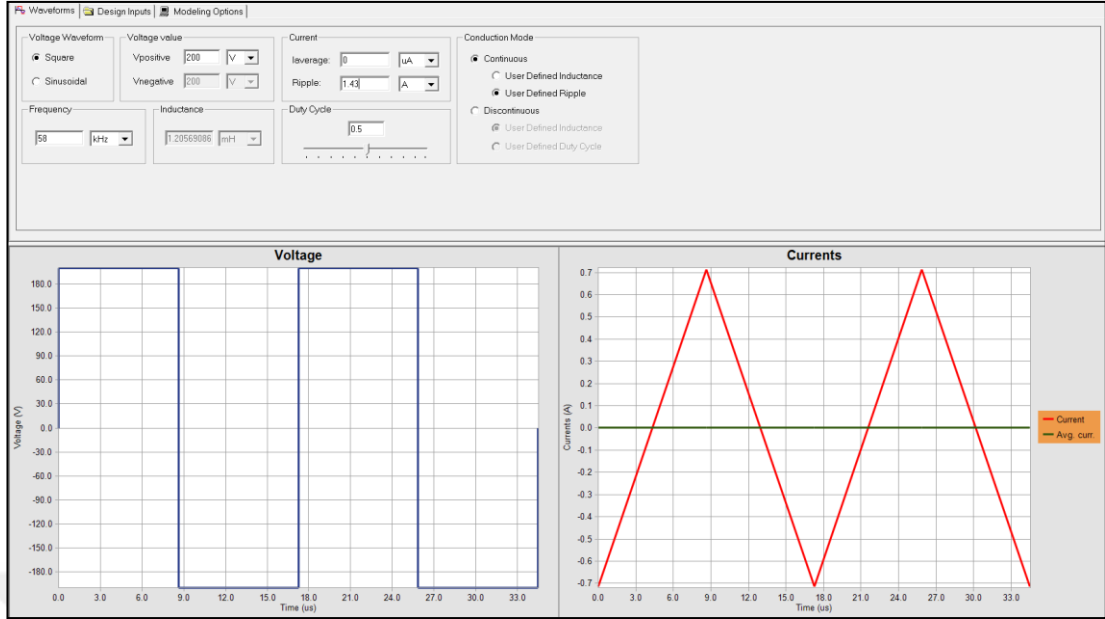
PExpert programında tasarımı yapılabilecek manyetik eleman çeşitleri Şekil 6.23'te gösterilmektedir. LLC trafosunun hava aralıklı olması, mıknatıslama akımının üçgen şeklinde olması ve sargılardan geçen akım sinyalinin sinüs şeklinde olmasını kapsayacak uygun manyetik eleman PExpert programında bulunmamaktadır. Bu sebeple PExpert aracılığı ile iki ayrı manyetik eleman tasarımı gerçekleştirilip nüve

ve bakır kayıplarının ayrı ayrı analizi gerçekleştirilecektir. Bu fikirden yola çıkarak, LLC trafosunun nüve kaybını analiz etmek için Şekil 6.23'ten endüktans tasarımı seçilecek ve nüve kaybını belirleyecek LLC trafosu bilgileri programa girilecektir. LLC trafosunun bakır kayıplarını analiz etmek için ise Şekil 6.23'ten trafo tasarımı seçilecek ve bakır kayıplarını belirleyecek LLC trafosu bilgileri programa girilecektir. Bu bilgiler ışığında nüve ve bakır kayıpları için PExpert programında endüktans ve trafo modelleri oluşturulacak ve kayıplar ayrı ayrı değerlendirilecektir.

İlk olarak programda LLC trafosunun nüve kaybı analizi için oluşturulacak endüktans modeline ait nüve şekli, karkas, nüve malzemesi ve kullanılacak tel bilgileri programa girilmelidir. Bölüm 4'teki bilgilerden faydalanılarak tasarlanan LLC trafosunun bilgileri Şekil 6.24'teki gibi programa girilmiştir.

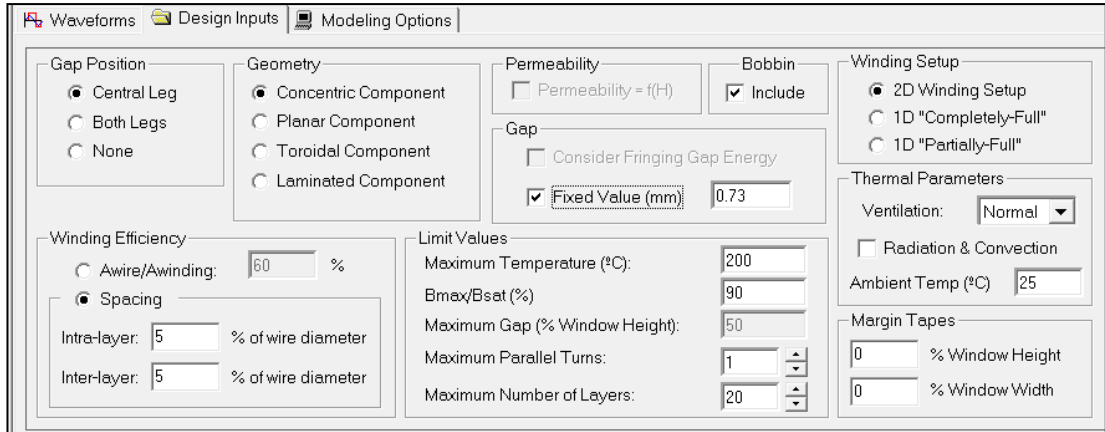


Şekil 6.24. LLC trafosu nüve kaybı analizi için oluşturulan endüktans modelinin nüve şekli, karkas, nüve malzemesi ve tel özellikleri

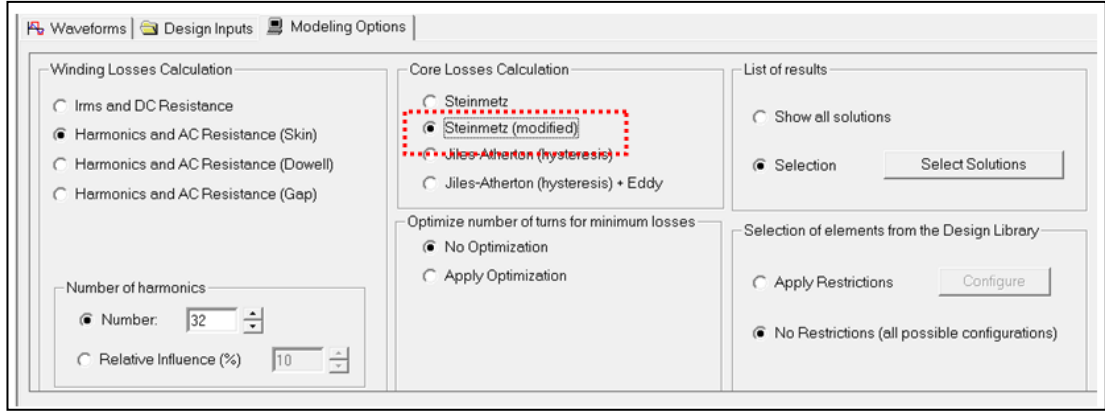


Şekil 6.25. LLC trafosu nüve kaybı analizi için oluşturulan endüktans modelinin PExpert programındaki elektriksel girdileri-1

Malzeme tanımlanmasından sonraki aşamada tasarıma ait elektriksel parametreler programa girilmelidir. Programa LLC trafosunun nominal çalışma koşulları altındaki sargı uyarma biçimi, endüktans değeri, çalışma frekansı ve tepeden tepeye akım dalgalanmasına ait değerler girilmiştir. Şekil 6.25 ve Şekil 6.26'da tasarlanan LLC trafosunun nüve kaybı analizi için oluşturulan endüktans modelinin PExpert'e girilen elektriksel özellikleri gösterilmektedir.



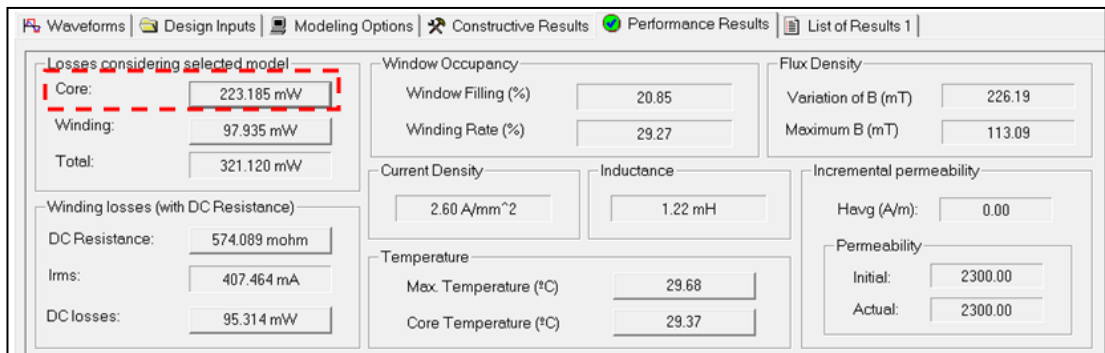
Şekil 6.26. LLC trafosu nüve kaybı analizi için oluşturulan endüktans modelinin PExpert programındaki elektriksel girdileri-2



Şekil 6.27. LLC trafosu nüve kaybı analizinde seçilen çözüm yöntemi

Tasarımın elektriksel girdilerinin de programa girilmesinden sonraki aşamada ise nüve kaybının bulunması için kullanılacak çözümlenme yönteminin belirlenmesi gerekmektedir. PExpert nüve kayıplarının bulunması için kullanıcılara Şekil 6.28’de gösterildiği gibi dört ayrı çözüm yöntemi sunmaktadır. Doğru çıktıların elde edilebilmesi için en uygun çözüm yönteminin belirlenmesi kritik öneme sahiptir. LLC trafosunun uyartım şeklinin üçgen olması, dc bias etkisi barındırmaması ve %50 doluluk oranında çalışmasından dolayı nüve kaybının bulunmasında en uygun çözüm yöntemi Modifiyeli Steinmetz yöntemi (MSE) olacaktır. Şekil 6.28’de nüve kaybı analizinde seçilen çözüm yönteminin ekran görüntüsü paylaşılmıştır.

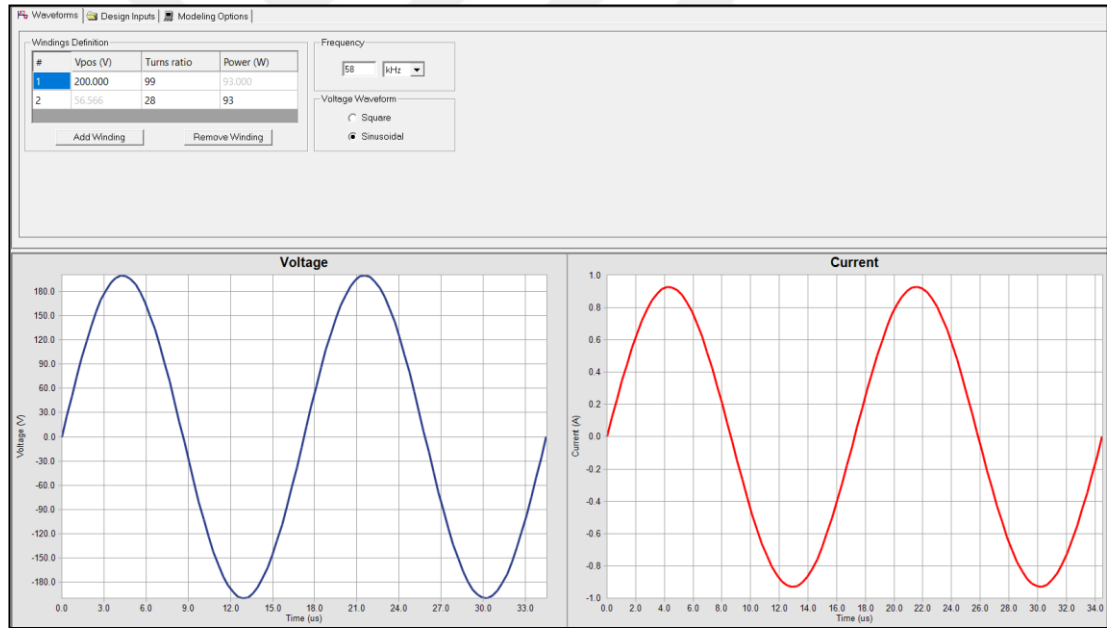
Tasarım için bütün kritik bilgilerin PExpert’e girilmesinden sonraki aşamada ise LLC trafosunun nüve kaybı hesabı yapılmalıdır. LLC trafosu nüve kaybı analizi için oluşturulan endüktans modeli için benzetim çıktısı Şekil 6.28’de gösterilmektedir. Buna dayanarak, LLC trafosu nüve kaybı analizi için oluşturulan endüktans modelinde yaklaşık 225 mW nüve kaybı oluşmaktadır.



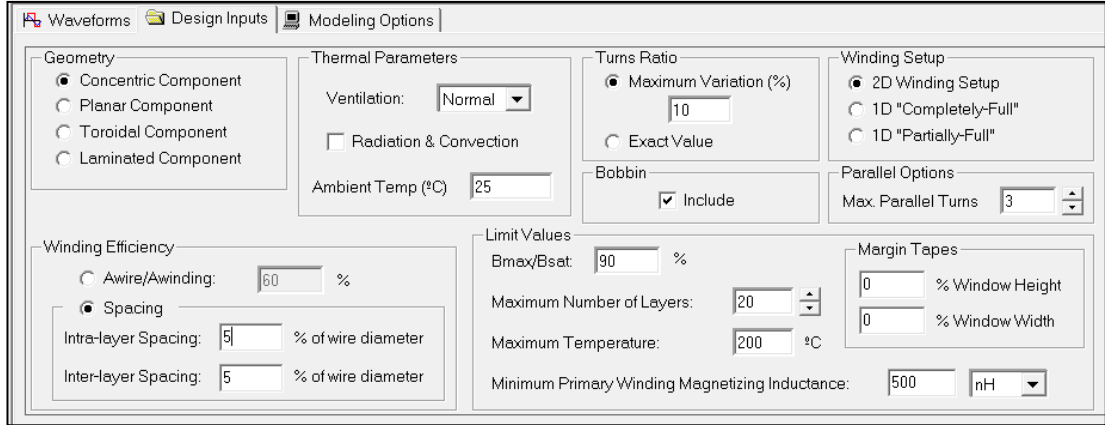
Şekil 6.28. LLC trafosu nüve kaybı PExpert program çıktısı

LLC trafosunun bakır kaybı analizi için ise Şekil 6.23'ten dalga şekli üzerinden trafo modeli tasarımı seçilmiştir. Trafo modeli üzerinden LLC trafosunun bakır kayıplarının analiz edilme fikri trafonun çok sargılı olması ve sargı akımlarının sinüs şeklinde olmasından kaynaklanmaktadır. Bu yöntemin dezavantajı ise PExpert'te trafo tasarımında seçilen nüvede hava aralığı bırakılamaması dolayısıyla de hava aralığındaki kaçak akılardan dolayı oluşacak eddy akım kayıplarının ihmal edilmesidir.

LLC trafosundaki bakır kayıplarının analizi için elektriksel parametreler PExpert'e girilmelidir. LLC trafosunun nominal çalışma koşulları altındaki sargı uyarma biçimi, sarım sayıları, çalışma frekansı ve çıkış gücü bilgileri programa girilmelidir. Şekil 6.29 ve Şekil 6.30'da tasarlanan LLC trafosunun bakır kaybı analizi için oluşturulan trafo modelinin PExpert'e girilen elektriksel özellikleri gösterilmektedir.

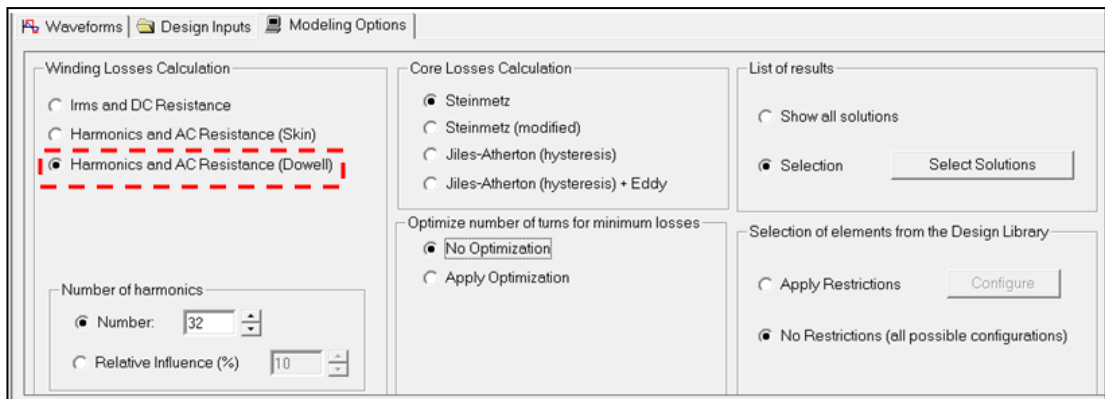


Şekil 6.29. LLC trafosu bakır kaybı analizi için oluşturulan trafo modelinin PExpert programındaki elektriksel girdileri-1



Şekil 6.30. LLC trafosu bakır kaybı analizi için oluşturulan trafo modelinin PExpert programındaki elektriksel girdileri-2

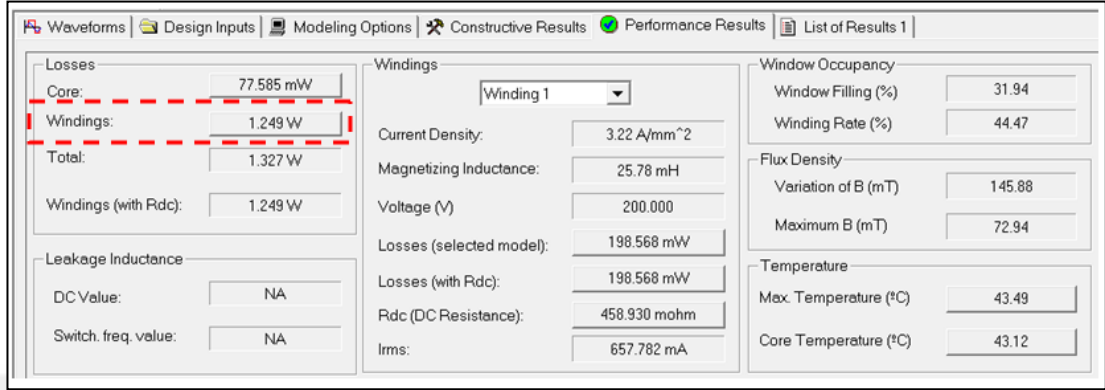
Tasarımın elektriksel girdilerinin de programa girilmesinden sonraki aşamada ise bakır kaybının bulunması için kullanılacak çözümlene yönteminin belirlenmesi gerekmektedir. PExpert bakır kaybının bulunması için kullanıcılara Şekil 6.31’de gösterildiği gibi üç ayrı çözüm yöntemi sunmaktadır. Doğru çıktıların elde edilebilmesi için en uygun çözüm yönteminin belirlenmesi kritik öneme sahiptir. LLC trafosunun yüksek frekansta çalışması, katman sayısının fazla olması, sargılardan yüksek frekansta yüksek akımların akması ve birden fazla sargının bulunmasından dolayı bakır kayıplarının bulunmasında deri ve yakınlık etkilerini göz önünde bulunduran Dowell denklemleri üzerinden hesapların yapılması en doğru sonucu verecektir. Şekil 6.31’de bakır kaybı analizinde seçilen çözüm yönteminin ekran görüntüsü paylaşılmıştır.



Şekil 6.31. LLC trafosu bakır kaybı analizinde seçilen çözüm yöntemi

Tasarım için bütün kritik bilgilerin PExpert’e girilmesinden sonraki aşamada ise LLC trafosunun bakır kaybı hesabı yapılmalıdır. LLC trafosu bakır kaybı analizi için

oluşturulan trafo modeli için benzetim çıktısı Şekil 6.32’de gösterilmektedir. Buna dayanarak, LLC trafosu bakır kaybı analizi için oluşturulan trafo modelinde yaklaşık 1,25 W bakır kaybı oluşmaktadır.

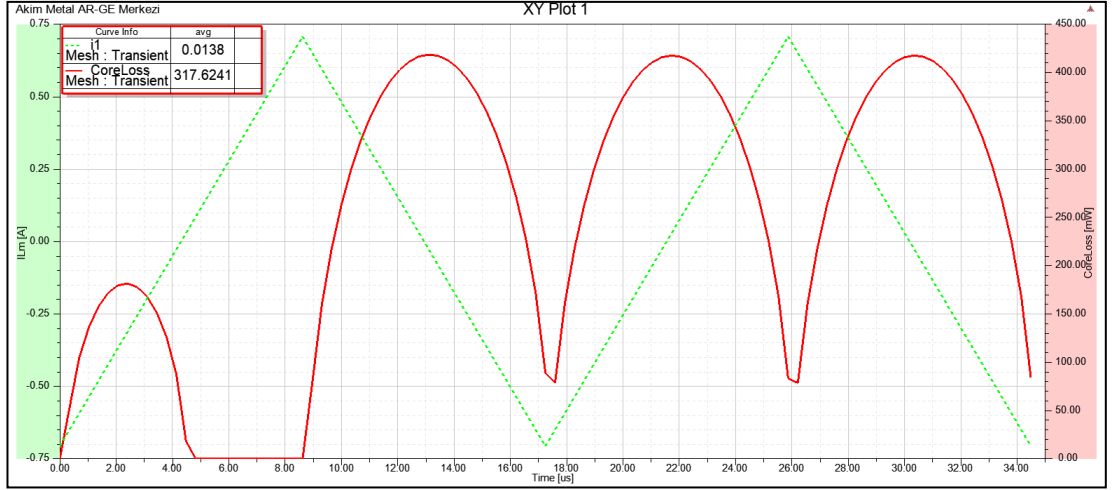


Şekil 6.32. LLC trafosu bakır kaybı PExpert program çıktısı

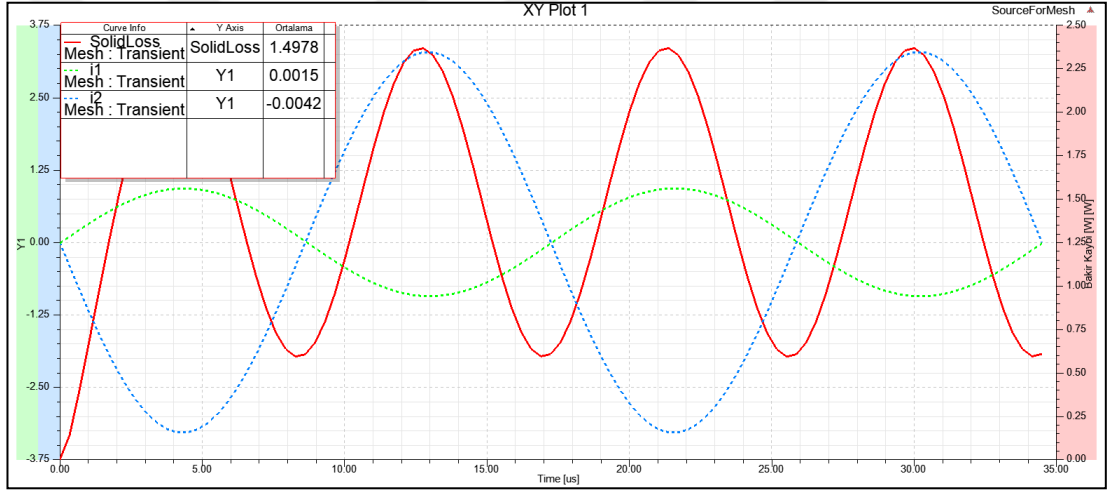
6.2.3. Sonlu elemanlar analizi ile rezonant endüktansı güç kaybı kestirimi

Bu bölümde LLC trafosunda oluşacak güç kayıplarının henüz tasarım aşamasında iken ANSYS MAXWELL programı aracılığı ile sonlu elemanlar analizi uygulanarak nasıl kestirilebileceğine yönelik bilgiler verilmiştir.

LLC trafosu ikincil taraftaki tam dalga doğrultucu veya köprü doğrultucu aracılığı ile yüke enerji aktarımı gerçekleştirmektedir. Yapısında hava aralığı bulunup, üçgen şeklindeki akı yoğunluğuna sahiptir ve mıknatıslama akımı da üçgen şeklindedir. Öte yandan, rezonant modda çalışmadan dolayı LLC trafosunun sargılarından sinüs şeklinde akım akmaktadır. Bu bilgilere dayanarak, öncelikle PExpert programında LLC trafosunun nüve ve bakır kayıplarının analizi için ayrı iki model oluşturulmuş ve oluşturulan modellerin MAXWELL’e aktarımı yapılarak sonlu elemanlar analizi gerçekleştirilmiştir. Nüve kayıplarının analizi için Şekil 6.25’teki PExpert’te endüktans tasarlanmış, bakır kayıplarının analizi için de Şekil 6.29’daki trafo tasarlanmış ve MAXWELL’e aktarılmıştır.



Şekil 6.33. Alan analizinde LLC trafosu için oluşturulan modeldeki nüve kaybının zamana bağlı değişimi



Şekil 6.34. Alan analizinde LLC trafosu için oluşturulan modeldeki bakır kaybının zamana bağlı değişimi

LLC trafosunun alan analizi sonuçları Şekil 6.33 ve Şekil 6.34'te gösterilmektedir. Alan analizi çıktılarına göre LLC trafosunda nüve kaybı yaklaşık 320 mW, bakır kaybı ise 1,5 W olarak elde edilmekte ve LLC trafosunda toplam 1,82 W güç kaybı oluşacağı öngörülmektedir.

6.2.4. Termal ölçümlerle LLC trafosu güç kaybının doğrulanması

Bu bölümde LLC trafosunun termal ölçümlerle güç kaybının bulunmasına yönelik pratik bilgiler verilmiştir. Yöntem, sargılı elemanların toplam güç kaybının bulunmasına yönelik en çok tercih edilen yöntemlerden birisidir [47]. Termal ölçüm yönteminin temelinde, sargılı eleman ile dış ortam arasındaki termik direnç

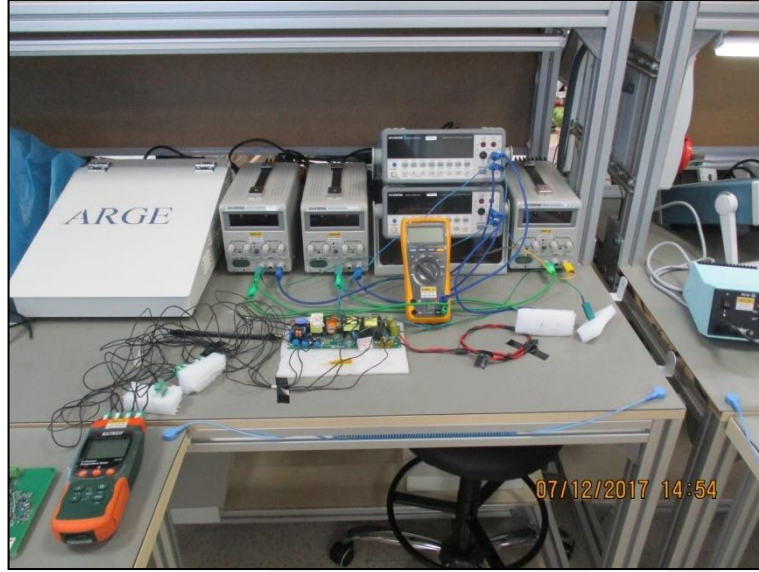
yardımıyla toplam güç kaybının bulunması yatmaktadır. Çeşitli nüvelerin dış ortam ile arasındaki termik direnç değerlerine ait bilgiler [30]'da bulunmaktadır. Fakat trafo gibi sargılı elemanlarda, bu bilgiler geçerliliğini kaybetmektedir. Çünkü sargılı elemanlarda sarım teknikleri, kullanılan iletken cinsleri, iletken tel kalınlıkları ve çalışma ortamlarına göre her bir sargılı elemanın dış ortam ile arasındaki termik direnç değeri değişkenlik göstermektedir [15]. Tezin bu bölümünde, LLC trafosunun dış ortam ile arasındaki termik direncinin bulunmasına yönelik pratik ölçüm yöntemi önerilip, seçilen LLC trafosunda oluşan toplam güç kaybı bulunmaktadır.

LLC trafosu ve dış ortam arasındaki termik direncin bulunabilmesi için, öncelikle trafo üzerinde DC güç kaynağı ile çeşitli değerlerde güç kayıpları oluşturulur. Oluşturulacak güç kayıplarının, önceden kestirimi yapılan kayıplara yakın olmasına dikkat edilir. Ardından, trafo üzerine yerleştirilen sıcaklık ölçerlerle (termokupl) çeşitli ölçüm noktalarının sıcaklıkları ölçülür ve not edilir. Ayrıca, ölçüm ortamında LLC trafosuna 1 cm uzakta bulunan ve normal çalışmada fazla ısınmayan bir bölgeden de dış ortam sıcaklığı ölçülür ve not edilir. Not edilen sıcaklık değerlerinin, sıcaklıkların kararlı duruma eriştikten sonraki değerlerin olmasına dikkat edilir. Ayrıca termal ölçümün, dış ortamdan termal olarak yalıtılmış bir ortamda yapılmasına da dikkat edilmelidir.

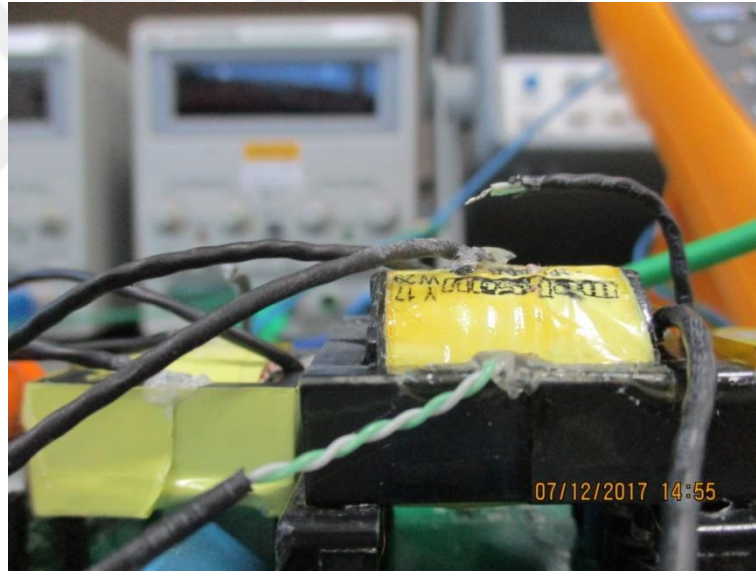
LLC trafosundaki güç kaybının bulunmasına yönelik oluşturulan termal ölçüm yöntemine ait ortam görüntüsü Şekil 6.33'te gösterilmektedir. Sıcaklık ölçerlerin bağlantı şekilleri ise Şekil 6.34'te gösterilmektedir. Ölçümlerde kullanılan cihazların bilgileri de Tablo 6.5'te verilmiştir.

Tablo 6.5. Termal ölçümlerde kullanılan cihazlar

Cihaz İsmi	Özellikleri
Sıcaklık Kaydedici	Extech / SDL2000 / Datalogger
Sıcaklık Ölçer (Termokupl)	Type K PFA Insulated Twisted Pair
DC Güç Kaynağı	GW Instek / GPS-3030D
Multimetre	Fluke 179



Şekil 6.35. Termal ölçüm yöntemi için oluşturulan ölçüm düzeneği



Şekil 6.36. Sıcaklık ölçerlerin yerleşim biçimleri

Sıcaklıkların kararlı duruma erişmesinden sonraki değerleri Tablo 6.6'da gösterilmektedir. LLC trafosunun dış ortam ile arasındaki termik direncin bulunması için Denklem (6.11)'den faydalanılır.

$$R_{th(Lm_Ortam)} = \frac{T_{Lm} - T_{ortam}}{P_{Lm}} \quad (6.11)$$

Tablo 6.6. Termal ölçüm sonuçları-1

P_{toplam} [W]	T_{trafo} [°C]	T_{ortam} [°C]	R_{th(Lm_Ortam)} [°C/W]
1,15	51,0	45,8	4,52
3,70	101,0	86,3	3,98

Termik direnç değerinin çeşitli güç kayıplarına göre bulunmasından sonraki aşamada ise tasarlanan dönüştürücü normal çalışma koşulları altında çalıştırılır. Sıcaklıkların kararlı duruma erişmesinden sonra aynı ölçüm noktalarından normal çalışma durumunda da sıcaklık bilgileri alınır ve Tablo 6.7'deki gibi not edilir. Ardından sıcaklık farkı, termik direnç bilgisi ve Denklem (6.12) aracılığı ile LLC trafosu üzerinde oluşacak toplam güç kaybı bulunur. Tasarlanan LLC trafosunda yaklaşık olarak 2 W güç kaybı oluşmaktadır.

Tablo 6.7. Termal ölçüm sonuçları-1

T_{trafo} [°C]	T_{ortam} [°C]	ΔT_{trafo} [°C]
93,2	84,9	8,3

$$P_{Lm} = \frac{T_{Lm} - T_{ortam}}{R_{th(Lm_Ortam)}} = \frac{\Delta T_{Lr}}{R_{th(Lm_Ortam)}} \cong 2.0W \quad (6.12)$$

7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, LLC rezonant yarım köprü dönüştürücü için temel başarı hedeflerinin (yüksek verim, düşük maliyet, küçük boyut, uzun ömürlülük) belirlenmesinde belirleyici rol üstlenen manyetik elemanların tasarımına, tasarım aşamasında iken manyetik elemanlar üzerinde oluşacak güç kayıplarının kestirimine ve bulunan güç kaybı sonuçlarının deneysel örnek üzerinden alınan termal ölçümlerle doğrulanmasına odaklanılmıştır. LLC rezonant yarım köprü dönüştürücü yapısında bulunan manyetik elemanlardaki (rezonant endüktansı ve LLC trafosu) güç kaybı kestirimlerinin yapılabilmesi için matematiksel hesaplamalar, analitik benzetim programı ve 2 boyutta alan analizi yöntemleri önerilmiş, yöntemlerin doğrulukları tartışılmıştır.

Tezin birinci bölümünde güç elektroniğinin temel bileşenlerinden ve güç elektroniğindeki teknolojik gelişmelerden bahsedilmiştir. Manyetik elemanların ürün ömrü ve güvenilirliği üzerindeki etkilerinden bahsedilmiştir. Ayrıca tez çalışmasını ilgilendiren literatürde yapılan çalışmalara ait bilgiler aktarılmıştır.

Tezin ikinci bölümünde LLC rezonant yarım köprü dönüştürücüsü hakkında genel bilgiler verilmiş, dönüştürücü donanım yapısı açıklanmış, dönüştürücüye ait matematiksel ifadeler çıkarılmış ve dönüştürücünün çalışma modları detaylıca analiz edilmiştir.

Tezin üçüncü bölümünde manyetik elemanların tasarımında dikkat edilmesi gereken önemli noktalara ait bilgiler verilmiştir. Ayrıca, manyetik elemanlar üzerinde oluşacak güç kayıplarının sınıflandırılması yapılmış, güç kayıplarının nedenleri aktarılmış ve güç kayıplarını iyileştirmek için uygulanabilecek yöntemlerden bahsedilmiştir.

Tezin dördüncü bölümünde sokak aydınlatma uygulamalarında kullanılacak evrensel girişli, içerisinde güç katsayısı düzeltici devresi bulunan, $54 V_{dc} / 1,75 A_{dc}$

çıkışlı, 100 W giriş gücünde çalışabilen LLC rezonant yarım köprü dönüştürücünün adım adım tasarımı gerçekleştirilmiştir.

Tezin beşinci bölümünde uygulama devresinde kullanılan temel malzemelerin seçim kriterlerine ait bilgiler verilmiş, deneysel örnek üzerinden alınan elektriksel ölçümlerle oluşturulan prototip devrenin tasarım girdilerine uygunluğu kontrol edilmiştir.

Tezin altıncı bölümünde ise LLC rezonant yarım köprü dönüştürücüsünde kullanılan manyetik elemanların (rezonant endüktansı ve LLC trafosu) tasarım aşamasında iken güç kayıplarının kestirimine odaklanılmıştır. Güç kayıplarının kestirimlerinin yapılabilmesi için matematiksel hesaplama formülleri, analitik benzetim programı ve iki boyutta alan analizi yöntemleri önerilmiştir. Ayrıca, manyetik elemanlar üzerinde oluşacak güç kayıplarının bulunmasına için termal ölçüm yöntemi önerilmiştir.

Önerilen güç kayıpları kestirim yöntemleri Tablo 7.1'de gösterilmektedir. Bu bilgilere göre en uygun yöntem seçilerek manyetik elemanların güç kaybı kestirimleri gerçekleştirilebilir. Matematiksel hesaplamalarla güç kayıplarının kestirimi lisanslı bir yazılım programına ihtiyaç duymaması bakımından ucuz bir çözüm yöntemidir. Yöntem, güç kaybı sonuçları hakkında genel bilgi verebilmekle birlikte karmaşık hesaplamalara dayanmaktadır. Ayrıca literatürde yapılan araştırmalar gösteriyor ki, nüve ve bakır kayıplarını etkileyen bütün lineer olmayan etkenleri barındıran genel geçerli bir formül bulunmamaktadır. Bu sebeple, matematiksel hesaplamalara dayanarak güç kayıplarının kestirimi genel bilgi vermesi açısından faydalı olmakla birlikte, derinlik içermemektedir.

Analitik benzetim programı ile güç kayıplarının kestirimi zengin kütüphanesiyle hızlı ve kolayca gerçekleştirilebilmektedir. Malzeme karakteristiği, tel cinsleri, tel çapları ve sargıların yerleşim düzeninin kayıplar üzerine etkisi manyetik elemanlar modellenerek hızlı ve kolayca gerçekleştirilebilmektedir. Yöntem, topoloji özelliklerinin bilinmesine, sargıların uyartım biçimlerinin bilinmesine, nüve ve bakır kayıplarının bulunmasındaki uygun çözüm yönteminin karar verilmesine ihtiyaç duymaktadır. Analitik benzetim programı ile en yüksek doğrulukta sonuç elde edebilmek için tasarımcının teorik bilgi seviyesinin yeterli düzeyde olması gerekmektedir. Günümüzde birçok üretici ucuz maliyetlerde analitik benzetim

programları sunabilmesi açısından yöntem nispeten ucuz bir yöntem olarak ön plana çıkmaktadır.

İki boyutta sonlu elemanlarla alan analizi yöntemine dayanarak güç kayıplarının kestirimi yüksek doğrulukta sonuçlar vermesi bakımından öne çıkmaktadır. Yöntem, güç kayıplarının fiziği hakkında derinlik içermektedir. Ayrıca, iki boyutta alan analizi gerçekleştirilerek manyetik nüve ve pencere alanındaki manyetik akı yoğunluklarının değişimi, manyetik alan çizgilerinin dağılımı detaylıca analiz edilebilmekte; sargılar üzerindeki akım yoğunluklarının incelenmesi, hava aralığından dolayı oluşacak kaçak akılardan kaynaklanan eddy akım kayıplarının etkileri, deri ve yakınlık etkileri de gözlemlenebilmektedir. Öte yandan, alan analiziyle güç kayıplarının kestirimi zaman alıcı bir yöntemdir. Malzeme tanımlamaları, lineer olmayan etkilerin benzetim programında doğru bir şekilde tanımlamaları ve benzetim süreleri göz önünde bulundurulduğunda alan analizine dayanarak güç kayıplarının kestirimi zaman alıcı bir yöntemdir. İlaveten, benzetim programının maliyeti düşünüldüğünde alan analiziyle güç kayıplarının kestirimi pahalı bir çözüm olacaktır.

Tablo 7.1. Güç kaybı kestirim yöntemlerinin karşılaştırılması

	Önerilen Yöntemler		
	Matematiksel Hesaplamalar	Analitik Benzetim	2 boyutta Alan Analizi
Kayıpların Sınıflandırılması	☹️	😊	😊
Zaman	☹️	😊	😊
Maliyet	😊	😊	☹️
Kayıpların Fiziği	☹️	😊	😊

Önerilen yöntemlerin uygulanması ile tasarım aşamasında rezonant endüktansı üzerindeki öngörülen güç kayıpları Tablo 7.1'de paylaşılmıştır. Bu verilere göre rezonant endüktansı üzerinde matematiksel hesaplamalarla 700 mW, analitik

benzetim programı ile 795 mW ve iki boyutta alan analiziyle 810 mW güç kaybı oluşacağı öngörülmektedir. Deneysel örnek üzerinden alınan termal ölçümlerle de rezonant endüktansı üzerindeki güç kaybı 830 mW olarak elde edilmektedir. Elde edilen sonuçlara dayanarak önerilen güç kaybı kestirim yöntemlerinin doğruluk yüzdeleri Tablo 7.2’de paylaşılmıştır. Bu verilere göre rezonant endüktansı üzerindeki güç kayıplarının analitik benzetim ve iki boyutta alan analizi yöntemleriyle %5’in altında bir hata payı ile kestiriminin yapılması mümkündür. Bu hata payı pratik ölçümler için yeterli bir düzeydedir. Dahası, rezonant endüktansının iki boyutta alan analizi gerçekleştirilerek kayıpların fiziği derinlemesine araştırılıp, güç kaybı iyileştirmelerin yapılmasının önü açılabilir.

Tablo 7.2. Rezonant endüktansındaki tasarım öncesi öngörülen güç kayıpları

	Matematiksel Hesaplamalarla Bulunan Sonuçlar [mW]	Analitik Benzetimle Bulunan Sonuçlar [mW]	2 Boyutta Alan Analiziyle Bulunan Sonuçlar [mW]
Nüve kaybı	90	110	200
Bakır kaybı	610	685	610
Toplam güç kaybı	700	795	810
Ölçülen güç kaybı	830 mW		

Tablo 7.3. Rezonant endüktansı için güç kaybı kestirim yöntemlerinin hata oranları

	Matematiksel Hesaplamalarla Bulunan Sonuçlar [mW]	Analitik Benzetimle Bulunan Sonuçlar [mW]	2 Boyutta Alan Analiziyle Bulunan Sonuçlar [mW]
	700	795	810
Ölçülen Kayıp	830 mW		
Hata payı	% 15,7	% 4,2	% 2,4

Önerilen yöntemlerin uygulanması ile tasarım aşamasında LLC trafosu üzerindeki öngörülen güç kayıpları Tablo 7.4'te paylaşılmıştır. Bu verilere göre LLC trafosu üzerinde matematiksel hesaplamalarla 3,690 W, analitik benzetim programı ile 1,475 W ve iki boyutta alan analiziyle 1,820 W güç kaybı oluşacağı öngörülmektedir. Deneysel örnek üzerinden alınan termal ölçümlerle de LLC trafosu üzerindeki güç kaybı 2 W olarak elde edilmektedir. Elde edilen sonuçlara dayanarak önerilen güç kaybı kestirim yöntemlerinin doğruluk yüzdeleri Tablo 7.5'te paylaşılmıştır. Bu verilere göre LLC trafosu üzerindeki güç kayıplarının iki boyutta alan analizi yöntemi uygulanarak %10'un altında bir doğruluk yüzdesi ile öngörülebildiği elde edilmiş ve bu sonuç pratik dünyada performans kestirimi açısından yeterli doğrulukta olmaktadır.

Tablo 7.4. LLC trafosundaki tasarım öncesi öngörülen güç kayıpları

	Matematiksel Hesaplamalarla Bulunan Sonuçlar [W]	Analitik Benzetimle Bulunan Sonuçlar [W]	2 Boyutta Alan Analiziyle Bulunan Sonuçlar [W]
Nüve kaybı	0,190	0,225	0,320
Bakır kaybı	3,500	1,250	1,500
Toplam güç kaybı	3,690	1,475	1,820
Ölçülen güç kaybı	2 W		

Tablo 7.5. LLC trafosu için güç kaybı kestirim yöntemlerinin hata oranları

	Matematiksel Hesaplamalarla Bulunan Sonuçlar [mW]	Analitik Benzetimle Bulunan Sonuçlar [mW]	2 Boyutta Alan Analiziyle Bulunan Sonuçlar [mW]
	3,690	1,475	1,820
Ölçülen Kayıp	2 W		
Doğruluk payı	% 84,5	% 26,3	% 9,0

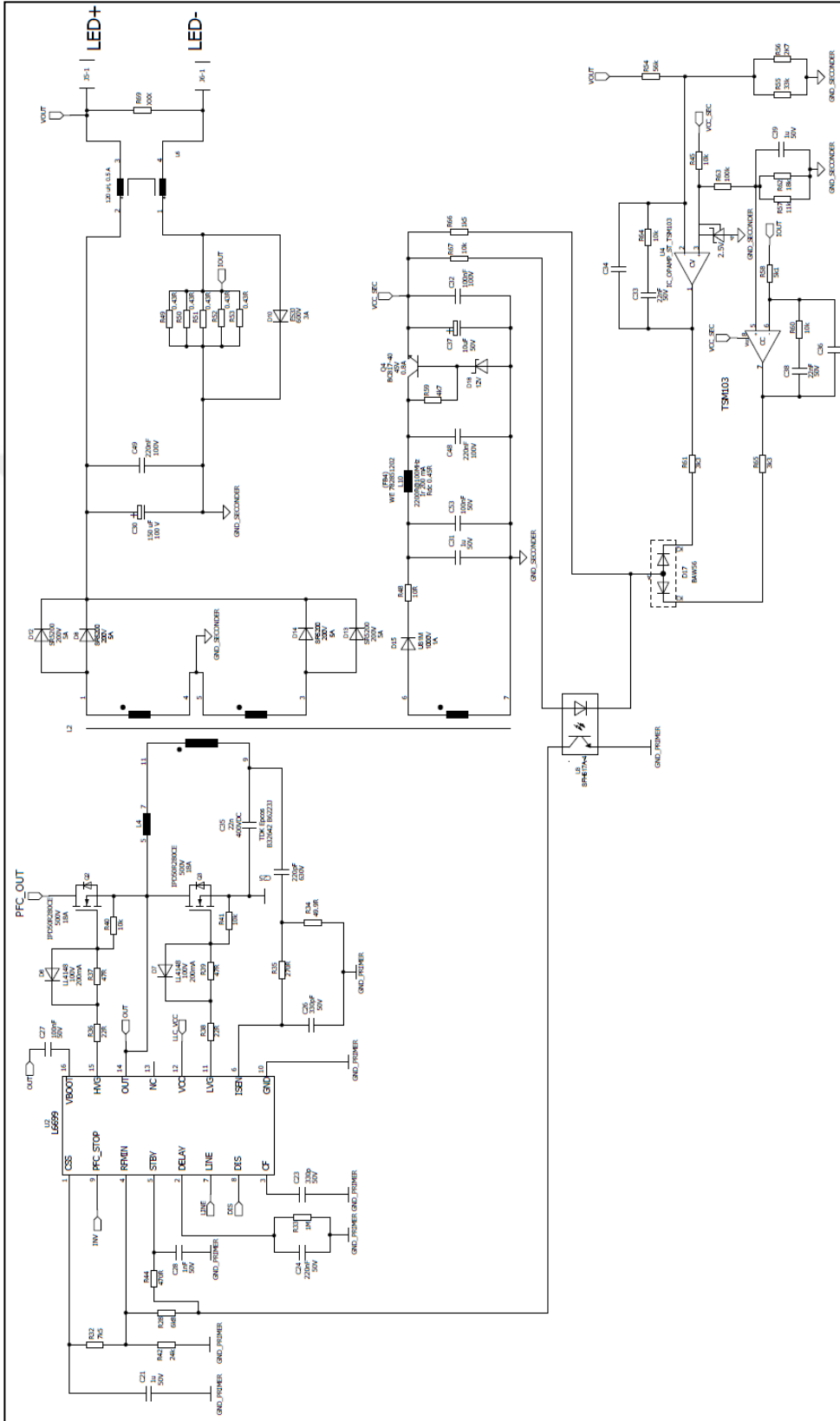


EKLER

EK-A

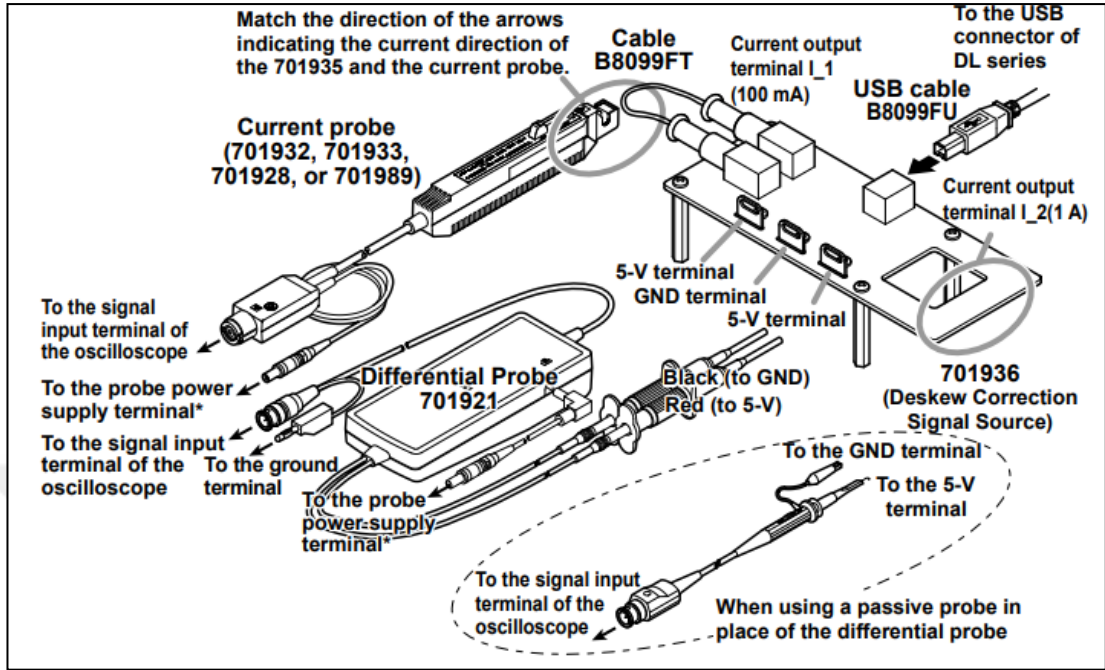
Tablo A.1. Kritik Malzeme Listesi

Komponent İsmi	Detay Bilgiler
Analog Kontrolcü	L6699
Yarım Köprü Yapısındaki Anahtarlama Elemanları	IPD50R280CE 500V / 18A / DPAK
Rezonant Endüktansı	EFD25/13/9 EPCOS / N87 / 330 μ H
LLC Trafosu	ETD29/16/10 EPCOS N87 1,15mH
Rezonant Kapasitörü	B32642B6223J 22 nF 400 V _{AC}
İkincil Taraf Doğrultucu Diyotları	SR5200 200V / 5A



Şekil A.1.Devre şeması


EK-B



Şekil B.1. Deskew Correction Source bağlantı şeması

Ölçümlerde kullanılan akım ve gerilim probaları, yapıları gereği belirli bir bant genişliğinde çalıştığından; her ikisinin de kullanıldığı durumlarda işaret iletme sürelerinde gecikmeler oluşmaktadır. Yokogawa tarafından osiloskoplarla beraber sağlanan gecikme düzeltici devre (Deskew Correction Source), osiloskop arayüzündeki gecikmeleri kompanze etmek amaçlı kullanılmıştır.

EK-C



EMAYE BOBİN TELİ KARAKTERİSTİK ÖLÇÜLER TABLOSU

İLETKEN				EMAYE BAKIR TELİ (EMAYELİ ÇAP)						KENDİNDEN YAPISAN KATIN KALINLIĞI			
d mm	tolerans ±mm	kesit alanı mm²	ağırlık g/m	Direnc 20 °C			Gr. 1		Gr. 2		minimum katalok mm	Gr. 1B D max. mm	Gr. 2B D max. mm
				minimum	Ω / m nominal	maximum	(D-d) min. mm	D max. mm	(D-d) min. mm	D max. mm			
0,050		0,00196	0,0175	7,922	8,706	9,489	0,005	0,060	0,010	0,066	0,005	0,068	0,074
0,056		0,00246	0,0219	6,316	6,940	7,565	0,005	0,067	0,010	0,074	0,005	0,075	0,082
0,063		0,00311	0,0277	5,045	5,484	5,922	0,006	0,078	0,012	0,083	0,005	0,085	0,092
0,071	0,003	0,00502	0,0352	3,941	4,318	4,747	0,007	0,084	0,012	0,091	0,006	0,094	0,101
0,080	0,003	0,00502	0,0447	3,133	3,401	3,703	0,007	0,094	0,014	0,101	0,007	0,105	0,112
0,090	0,003	0,00636	0,0566	2,495	2,687	2,900	0,008	0,105	0,015	0,113	0,007	0,117	0,125
0,100	0,003	0,00785	0,0698	2,034	2,176	2,333	0,008	0,117	0,016	0,125	0,007	0,125	0,137
0,106	0,003	0,00882	0,0785	1,816	1,937	2,069	0,009	0,123	0,017	0,132	0,008	0,136	0,145
0,112	0,003	0,00985	0,0876	1,632	1,735	1,848	0,009	0,130	0,017	0,139	0,008	0,143	0,152
0,118	0,003	0,01094	0,0972	1,474	1,563	1,660	0,010	0,136	0,019	0,145	0,009	0,150	0,159
0,125	0,003	0,01227	0,1091	1,317	1,393	1,475	0,010	0,144	0,019	0,154	0,009	0,158	0,168
0,132	0,003	0,01368	0,1217	1,184	1,249	1,319	0,011	0,152	0,021	0,162	0,010	0,167	0,177
0,140	0,003	0,01593	0,1369	1,065	1,110	0,170	0,011	0,160	0,021	0,171	0,010	0,175	0,186
0,150	0,003	0,01767	0,1571	0,9212	0,9673	1,016	0,012	0,171	0,023	0,182	0,010	0,186	0,197
0,160	0,003	0,02011	0,1787	0,8122	0,8502	0,8906	0,012	0,182	0,023	0,194	0,010	0,197	0,209
0,170	0,003	0,02370	0,2018	0,7211	0,7531	0,7871	0,013	0,194	0,025	0,205	0,010	0,210	0,221
0,180	0,003	0,02845	0,2262	0,6444	0,6718	0,7007	0,013	0,204	0,025	0,217	0,010	0,220	0,233
0,190	0,003	0,03435	0,2521	0,5794	0,6029	0,6278	0,014	0,216	0,027	0,228	0,011	0,233	0,245
0,200	0,003	0,04142	0,2793	0,5237	0,5441	0,5657	0,014	0,226	0,027	0,239	0,011	0,243	0,256
0,212	0,003	0,04930	0,3138	0,4669	0,4843	0,5026	0,015	0,240	0,029	0,254	0,012	0,258	0,272
0,224	0,003	0,05891	0,3503	0,4188	0,4338	0,4495	0,015	0,252	0,029	0,266	0,012	0,270	0,284
0,236	0,004	0,04374	0,3889	0,3747	0,3908	0,4079	0,017	0,267	0,032	0,283	0,013	0,286	0,302
0,250	0,004	0,04909	0,4364	0,3345	0,3482	0,3628	0,017	0,281	0,032	0,297	0,013	0,300	0,316
0,265	0,004	0,05515	0,4903	0,2982	0,3099	0,3223	0,018	0,297	0,033	0,314	0,013	0,316	0,333
0,280	0,004	0,06158	0,5474	0,2676	0,2776	0,2882	0,018	0,312	0,033	0,329	0,013	0,331	0,348
0,300	0,004	0,07069	0,6284	0,2335	0,2418	0,2506	0,019	0,334	0,035	0,352	0,014	0,354	0,372
0,315	0,004	0,07793	0,6928	0,2121	0,2193	0,2270	0,019	0,349	0,035	0,367	0,014	0,369	0,387
0,335	0,004	0,08814	0,7836	0,1878	0,1939	0,2004	0,020	0,372	0,038	0,391	0,015	0,393	0,412
0,355	0,004	0,09898	0,8799	0,1674	0,1727	0,1782	0,020	0,392	0,038	0,411	0,015	0,413	0,432
0,375	0,005	0,11040	0,9819	0,1494	0,1548	0,1604	0,021	0,414	0,040	0,434	0,016	0,436	0,456
0,400	0,005	0,12570	1,1170	0,1316	0,1360	0,1407	0,021	0,439	0,040	0,459	0,016	0,461	0,481
0,425	0,005	0,14190	1,2610	0,1167	0,1205	0,1244	0,022	0,466	0,042	0,488	0,016	0,489	0,511
0,450	0,005	0,15900	1,4140	0,1042	0,1075	0,1109	0,022	0,491	0,042	0,513	0,016	0,514	0,536
0,475	0,005	0,17720	1,5750	0,09366	0,09646	0,09938	0,024	0,519	0,045	0,541	0,017	0,543	0,565
0,500	0,005	0,19633	1,746	0,08462	0,08706	0,08959	0,024	0,544	0,045	0,566	0,017	0,568	0,590
0,530	0,006	0,2206	1,961	0,07512	0,07748	0,07995	0,025	0,578	0,047	0,600	0,017	0,600	0,624
0,560	0,006	0,2463	2,190	0,06736	0,06940	0,07153	0,025	0,606	0,047	0,630	0,017	0,630	0,654
0,600	0,006	0,2827	2,514	0,05876	0,06046	0,06222	0,027	0,649	0,050	0,674	0,018	0,674	0,699
0,630	0,006	0,3117	2,771	0,05335	0,05484	0,05638	0,027	0,679	0,050	0,704	0,018	0,704	0,729
0,670	0,007	0,3526	3,134	0,04708	0,04848	0,04994	0,028	0,722	0,053	0,749	0,019	0,748	0,775
0,710	0,007	0,3959	3,520	0,04198	0,04318	0,04442	0,028	0,762	0,053	0,789	0,019	0,788	0,815
0,750	0,008	0,4418	3,927	0,03756	0,03869	0,03987	0,030	0,805	0,056	0,834	0,020	0,832	0,861
0,800	0,008	0,5027	4,469	0,03305	0,03401	0,03500	0,030	0,855	0,056	0,884	0,020	0,882	0,911
0,850	0,009	0,5675	5,054	0,02925	0,03012	0,03104	0,032	0,909	0,060	0,939	0,020	0,937	0,967
0,900	0,009	0,6362	5,656	0,02612	0,02687	0,02765	0,032	0,959	0,060	0,989	0,020	0,987	1,017
0,950	0,010	0,7088	6,301	0,02342	0,02421	0,02484	0,034	1,012	0,063	1,044	0,021	1,041	1,073
1,000	0,010	0,7884	6,982	0,02116	0,02176	0,02240	0,034	1,062	0,063	1,094	0,021	1,091	1,123
1,060	0,011	0,8825	7,845		0,01937		0,034	1,124	0,065	1,157	0,022	1,154	1,187
1,120	0,011	0,9852	8,758		0,01735		0,034	1,184	0,065	1,217	0,022	1,214	1,247
1,180	0,012	1,094	9,722		0,01563		0,035	1,246	0,067	1,279	0,022	1,276	1,309
1,250	0,013	1,227	10,91		0,01393		0,035	1,316	0,067	1,349	0,022	1,346	1,379
1,320	0,013	1,368	12,17		0,01249		0,036	1,388	0,069	1,422			
1,400	0,014	1,539	13,69		0,01110		0,036	1,468	0,069	1,502			
1,500	0,015	1,767	15,71		0,009673		0,038	1,570	0,071	1,606			
1,600	0,016	2,011	17,87		0,008502		0,038	1,670	0,071	1,706			
1,700	0,017	2,270	20,18		0,007531		0,039	1,772	0,073	1,809			
1,800	0,018	2,545	22,62		0,006738		0,039	1,872	0,073	1,909			
1,900	0,019	2,835	25,21		0,006029		0,040	1,974	0,075	2,012			
2,000	0,020	3,142	27,93		0,005441		0,040	2,074	0,075	2,112			
2,120	0,021	3,530	31,38		0,004843		0,041	2,198	0,077	2,235			
2,240	0,022	3,941	35,03		0,004338		0,041	2,316	0,077	2,355			
2,360	0,024	4,374	38,89		0,003908		0,042	2,438	0,079	2,478			
2,500	0,025	4,909	43,64		0,003482		0,042	2,578	0,079	2,618			
2,650	0,027	5,515	49,03		0,003099		0,043	2,730	0,081	2,772			
2,800	0,028	6,198	54,74		0,002776		0,043	2,880	0,081	2,922			
3,000	0,030	7,089	62,84		0,002418		0,045	3,083	0,084	3,126			
3,150	0,032	7,793	69,28		0,002212		0,045	3,233	0,084	3,276			
3,350	0,034	8,814	78,36		0,001956		0,046	3,435	0,086	3,479			
3,550	0,036	9,898	87,99		0,001742		0,046	3,635	0,086	3,679			
3,750	0,038	11,04	98,19		0,001561		0,047	3,838	0,089	3,883			
4,000	0,040	12,57	111,7		0,001372		0,047	4,088	0,089	4,133			
4,250	0,043	14,19	126,1		0,001205		0,049	4,341	0,092	4,387			
4,500	0,045	15,90	141,4		0,001075		0,049	4,591	0,092	4,637			
4,750	0,048	17,72	157,5		0,000964		0,050	4,843	0,094	4,891			
5,000	0,050	19,63	174,6		0,000870		0,050	5,093	0,094	5,141			

Şekil C.1. Kullanılan tel bilgileri

EK-Ç

----- Kazanç ve Kalite Faktörü Belirleme-----

```
fn=0.25:0.01:3.5;
fn1=0.25:0.0025:3.5;
L=0.3;

Q0=0.2;
Q1=0.3;
Q2=0.4;
Q3=0.5;
Q4=0.55;
Q5=0.58;
Q6=0.62;
Q7=0.65;

Mmin=0.794;
Mnom=0.994;
Mmax=1.21;

M0=1./sqrt((((1+L-(L./((fn).^2))).^2) + (Q0^2).*((fn-1./fn).^2)));
plot(fn,M0,'r');
hold on;
grid on;

M1=1./sqrt((((1+L-(L./((fn).^2))).^2) + (Q1^2).*((fn-1./fn).^2)));
plot(fn,M1,'b--');
hold on;
grid on;

M2=1./sqrt((((1+L-(L./((fn).^2))).^2) + (Q2^2).*((fn-1./fn).^2)));
plot(fn,M2,'g--');
hold on;
grid on;

M3=1./sqrt((((1+L-(L./((fn).^2))).^2) + (Q3^2).*((fn-1./fn).^2)));
plot(fn,M3,'m:');
hold on;
grid on;

M4=1./sqrt((((1+L-(L./((fn).^2))).^2) + (Q4^2).*((fn-1./fn).^2)));
plot(fn,M4,'r');
hold on;
grid on;

M5=1./sqrt((((1+L-(L./((fn).^2))).^2) + (Q5^2).*((fn-1./fn).^2)));
plot(fn,M5,'k-.');
hold on;
grid on;

M6=1./sqrt((((1+L-(L./((fn).^2))).^2) + (Q6^2).*((fn-1./fn).^2)));
plot(fn,M6,'g');
hold on;
grid on;

M7=1./sqrt((((1+L-(L./((fn).^2))).^2) + (Q7^2).*((fn-1./fn).^2)));
plot(fn,M7);
```

```
hold on;
grid on;

plot(fn1,Mmin,'k.-','MarkerSize',5);
hold on;
grid on;
plot(fn1,Mmax,'k.-','MarkerSize',5);

title('LLC GAIN CURVE');
xlabel('fn');
ylabel('M(fn,L,Q)');
legend('Q = 0.2','Q = 0.3','Q = 0.4','Q = 0.5','Q = 0.55','Q = 0.58',
'Q = 0.62','Q = 0.65')
```

EK-D

-----Minimum ve Maksimum Çalışma Frekansını Belirleme-----

```
fn=0.25:0.01:3.5;
fn1=0.25:0.0025:3.5;
L=0.3;

Mmin=0.794;
Mnom=0.994;
Mmax=1.21;

Qmin=3.71e-6;
Qnom=0.393;
Qmax=0.477;

Gmin=1./sqrt((((1+L-(L./((fn).^2))).^2) + (Qmin^2).*((fn-
1./fn).^2)));
plot(fn,Gmin,'r');
ylim([0 3.5]);
hold on;
grid on;

Gnom=1./sqrt((((1+L-(L./((fn).^2))).^2) + (Qnom^2).*((fn-
1./fn).^2)));
plot(fn,Gnom);
hold on;
grid on;

Gmax=1./sqrt((((1+L-(L./((fn).^2))).^2) + (Qmax^2).*((fn-
1./fn).^2)));
plot(fn,Gmax,'g');
hold on;
grid on;

plot(fn1,Mmin,'k.-','MarkerSize',3);
hold on;
grid on;

plot(fn1,Mmax,'k.-','MarkerSize',3);
hold on;
grid on;
plot(fn1,Mnom,'k.-','MarkerSize',3);
hold on;
grid on;

title('LLC GAIN CURVE');
xlabel('fn');
ylabel('M(fn,L,Q)');
legend('Qmin = 3.71e-6','Qnom = 0.393','Qmax = 0.477')
```

EK-E

-----Rezonant endüktansı bakır kaybı için harmonik etkilerin bulunması-----

```
close all;clear all;clc;

A = 0.682;

n = 1;

N1 = 2;

D = 0.50;

Frpn = ones(size(n));

DerRad = pi/180;

TotalSum = 0;

Sum = 0;

sqrt_n = sqrt(n);

pi_4 = 3.14^4;

D_4 = D^4;

FirstTerm = (sinh(2*A*sqrt_n)+sin(2*A*sqrt_n))/(cosh(2*A*sqrt_n)-
cos(2*A*sqrt_n));

SecondTerm = 2/3*(N1*N1 -1);

ThirdTerm = (sinh(A*sqrt_n)+sin(A*sqrt_n))/(cosh(A*sqrt_n)-
cos(A*sqrt_n));

Frpn = A*sqrt_n*(FirstTerm + SecondTerm*ThirdTerm);

for i=1:1:1

    Sum = Sum + ((Frpn(i)).*(1+2.*(3.14.^2).*(i.^2).*(D.^2))-
cos(2.*pi.*i.*D)-2.*3.14.*i.*D.*sin(2.*pi.*i.*D))./(i.^4)

end

Frph = 1 + (1/(pi_4*D^4))*Sum
```

EK-F

=====LLC Trafosu bakır kaybı için harmonik etkilerin bulunması=====

```
close all;clear all;clc;

A = 0.682;

n = 1;

N1 = 3;

D = 0.50;

Frpn = ones(size(n));

DerRad = pi/180;

TotalSum = 0;

Sum = 0;

sqrt_n = sqrt(n);

pi_4 = 3.14^4;

D_4 = D^4;

FirstTerm = (sinh(2*A*sqrt_n)+sin(2*A*sqrt_n))/(cosh(2*A*sqrt_n)-
cos(2*A*sqrt_n));

SecondTerm = 2/3*(N1*N1 -1);

ThirdTerm = (sinh(A*sqrt_n)+sin(A*sqrt_n))/(cosh(A*sqrt_n)-
cos(A*sqrt_n));

Frpn = A*sqrt_n*(FirstTerm + SecondTerm*ThirdTerm);

for i=1:1:1

    Sum = Sum + ((Frpn(i)).*(1+2.*(3.14.^2).*(i.^2).*(D.^2))-
cos(2.*pi.*i.*D)-2.*3.14.*i.*D.*sin(2.*pi.*i.*D))./(i.^4)

end

Frph = 1 + (1/(pi_4*D^4))*Sum
```

KAYNAKLAR

- [1] https://tr.wikipedia.org/wiki/Moore_yasas%C4%B1 (Ziyaret tarihi: 20 Mayıs 2019).
- [2] Wyk J.D.V., Lee F.C., On a Future for Power Electronics, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2013, **1**(2) 59-72.
- [3] Brown M., *Power Supply Cookbook*, 2nd ed., Newnes, Boston, 2001.
- [4] <http://www.ridleyengineering.com/design-center-ridley-engineering/39-magnetics/139-076-power-supply-failure-survey-%E2%80%93-part-iii-magnetics.html> (Ziyaret tarihi: 13 Haziran 2019).
- [5] Yang B., Topology Investigation for Front End DC/DC Power Conversion for Distributed Power System, Doktora Tezi, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, 2003.
- [6] Fu D., Topology Investigation and System Optimization of Resonant Converters, Doktora Tezi, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, 2010.
- [7] Liu Y., High Efficiency Optimization of LLC Resonant Converter for Wide Load Range, Yüksek Lisans Tezi, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, 2007.
- [8] Choi H., Analysis and Design of LLC Resonant Converter With Integrated Transformer, *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2007, 1630-1635.
- [9] Lu B., Liu W., Liang Y., Lee F.C., Wyk J.D.V., Optimal Design Methodology for LLC Resonant Converter, *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2006, DOI: 10.1109/APEC.2006.1620590
- [10] Simone S.D., Adragna C., Spini C., Gattavari G., Design-Oriented Steady State Analysis of LLC Resonant Converters Based on FHA, *International Symposium on Power Electronics*, 2006, 200-207.
- [11] Halim M.A., Seroji M.N., Hidayat M.N.B, Analysis Characteristics and Optimal Design Procedure of Half-Bridge LLC Loaded Resonant Converter, *IEEE International Conference on Power and Energy*, 2012, 564-569.
- [12] Jami M., Beiranvand R., Mohamadian M., Ghasemi M., Optimization the LLC Resonant Converter for Achieving the Maximum Efficiency at a

- [13] Predetermined Load Value, *The Sixth Power Electronics Drive Systems and Technologies Conference*, 2015, 149-155.
- [14] Li Y., McDonald B., A Novel LLC Resonant Controller With Best-In-Class Transient Performance and Low Standby Power Consumption, *IEEE Power Electronics Conference and Exposition*, 2018, 489-493.
- [15] Yang C.H., Liang T.J., Chen K.H., Li J.S., Lee J.S., Loss Analysis of Half-Bridge LLC Resonant Converter, *First International Future Energy Electronics Conference*, 2013, 155-160.
- [16] Onay H.A., Flyback Dönüştürücüler için Tutarlı ve Kapsayıcı Güç Kaybı Kestirimlerine Dayalı Tasarım Yaklaşımı ve Doğrulaması, Yüksek Lisans Tezi, Kocaeli Üniversitesi, Mekatronik Mühendisliği Bölümü, Kocaeli, 2018.
- [17] https://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application_note/de/f9/17/b7/ad/9f/4d/dd/CD00174208.pdf/files/CD00174208.pdf/jcr:content/translations/en.CD00174208.pdf (Ziyaret tarihi: 20 Mayıs 2019).
- [18] Hu Z., Topology Control and Design of LLC Resonant Converters, Doktora Tezi, Queen's University, Kingston, 2014.
- [19] Schmidtner E.G., A New High Frequency Resonant Converter Topology, *High Frequency Power Conversion Conference*, 1988, 390-403.
- [20] Severns R., Topologies for Three Element Resonant Converters, *Fifth Annual Proceedings on Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 1990, 712-722.
- [21] Lazar J.F., Martinelli R., Steady-State Analysis of the LLC Series Resonant Converter, *Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Expositions*, 2001, 728-735.
- [22] https://media.monolithicpower.com/document/AN054_r1.0.pdf (Ziyaret tarihi: 20 Mayıs 2019).
- [23] Korrapati P., A Bidirectional DC-DC Converter using an LLC Resonant Converter, Yüksek Lisans Tezi, Northern Illinois University, DeKalb, 2013.
- [24] <https://www.ti.com/seclit/ml/slup263/slup263.pdf> (Ziyaret tarihi: 20 Mayıs 2019).
- [25] https://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application_note/31/fb/59/5e/93/8c/42/b9/CD00143244.pdf/files/CD00143244.pdf/jcr:content/translations/en.CD00143244.pdf (Ziyaret tarihi: 20 Mayıs 2019).
- [26] Maryam S., Amouzandeh S., Auto-Tuned Minimum-Deviation Digital Controller for LLC Resonant Converters, Yüksek Lisans Tezi, University of Toronto, Toronto, 2015.

- [27] Steigerwald R.L., A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1988, **3**(2), 174-182.
- [28] https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Design%20Guide_ICL5101_Rev.%201.0-AN-v01_10-EN.pdf?fileId=5546d462503812bb0150add24a3c513f (Ziyaret tarihi: 20 Mayıs 2019).
- [29] Bağlan F.O., Design of an Educational Purpose Multifunctional DC/DC Converter Board, Yüksek Lisans Tezi, Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara, 2008.
- [30] <https://www.tdk-electronics.tdk.com/download/528882/71e02c7b9384de1331b3f625ce4b2123/pdf-n87.pdf> (Ziyaret tarihi: 20 Mayıs 2019).
- [31] <https://www.tdk-electronics.tdk.com/download/519704/069c210d0363d7b4682d9ff22c2ba503/ferrites-and-accessories-db-130501.pdf> (Ziyaret tarihi: 20 Mayıs 2019).
- [32] Pressman A., Billings K., Morey T., *Switching Power Supply Design*, 3rd ed., The McGraw-Hill Companies, New York, 2009.
- [33] <https://www.fairchildsemi.com/application-notes/AN/AN-4140.pdf> (Ziyaret tarihi: 21 Mayıs 2019).
- [34] <https://www.infineon.com/dgdl/an-1024.pdf?fileId=5546d462533600a401535591115e0f6d> (Ziyaret tarihi: 21 Mayıs 2019).
- [35] Mcllyman C.W.T., *Transformer and Inductor Design Handbook*, 3rd ed., Marcel Dekker, Inc., New York, 2004.
- [36] Billings K., Morey T., *Switch Mode Power Supply Handbook*, 3rd ed., The McGraw-Hill Companies., New York, 2011.
- [37] https://www.idc-online.com/technical_references/pdfs/electrical_engineering/High_Frequency_Power_Transformer_Measurement_and_Modeling.pdf (Ziyaret tarihi: 21 Mayıs 2019).
- [38] https://www.furukawa.co.jp/tex-e/en/product/texe_feature.html (Ziyaret tarihi: 21 Mayıs 2019).
- [39] <https://ac-dc.power.com/design-support/product-documents/application-notes/an-18-topswitch-flyback-transformer/> (Ziyaret tarihi: 21 Mayıs 2019).
- [40] <https://www.ti.com/seclit/ml/slup338/slup338.pdf> (Ziyaret tarihi: 21 Mayıs 2019).

- [41] Jung J.H., Bifilar Winding of a Center-Tapped Transformer Including Integrated Resonant Inductance for LLC Resonant Converter, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, **28**(2), 615-620.
- [42] Algül S., Yüksek Güçlü Flyback Dönüştürücü, Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, İstanbul, 2008.
- [43] <http://ridleyengineering.com/images/phocadownload/new%20core%20loss%20model.pdf> (Ziyaret tarihi: 21 Mayıs 2019).
- [44] Shen W., Wang F., Boroyevich D., Tipton C.W., Loss Characterization and Calculation of Nanocrystalline Cores for High-Frequency Magnetics Applications, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2008, **23**(1), 475-484.
- [45] Yue S., Li Y., Yang Q., Yu X., Zhang C., Comparative Analysis of Core Loss Calculation Methods for Magnetics Materials Under Nonsinusoidal Excitations, *IEEE Transactions on Magnetics*, 2018, **54**(11), DOI: 10.1109/TMAG.2018.2842064
- [46] Reinert J., Brockmeyer A., De Doncker R.W., Calculation of Losses in Ferro- and Ferrimagnetic Materials Based on the Modified Steinmetz Equation, *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference*, 1999, 2087-2092.
- [47] Venkatachalam K., Sullivan C.R., Abdallah T., Tacca H., Accurate Prediction of Ferrite Core Loss with Nonsinusoidal Waveforms Using Only Steinmetz Parameters, *IEEE Workshop on Computers in Power Electronics*, 2002, DOI: 10.1109/CIPE.2002.1196712
- [48] Mu M., High Frequency Magnetic Core Loss Study, Doktora Tezi, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, 2013.
- [49] Thottuvelil V.J., Wilson T.J., Owen H.A., High Frequency Measurement Techniques for Magnetic Cores, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1990, **5**(1), 41-53.
- [50] Janghorban S., Design of Inductors for Power Converters Operating at Intermediate Switching Frequencies, Doktora Tezi, RMIT University, Melbourne, 2016.
- [51] STMicroelectronics, L6699 Datasheet, 2019
- [52] <https://www.ferroxcube.com/upload/media/product/file/MDS/3c94.pdf> (Ziyaret tarihi: 14 Haziran 2019).
- [53] https://www.tdk-electronics.tdk.com/inf/80/db/fer/e_25_13_7.pdf (Ziyaret tarihi: 14 Haziran 2019).

- [54] https://www.tdk-electronics.tdk.com/inf/80/db/fer/etd_29_16_10.pdf (Ziyaret tarihi: 14 Haziran 2019).
- [55] Infineon, IPD50R280CE Datasheet, 2019
- [56] TDK, B32642B6223J Datasheet, 2019
- [57] Micro Commercial Components, SR5200 Datasheet, 2019
- [58] Mühlethaler J., Biela J., Kolar J. W., Ecklebe A., Core Losses under DC Bias Condition based on Steinmetz Parameters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2011, **27**(2), 953-963.
- [59] Murthy-Bellur D., Kazimierczuk M.K., Winding Losses Caused by Harmonics in High-Frequency Flyback Transformers for Pulse-Width Modulated DC-DC Converters in Discontinuous Conduction Mode, *IET Power Electron*, 2010, **3**(5), 804-817.
- [60] <http://www.elsan-tr.com/images/elsan/files/elsan-catalog.pdf> (Ziyaret tarihi: 10 Haziran 2018)
- [61] <https://www.psma.com/sites/default/files/uploads/tech-forums-magnetics/presentations/high-frequency-magnetics-design-overview-and-winding-loss.pdf> (Ziyaret tarihi: 24 Haziran 2019)

KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER

- [1] **Süel V.**, Kizir S., A Comprehensive Loss Analysis of Half-Bridge LLC Resonant Converter Used in LED Street Lights, *Global Power, Energy and Communication Conference – GPECOM 2019*, Kapadokya, Türkiye, 12-15 Haziran 2019.
- [2] **Süel V.**, Onay H.A., Akıncı M.K., Özgen T., Life Prediction of Aluminum Electrolytic Capacitors Used in Two-Level Inverters, *International Conference on Engineering Technologies – ICENTE 2018*, Konya, Türkiye, 26-28 Ekim 2018.
- [3] Onay H. A., **Süel V.**, Hava A., A Comprehensive Loss Analysis of Quasi Resonant Flyback Converter for Design Purpose, *Power Conversion and Intelligent Motion Asia – PCIM Asia 2018*, Şangay, Çin, 26-28 Haziran 2018.
- [4] Yaren T., Fırat F., **Süel V.**, Gerçek Zamanlı FLYBACK Dönüştürücü Tasarımı ve Kontrolü, *Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı - TOK2017*, İstanbul, Türkiye, 21-23 Eylül 2017.
- [5] Yaren T., **Süel V.**, Yeniaydın Y., Sakacı B., Kizir S., DC Motor Hız Kontrolü için Model Referans Uyarlamalı PID Denetleyici Tasarımı, *Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı - TOK2014*, Kocaeli, Türkiye, 11-13 Eylül 2014.
- [6] Yaren T., **Süel V.**, Yeniaydın Y., Sakacı B., Kizir S., DC Motor Hız Kontrolü için Model Referans Uyarlamalı PID Denetleyici Tasarımı, *Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı - TOK2014*, Kocaeli, Türkiye, 11-13 Eylül 2014.

ÖZGEÇMİŞ

1991 yılında Kırşehir’de doğdu. İlk, orta ve lise öğrenimini Kırşehir’de tamamladı. 2009 yılında girdiği Kocaeli Üniversitesi Mekatronik Mühendisliği Bölümü’nden 2014 yılında Mekatronik Mühendisi olarak mezun oldu. 2015 yılında Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Mekatronik Mühendisliği Anabilim Dalı’nda Yüksek Lisans eğitime başlamıştır. 2014 yılında, Akım Metal Sanayi ve Tic. A.Ş şirketinde “Güç Elektroniği Tasarım Mühendisi” olarak çalışmaya başlamış olup, görevini halen devam ettirmektedir.

