KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

MEKATRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

FLYBACK DÖNÜŞTÜRÜCÜLER İÇİN TUTARLI VE KAPSAYICI GÜÇ KAYBI KESTİRİMLERİNE DAYALI TASARIM YAKLAŞIMI VE DOĞRULAMASI

HALİL ALPER ONAY

KOCAELİ 2018

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

MEKATRONİK MÜHENDİSLİĞİ

ANABİLİM DALI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

FLYBACK DÖNÜŞTÜRÜCÜLER İÇİN TUTARLI VE KAPSAYICI GÜÇ KAYBI KESTİRİMLERİNE DAYALI TASARIM YAKLAŞIMI VE DOĞRULAMASI

HALİL ALPER ONAY

Doç. Dr. Metin AYDIN		
Danışman,	**KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ**	.....
Prof. Dr. Ahmet Masum HAVA		
Jüri Üyesi,	**ORTA DOĞU TEKNİK ÜNİ.**	.....
Prof. Dr. Zafer BİNGÜL		
Jüri Üyesi,	**KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ**	.....

Tezin Savunulduğu Tarih: 18.07.2018

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR

Flyback dönüştürücüler, getirdiği önemli özellikler ile birlikte tasarımcılar tarafından en çok tercih edilen anahtarlamalı güç kaynağı türüdür. Oldukça popüler olan bu dönüştürücüler için kullanılan tasarım algoritmalarında, kapsayıcı ve tutarlı güç kaybı öngörüleri dolayısıyla da sıcaklık artışları bakımından eksikler bulunmaktadır. Bu tez ile birlikte, flyback dönüştürücüler için, henüz tasarım aşamasındayken, başarılı güç kaybı öngörüleri yapmak ve bu kayıpları doğrulamak için çeşitli yöntemlerin sunulduğu bir tasarım yaklaşımı sergilenmektedir.

Bu çalışma süresince danışmanlığından faydalandığım Sn. Doç. Dr. Metin Aydın'a teşekkür ederim.

Sadece teknik değil tüm konularda desteğini esirgemeyen ve kariyerimin yönlenmesinde büyük pay sahibi olan yardımcı danışmanım ve değerli hocam Sn. Prof. Ahmet M. Hava'ya özel teşekkürlerimi sunarım.

Bir özel teşekkür de teknik konulardaki tecrübesi ile beni aydınlatan, tezde kullandığım birçok tekniği kendisinden öğrendiğim Sn. Tayfun Özgen'e etmek isterim.

Bu tezi gerçekleştirmem için gerekli imkanları sunan şirketim Akım Metal A.Ş'ye, alan analizi programını öğrenmem sırasında bana yardımcı olan Oğuz Korman'a ve Mekatronik Takımı'na teşekkürlerimi sunarım.

Ailemden daha çok vakit geçirdiğim, desteklerini her zaman hissettiğim eşine az rastlanır bir ekip olan Elektronik Takımı'na teşekkür ederim.

Yaptığım çalışmaları en az benim kadar dert edinen, her konuda yanımda olan, sevgili çalışma arkadaşlarım Volkan Süel ve Kenan Akıncı'ya teşekkürü borç bilirim. Size ne kadar müteşekkir olduğumu anlatmaya kelimeler yetmez.

Bana ikinci bir anne olan canım babaanneme teşekkür ederim.

Maddi ve manevi her konuda çok şanslı bir çocukluk geçirmeme sebep olan, en büyük desteklerimden sevgili anne ve babama özel teşekkürlerimi sunarım.

Eşimi dünyaya getiren ve manevi destekte bulunan yeni aileme de teşekkür etmek isterim.

Bu çalışma, güzel eşim Ayşen'e ve benden çok daha iyilerini yapacaklarına inandığım kardeşlerim Sezin, Polat ve Safa'ya adanmıştır.

Haziran – 2018 Halil Alper ONAY

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR i
İÇİNDEKİLER ii
ŞEKİLLER DİZİNİ iv
TABLOLAR DİZİNİ viii
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ x
ÖZET xiv
ABSTRACT xv
GİRİŞ 1
1. GENEL BİLGİLER 3
1.1. Flyback Dönüştürücü 4
1.2. Flyback Dönüştürücülerde Yapılan Verim İyileştirme Çalışmaları 7
1.2.1. Quasi-resonant anahtarlama yöntemi 7
1.2.2. Senkron doğrultma yöntemi 11
1.2.3. Aktif bastırma hücresi yöntemi 15
1.3. Flyback Dönüştürücüde Kullanılan Pasif Elemanlar 19
1.3.1. Manyetik malzemeler 20
1.3.2. Kondansatörler 24
1.3.3. Dirençler 26
1.4. Yarı-iletkenlerin Isıl Yönetimi 27
1.5. EMI Standartları ve Limitler 30
2. KABUL GÖREN TASARIM YAKLAŞIMLARI, SAVUNULAN ALGORİTMA VE KARŞILAŞTIRMALAR 33
2.1. Tümleşik Kontrolör ve MOSFET Kullanılan Tasarım Yaklaşımı 34
2.2. Ayrık Kontrolör ve MOSFET ile Tasarım Yaklaşımı 38
2.3. Ayrık Kontrolör ve MOSFET ile Düşük Sarım Oranı Tercih Edilen Tasarım Yaklaşımı 40
2.4. Termal Olarak Güvenli Tasarım Yaklaşımı 42
2.4.1. Tasarım girdilerinin oluşturulması 44
2.4.2. Elektriksel parametrelerin hesaplanması 45
2.4.3. Kritik malzemelerin seçilmesi, güç kayıplarının ve sıcaklık artışlarının hesaplanması 47
2.4.3.1. Köprü doğrultucu 47
2.4.3.2. DC bara kondansatörü 49
2.4.3.3. Trafo 49
2.4.3.4. Bastırma devresi 70
2.4.3.5. MOSFET 71
2.4.3.6. Akım ölçme direnci 77
2.4.3.7. İkincil diyot 77
2.4.3.8. Çıkış kondansatörü 78
2.4.4. Sonuçların değerlendirilmesi 79
2.5. Tasarım Yaklaşımlarının Değerlendirilmesi ve Karşılaştırılması 81
3. DENEYSEL ÖLÇÜM SONUÇLARI VE DOĞRULAMA 86
3.1. Köprü Doğrultucu Kayıplarının Doğrulanması 86

3.2. DC Bara Kondansatör Kayıplarının Doğrulanması 90
3.3. Trafo Kayıplarının Doğrulanması 93
3.3.1. Elektriksel ölçümlerle trafo kayıplarının doğrulanması..... 93
3.3.2. Termal ölçümlerle trafo kayıplarının doğrulanması 95
3.3.3. Elektriksel ölçümler ve termal ölçümlerle bulunan trafo kayıplarının karşılaştırması 98
3.4. Bastırma Devresi Kayıplarının Doğrulanması 102
3.5. MOSFET Kayıplarının Doğrulanması 105
3.5.1. Elektriksel ölçümlerle MOSFET kayıplarının doğrulanması 105
3.5.1.1. MOSFET iletim kayıpları 106
3.5.1.2. MOSFET iletime geçme anahtarlama kayıplarının doğrulanması..... 109
3.5.1.3. MOSFET kesime gitme anahtarlama kayıplarının doğrulanması..... 111
3.5.2. Termal ölçümlerle MOSFET kayıplarının doğrulanması 113
3.6. Akım ölçme Direnci Kaybının Doğrulanması 115
3.7. İkincil Diyot Kayıplarının Doğrulanması 117
3.8. Çıkış Kondansatörü Kayıplarının Doğrulanması 119
4. SONUÇLAR VE ÖNERİLER 122
KAYNAKLAR 126
EKLER..... 130
KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER 135
ÖZGEÇMİŞ 136

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1. SMPS topolojileri arasında flyback dönüştürücüsünün konumu 4
Şekil 1.2. Temel flyback devre yapısı 5
Şekil 1.3. CCM ve DCM için birincil ve ikincil akım dalga şekilleri 6
Şekil 1.4. V_{DS} geriliminin klasik ve quasi-resonant flyback için görünümü 8
Şekil 1.5. QR çalışma modları (a) 1. Mod (b) 2. Mod (c) 3. Mod (d) 4. Mod 10
Şekil 1.6. QR flyback için önemli elektriksel sinyaller 10
Şekil 1.7. QR anahtarlama yönteminin EMI spektrumuna etkisi 11
Şekil 1.8. SR yöntemi ile ikincil diyot yerine MOSFET kullanımı 12
Şekil 1.9. DCM çalışmada Schottky diyot kullanımı ile SR yönteminin dönüştürücü verimine olan etkisi 13
Şekil 1.10. Diyotlu doğrultucu kullanımı ile SR yönteminin farklı çalışma modları ve uygulamalar için dönüştürücü verimine etkisi 13
Şekil 1.11. Diyot ya da MOSFET kullanıldığında, ikincil doğrultucuda oluşan gerilim düşümleri 14
Şekil 1.12. Aktif ve pasif bastırma hücreleri 16
Şekil 1.13. Bastırma hücresi akımları (a) KF (b) QR flyback (c) ACF 16
Şekil 1.14. ACF için çalışma bölgelerine göre kritik sinyaller 17
Şekil 1.15. ACF için çalışma modları 18
Şekil 1.16. Bastırma hücresi akımları (a) KF (b) QR flyback (c) ACF 18
Şekil 1.17. Genel bir SMPS görünümü ve kullanılan elemanlar 19
Şekil 1.18. PC 40 malzemesi için B-H eğrisi 21
Şekil 1.19. 67 kHz flyback uygulaması için farklı güçlere göre çekirdek önerisi 22
Şekil 1.20. Trafo kesiti (a) orta bacakta hava boşluğu (b) tüm bacaklarda hava boşluğu 22
Şekil 1.21. Bakır tel üzerindeki deri etkisi 23
Şekil 1.22. EMI yayılımını azaltıcı siper sargı örneği 24
Şekil 1.23. Kondansatör eşdeğer modeli 25
Şekil 1.24. Dirençte harcanabilecek güç kaybının sıcaklığa göre değişimi 27
Şekil 1.25. Si MOSFET ve diyot parametrelerinin sıcaklığa göre değişim bilgisi 28
Şekil 1.26. Soğutucu kullanılan bir güç paketinin detaylı görünümü 29
Şekil 1.27. Sık kullanılan termik direnç terminolojileri ve modeldeki karşılıkları 29
Şekil 1.28. Genel EMC elemanları 31
Şekil 1.29. Pratik bir CE ölçüm sonucu 31
Şekil 1.30. Pratik bir RE ölçüm sonucu 32
Şekil 2.1. ON Semiconductor üreticisine ait tümleşik MOSFET ve kontrolör içeren tasarım yaklaşımı ile genel devre şeması 35

Şekil 2.2. Bastırma devresinde hızlı türde bir diyot ile standart bir diyot kullanılmasının MOSFET gerilimi (V_{DS}) üzerinde yol açtığı salınımların karşılaştırılması 37
Şekil 2.3. Güç kayıplarını ve sıcaklık artışlarını ön planda tutan tasarım yaklaşımının akış şeması 43
Şekil 2.4. Flyback devre yapısındaki önemli elemanlar ve temel devre akımları 45
Şekil 2.5. Tek fazlı ve köprü doğrultuculu bir sistemde DC bara kondansatörünün şarj ve deşarj grafiği 46
Şekil 2.6. EPCOS N87 frekans ve manyetik alana bağlı nüve kaybı grafiği 54
Şekil 2.7. PExprt flyback trafo simülasyonu için nüve, karkas, ferrit malzeme ve kablo özellikleri 57
Şekil 2.8. Pexprt flyback trafo simülasyonu için nüve, karkas, ferrit malzeme ve kablo özellikleri 58
Şekil 2.9. 40W evrensel flyback uygulamasına yönelik trafo kaybı için PExprt simülasyon sonuçları 59
Şekil 2.10. PQ2620 40W flyback trafosu 2D modeli 60
Şekil 2.11. Ferroxcube 3C94 ferrit malzeme için B-H eğrisinin tanımlanması 61
Şekil 2.12. Ferroxcube 3C94 ferrit malzeme için P_v-B eğrisinin tanımlanması 61
Şekil 2.13. 40W flyback trafosu için mesh tanımlamaları 62
Şekil 2.14. 40W flyback trafosu için birincil ve ikincil uyartım akımları 63
Şekil 2.15. 40W flyback trafosu için birincil akımın tepe anında hava aralığında biriken enerji 64
Şekil 2.16. 40 W flyback trafo nüvesi için birincil akımın tepe anındaki manyetik alan dağılımı 65
Şekil 2.17. 40 W flyback trafo çekirdeği için birincil akımın tepe anındaki manyetik akı çizgileri 65
Şekil 2.18. 40 W flyback trafosu için birincil sargılardaki deri ve yakınlık etkileri 66
Şekil 2.19. 40W flyback trafosu için ikincil sargılardaki deri ve yakınlık etkileri 66
Şekil 2.20. 40W flyback trafosunda oluşan çekirdek bakır kayıpları grafiği 67
Şekil 2.21. Trafo ile ortam arasındaki termik direncin bulunması için kurulan test ortamı ve ölçüm noktaları 69
Şekil 2.22. Genel bir flyback yapısındaki bastırma devresi ve MOSFET gerilim dalga şekli 70
Şekil 2.23. Genel bir flyback MOSFET'ine ait akım ve gerilim dalga şekilleri 72
Şekil 2.24. 40 W flyback uygulamasında dv/dt oranının kesime gitme kaybına etkisi 74
Şekil 2.25. Evrensel girişli, 40 W çıkış gücünde, kesintili mod flyback için MOSFET üzerinde oluşan güç kayıplarının dağılımı 74
Şekil 2.26. MOSFET kaybı sonucu oluşan ısıl akışın fiziksel ve elektriksel benzetimi 76
Şekil 2.27. MOSFET'ler için üretilen standart soğutucular ve özellikleri 76
Şekil 2.28. Evrensel girişli, 40 W çıkış gücünde, kesintili mod flyback uygulaması için malzeme türlerine göre güç kaybı dağılımı 81

Şekil 3.1. Köprü doğrultucu yapısı 86
Şekil 3.2. Çeşitli kılıflarda sunulan paket halindeki köprü doğrultucular..... 87
Şekil 3.3. Köprü doğrultucu kayıplarının bulunması için oluşturulan ölçüm düzeneği 87
Şekil 3.4. Ölçüm düzeneğine ait osiloskop ekran görüntüsü 88
Şekil 3.5. Şebeke akımı ve doğrultulmuş şebeke akımının osiloskop görüntüleri 89
Şekil 3.6. Şebeke akımı ve doğrultulmuş şebeke akımının osiloskop görüntüleri 90
Şekil 3.7. Şebeke akımı ve doğrultulmuş şebeke akımının osiloskop görüntüleri 91
Şekil 3.8. Şebeke akımı ve doğrultulmuş şebeke akımının osiloskop görüntüleri 92
Şekil 3.9. Elektriksel yöntemle toplam trafo kaybı ölçüm düzeneği 94
Şekil 3.10. Elektriksel ölçüm ile bulunan yükün değişimine göre PQ2620 toplam trafo kayıpları 95
Şekil 3.11. Elektriksel ölçüm ile bulunan yükün değişimine göre E25x13x7 toplam trafo kayıpları 95
Şekil 3.12. PQ2620 termik direnç değişimi 96
Şekil 3.13. E25x13x7 termik direnç değişimi 96
Şekil 3.14. Termal ölçüm ile bulunan yükün değişimine göre PQ2620 toplam trafo kayıpları 97
Şekil 3.15. Termal ölçüm ile bulunan yükün değişimine göre E25x13x7 toplam trafo kayıpları 97
Şekil 3.16. PQ2620 toplam trafo kaybı için elektriksel ve ısıl ölçüm sonuçları 99
Şekil 3.17. PQ2620 toplam trafo kaybı için elektriksel ve ısıl ölçüm sonuçları 99
Şekil 3.18. Prototip üzerinde kullanılan PQ2620 trafosunun verimi 100
Şekil 3.19. Prototip üzerinde kullanılan E25x13x7 trafosunun verimi 100
Şekil 3.20. Prototip üzerinde kullanılan PQ2620 trafosunun ve bulunduğu ortam sıcaklığı 101
Şekil 3.21. Prototip üzerinde kullanılan E25x13x7 trafosunun ve bulunduğu ortam sıcaklığı 101
Şekil 3.22. RCD bastırma hücresi kayıplarının bulunması için oluşturulan ölçüm düzeneği 102
Şekil 3.23. RCD bastırma hücresine ait ölçümlerin genel görünümü 103
Şekil 3.24. RCD bastırma hücresi gerilim dalgalanması 104
Şekil 3.25. MOSFET kayıplarının bulunması için oluşturulan ölçüm düzeneği 106
Şekil 3.26. FCPF850N80Z iletim direncinin jonksiyon sıcaklığına göre değişimi 107
Şekil 3.27. Ölçüm düzeneğine ait osiloskop ekran görüntüsü 107
Şekil 3.28. Minimum giriş ve maksimum yüklenme durumunda MOSFET akım-gerilim sinyali 108
Şekil 3.29. Ölçüm düzeneğine ait osiloskop ekran görüntüsü 110
Şekil 3.30. Ölçüm düzeneğine ait osiloskop ekran görüntüsü 112
Şekil 3.31. MOSFET üzerindeki termal ölçüm problarının yerleşimi 113
Şekil 3.32. FCPF850N80Z termik direnç değişimi 114

Şekil 3.33. Ölçüm ortamının görüntüsü 114
Şekil 3.34. Ölçüm düzeneğine ait osiloskop görüntüleri 116
Şekil 3.35. İkincil diyot üzerindeki termal ölçüm problarının yerleşimi 117
Şekil 3.36. SK3200 termik direnç değişimi 118
Şekil 3.37. Ölçüm ortamının görüntüsü 118
Şekil 3.38. Çıkış kondansatörü kayıplarının bulunması için oluşturulan ölçüm düzeneği 120
Şekil 3.39. Ölçüm düzeneğine ait osiloskop görüntüleri 120
Şekil 4.1. Tasarım öncesi öngörülen güç kayıplarının dağılımı..... 125
Şekil 4.2. Tasarım sonrası ölçülen güç kayıplarının dağılımı 125

TABLOLAR DİZİNİ

Tablo 1.1. DCM ve CCM çalışmaların birbirlerine göre avantajları 6
Tablo 1.2. Sık kullanılan paketlerin jonksiyondan ortama termik dirençleri..... 30
Tablo 2.1. Uygulama için kullanılan tasarım girdileri 34
Tablo 2.2. ONSemi AN4137 uygulama notuna göre kritik tasarım sonuçları 36
Tablo 2.3. ONSemi tasarım yaklaşımı için değerlendirme sonuçları 38
Tablo 2.4. IR AN-1195 uygulama notuna göre kritik tasarım sonuçları 39
Tablo 2.5. IR tasarım yaklaşımı için değerlendirme sonuçları 40
Tablo 2.6. Diodes AN-1028 uygulama notuna göre kritik tasarım sonuçları 41
Tablo 2.7. Diodes tasarım yaklaşımı değerlendirme sonuçları 42
Tablo 2.8. Doğrultucunun I-V eğrisine göre V_{TO} ve R_{dyn} parametrelerini bulmak için gerekli bilgiler 48
Tablo 2.9. Artan harmonik sayılarına göre harmonik kayıp faktörlerinin değişimi 56
Tablo 2.10. 40 W flyback trafosu için farklı kayıp hesabı yöntemlerine göre sonuçlar 68
Tablo 2.11. Tasarlanan trafonun termik direncini bulmak için yapılan ölçüm sonuçları 69
Tablo 2.12. Seçilen ikincil diyota ait I-V eğrisine göre V_{TO} ve R_{dyn} parametrelerini bulmak için gerekli bilgiler 78
Tablo 2.13. Evrensel girişli, 40 W, kesintili mod flyback uygulaması için teorik güç kaybı kestirim sonuçları 80
Tablo 2.14. 40W flyback dönüştürücüsü için çıkış gücü, kayıp güç, giriş gücü ve verim sonucu 80
Tablo 2.15. Farklı tasarım yaklaşımlarından elde edilen kritik sonuçlar 82
Tablo 2.16. Tasarım yaklaşımlarının değerlendirilmesi 85
Tablo 3.1. Köprü Doğrultucu Toplam Güç Kaybı Sonuçlarının Değerlendirilmesi 90
Tablo 3.2. DC Bara Kondansatörü Güç Kaybı Sonuçlarının Değerlendirilmesi 93
Tablo 3.3. Trafo Güç Kaybı Sonuçlarının Değerlendirilmesi 102
Tablo 3.4. Bastırma Devresi Güç Kaybı Sonuçlarının Değerlendirilmesi 105
Tablo 3.5. MOSFET İletim Kaybı Sonuçlarının Değerlendirilmesi 108
Tablo 3.6. MOSFET İletime Geçme Kaybı Sonuçlarının Değerlendirilmesi 110

Tablo 3.7. MOSFET Kesime Gitme Kaybı Sonuçlarının Değerlendirilmesi 112
Tablo 3.8. MOSFET Toplam Güç Kaybı Sonuçlarının Değerlendirilmesi 113
Tablo 3.9. MOSFET Toplam Güç Kaybı Sonuçlarının Değerlendirilmesi 115
Tablo 3.10. Akım Ölçme Direnci Güç Kaybı Sonuçlarının Değerlendirilmesi 116
Tablo 3.11. İkincil Diyot Toplam Güç Kaybı Sonuçlarının Değerlendirilmesi 119
Tablo 3.12. Çıkış Kondansatörü Toplam Güç Kaybı Sonuçlarının Değerlendirilmesi 121
Tablo 4.1. Tasarım öncesi öngörülen güç kayıpları ile prototip üzerinde ölçülen güç kayıplarının karşılaştırılması 124

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

A : Temel harmonik ve yuvarlak bir tel için deri etkisi
A_e : Çekirdek göbek kesiti, (cm^2)
A_w : Çekirdek pencere kesiti, (cm^2)
AP_{min} : Minimum Area Product(cm^4)
AP_{PQ2620} : PQ2620 karkas için Area Product (cm^4)
B : Manyetik akı yoğunluğu, (T)
B_{SAT} : Manyetik akı doyma noktası, (T)
C_C : Bastırma hücresi kapasitörü, (µF)
C_{DIYOT} : İkincil diyottan birincil tarafa yansıyan parazit kapasite, (µF)
C_{DS} : MOSFET drain ucundan source ucuna olan kapasite, (µF)
$C_{HEATSINK}$: Soğutucu sebebiyle oluşan kaçak kapasite, (µF)
C_{IN} : DC bara kapasitör sığası,(µF)
C_{out} : Çıkış kapasitör sığası, (µF)
$C_{MOS,KILIF}$: MOSFET kılıfı sebebiyle oluşan kaçak kapasite , (µF)
C_{OSS} : MOSFET çıkış parazit kapasitesi, (µF)
$C_{PARASITIC}$: Parazit kapasiteler, (µF)
C_{SARGI} : Trafo sargılarındaki parazit kapasite, (µF)
D : Doluluk oranı
D_{FB} : Enerji aktarımının gerçekleştiği doluluk oranı
D_{MAX} : Maksimum doluluk oranı
D_P : Birincil tel çapı,(mm)
D_S : İkincil diyot
D_X : İkincil akımın sıfırlanması ile yeni döngü arasında kalan doluluk oranı
$E_{hava/hacim}$: Hava aralığında depolanan enerji, (J/m^3)
E_{off} : MOSFET kesime gitme enerjisi, [µJ]
E_{on} : MOSFET iletime geçiş enerjisi, (µJ)
F_{rph} : Harmonik etki faktörü
F_{rpn} : n. harmonik etki faktörü
f_{SW} : Anahtarlama frekansı, (kHz)
$I_{birincil}$: Birincil sargı dc akımı, (I_{dc})
$I_{bus,rms}$: DC bara kapasitörü etkin akımı, (A_{RMS})
I_{CLAMP} : Bastırma hücresi akımı, (A)
I_{C-M} : Flyback için seçilen kontrolör
$i_C(t)$: Kapasitör akımı, (A)
$I_{cap,rms}$: DC bara kapasitörü etkin akım değeri, (A_{rms})
$I_{d,rms}$: Doğrultucu diyot etkin akımı, (A_{RMS})
$I_{d1,ortalama}$: Köprü doğrultucu paketi içerisindeki bir diyotun ortalama akımı, (A_{dc})
$I_{d1,RMS}$: Köprü doğrultucu paketi içerisindeki bir diyotun etkin akımı, (A_{rms})
I_F : Diyot ileri yönde akım, (A)
l_{hava} : Hava aralığı uzunluğu, (mm)
$I_{ikincil}$: İkincil sargı dc akımı, (I_{dc})
$I_{in,mean}$: Giriş ortalama akımı, (A_{DC})
$i_{in,rms}$: MOSFET etkin akım değeri, (A_{rms})

I_M : Trafo mıknatıslanma akımı, (A)
I_P : Birincil tepe akımı, (A)
i_{peak} : Birincil taraf tepe akım değeri, (A)
I_{QH} : Aktif bastırma hücresi akımı, (A)
I_{QL} : Flyback MOSFET akımı, (A)
I_{RIPPLE} : Çıkış kapasitörü akım dalgalanması, (A)
I_{RMS} : Giriş etkin akımı, (A_{RMS})
$I_{sec,cap}$: Çıkış kapasitörü etkin akımı, (A_{RMS})
$I_{sec,rms}$: İkincil taraf etkin akım, (A_{RMS})
I_{shunt} : Akım ölçme direnci etkin akım değeri, (A_{rms})
I_{SRMS} : İkincil taraf etkin akımı, (A_{RMS})
J : Akım yoğunluğu, (A/mm^2)
K_u : Karkastan faydalanma katsayısı
L_{LK} : Trafo kaçak endüktansı, (µH)
L_P : Birincil endüktans, (µH)
n : Trafo sarım oranı
N_P : Birincil sarım sayısı
$N_{p,min}$: Minimum birincil sarım sayısı
N_S : İkincil sarım sayısı
p : Yalıtımlı tel çapı, (W)
$P_{birincil}$: Birincil sargı güç kaybı, (W)
$P_{C,BUS}$: DC bara kapasitörü güç kaybı, (W)
$P_{C,OUT}$: Çıkış kapasitörü güç kaybı, (W)
P_{cap} : DC bara kapasitörü güç kaybı, (W)
P_{cu} : Trafo toplam bakır kaybı, (W)
P_{cup} : Birincil sargı bakır kaybı, (W)
P_{cus} : İkincil sargı bakır kaybı, (W)
$P_{çekirdek}$: Çekirdek kaybı, (W)
P_{diode} : İkincil diyot güç kaybı, (W)
P_{hava} : Hava aralığında depolanan toplam güç, (W)
$P_{ikincil}$: İkincil sargı güç kaybı, (W)
P_{iletim} : MOSFET iletim kaybı, (W)
P_{in} : Giriş gücü, (W)
P_{KD} : Köprü doğrultucu güç kaybı, (W)
P_{MOS} : MOSFET toplam güç kaybı, (W)
P_{mosfet} : Mosfet toplam güç kaybı, (W)
P_{on} : MOSFET iletime geçiş kaybı, (W)
P_{off} : MOSFET kesime gitme kaybı, (W)
P_{OUT} : Çıkış gücü, (W)
$P_{ölçme}$: Akım ölçme direnci güç kaybı, (W)
P_{pdc} : Birincil sargı ortalama güç kaybı, (W)
P_{rect} : Köprü doğrultucu kaybı, (W)
P_{SECD} : İkincil diyot güç kaybı, (W)
P_{shunt} : Akım ölçme direnci güç kaybı, (W)
P_{sn} : Bastırma hücresi güç kaybı, (W)
P_{trafo} : Toplam trafo kaybı,(W)
P_v : Birim hacim başına düşen çekirdek kaybı, (kW/m^3)
Q_H : Aktif bastırma MOSFET'i
Q_L : Flyback MOSFET'i

$R_{DS,ON}$: MOSFET iletim direnci, (Ω)
$R_{th(CS)}$: Kılıftan soğutucuya termik direnç, (K/W)
$R_{th(C;S)}$: Kılıftan soğutucuya termik direnç, (K/W)
$R_{th(J;C)}$: Jonksiyondan kılıfa termik direnç, (K/W)
$R_{th(J;ortam)}$: Jonksiyondan ortama termik direnç, (K/W)
$R_{th(S;ortam)}$: Soğutucu yüzeyden ortama termik direnç, (K/W)
$R_{th(SA)}$: Soğutucudan ortama termik direnç, (K/W)
$R_{th(trafo;ortam)}$: Trafodan ortama termik direnç, (K/W)
$R_{th(YO)}$: Kılıf ile ortam arası termik direnç, (℃/W)
R_{dyn} : Diyot dinamik direnci, (Ω)
R_{pn} : n. harmonik için tel direnci, (Ω)
R_{pdc} : DC tel direnci, (W)
R_s : Akım ölçme direnci, (Ω)
R_{sn} : Bastırma hücresi eş değer direnci, (Ω)
R_{shunt} : Akım ölçme direnci, (Ω)
$R_{th(JA)}$: Jonksiyondan ortama termik direnç, (K/W)
$R_{th(JC)}$: Jonksiyondan kılıfa termik direnç, (K/W)
S_P : Birincil tel kesit alanı, (mm^2)
T_A : Ortam sıcaklığı, (^oC)
tanδ : Elektrolitik kapasitör kayıp faktörü
$T_{diode,yüzey}$: İkincil diyot yüzey sıcaklığı, (℃)
$T_{J,limit}$: İzin verilen maksimum jonksiyon sıcaklığı, (°C)
$T_{J,MAX}$: Maksimum jonksiyon sıcaklığı, (^oC)
$T_{jonksiyon}$: Jonksiyon sıcaklığı
t_{off} : MOSFET kesime gitme süresi, (ns)
$T_{on,max}$: MOSFET'in maksimum iletimde kalma süresi, (μs)
T_{ortam} : Ortam sıcaklığı, (°C)
T_{trafo} : Trafo sıcaklığı, (°C)
$T_{yüzey}$: MOSFET kılıfının yüzey sıcaklığı, (℃)
$V_{birincil}$: Birincil sargı dc gerilimi, (V_{dc})
$V_C(t)$: Kapasitör gerilimi, (V)
V_{DS} : MOSFET drain ucundan source ucuna olan gerilim, (V)
$V_{DS,MAX}$: MOSFET drain ucundan source ucuna maksimum gerilim, (V)
V_e : Çekirdek hacmi, (mm^3)
V_F : Diyot ileri yönde gerilim düşümü, (V)
$V_{ikincil}$: İkincil sargı dc gerilimi, (V_{dc})
V_{IN} : Flyback giriş gerilimi, (V_{DC})
$V_{in,max}$: Maksimum giriş gerilimi, (V)
V_{OR} : İkincil taraftan birincil tarafa yansıyan gerilim, (V)
V_{OUT} : Flyback çıkış gerilimi, (V_{DC})
V_s : Akım ölçme direnci gerilimi, (V)
$V_{SD,max}$: İkincil diyot maksimum gerilimi, (V)
V_{SN} : Bastırma gerilimi, (V)
V_{TO} : Diyot eşik gerilimi, (V)
X_C : Kapasitör empedansı, (Ω)
ΔV_{out} : Çıkış gerilim dalgalanması, (V)
δ_{w1} : Temel harmonik deri etki derinliği, (W)
$\Theta_{AMB,MAX}$: Maksimum ortam sıcaklığı, (^oC)
η_{min} : Flyback dönüştürücü minimum verimi

Kısaltmalar

ACF	: Active Clamp Flyback (Aktif Bastırma Hücreli Flyback)
AP	: Area Product (Area Product Yöntemi)
B-H	: Manyetik Akı Yoğunluğu-Manyetik Alan Şiddeti
BCM	: Boundary Conduction Mode (Sınır Mod Çalışma)
CCM	: Continuous Conduction Mode (Sürekli Mod Çalışma)
CE	: Conducted Emission (İletim Yoluyla Yayılım)
DA/DA	: Doğru Akım/ Doğru Akım
DCM	: Discontinuous Conduction Mode (Kesintili Mod Çalışma)
EMI	: Electromagnetic Interference (Elektromanyetik Girişim)
ESL	: Equivalent Series Inductance (Eşdeğer seri endüktans)
ESR	: Equivalent Series Resistor (Eşdeğer seri direnç)
GAN	: Gallium Nitrate (Galyum Nitrat)
KF	: Klasik Flyback
LED	: Light Emitting Diode (Işık Yayan Diyot)
PC	: Passive Clamp (Pasif Bastırma Hücresi)
PWM	: Pulse Width Modulation (Darbe Genişlik Modülasyonu)
QR	: Quasi-Resonant (Yarı Yumuşak Anahtarlama)
RE	: Radiated Emission (Havadan Yayılım)
Si	: Silisium (Silisyum)
SIC	: Silisium Carbide (Silisyum Karpit)
SMD	: Surface Mount Device (Yüzeye Monteli Eleman)
SR	: Synchronous Rectifier (Senkron Doğrultma)
TH	: Through Hole (Bacaklı Eleman)
TGA	: Termal Olarak Güvenli Algoritm
ZVS	: Zero Voltage Switching (Sıfır Gerilimde Anahtarlama)

FLYBACK DÖNÜŞTÜRÜCÜLER İÇİN TUTARLI VE KAPSAYICI GÜÇ KAYBI KESTİRİMLERİNE DAYALI TASARIM YAKLAŞIMI VE DOĞRULAMASI

ÖZET

Flyback dönüştürücü, geniş giriş gerilim aralığında çalışabilme, çok çıkışlı olabilme, yalıtımlı olma, düşük eleman sayısı, düşük maliyet ve nispeten yüksek verim gibi özellikleriyle en çok tercih edilen dönüştürücü türüdür.

Bilinirliği yüksek olan bu topoloji üzerine yapılan çok sayıda çalışma ve sunulan çeşitli tasarım algoritmaları mevcuttur. Ancak, bir dönüştürücünün performansını, güvenilirliğini ve ömrünü etkileyen en önemli unsur olan ısıl performans kriteri, bu algoritmaların tasarım aşamasında yer almamaktadır. Genel kanı, bu performansın tasarım sonunda ölçülmesi yönündedir. Önceden öngörülmeyen sıcaklık artışları, pratik dünyada geri dönüşü zor ve zaman kaybettiren problemlere yol açabilmektedir.

Tez çalışmaları kapsamında, genel bir flyback dönüştürücüde belirlenen sekiz kritik eleman için, henüz tasarım aşamasındayken, güç kayıplarının ve sıcaklık artışlarının öngörülebildiği bir tasarım yaklaşımı sunulmaktadır. Savunulan yaklaşıma uygun bir şekilde, evrensel girişli, 40 W gücünde bir flyback dönüştürücü için detaylı kayıp hesapları yapılmakta ve sıcaklık artışları öngörülmektedir. Dahası, önceden öngörülen bu güç kayıpları, laboratuvar ortamındaki pratik bir devre üzerinde doğrulanmakta ve kayıp dağılımları gözlenmektedir. Bu çalışmalar sırasında detaylı matematiksel hesaplamalar yapılmakta ve sayısal analiz programı kullanılmaktadır. Bu hesaplamalardan bazıları, analitik simülasyonlar ve sonlu elemanlar analizi ile de desteklenmektedir. Çıkan sonuçlar ise ısıl ve elektriksel ölçüm yöntemleri ile doğrulanmaktadır.

Bu tez ile flyback topolojisi ve bu topoloji üzerine yapılan verim iyileştirme çalışmaları, pasif malzemeler, yarı-iletkenlerin ısıl yönetimi ve elektromanyetik girişim konularında genel bilgiler verilmekte, kritik malzemelerin güç kayıplarının öngörülmesi ve doğrulanması ile ilgili yöntemler sunularak, detaylı çalışmalar yapılmaktadır. Çalışmaların çıktıları değerlendirilerek, okuyucuya flyback dönüştürücülerdeki güç kaybı dağılımları hakkında bakış açısı kazandırılmaktadır.

Anahtar Kelimeler: Flyback, Güç Kaybı Hesaplamaları, Güç Kaybı Ölçme Yöntemleri, Trafo Kayıpları, Verim İyileştirme Yöntemleri.

A FLYBACK DESIGN APPROACH WITH COMPREHENSIVE AND CONSISTENT POWER LOSS ESTIMATIONS

ABSTRACT

Flyback topology is the most preffered converter topology with its wide input range, isolation, multi-output, low part counts, low cost and relatively high efficiency features.

There are several studies and helpful design algorithms on this well-konwn topology. However, there are lack of information about thermal issues, which are the key factors for converters' performance, reliability and life-span, in those algorithms. In common view, thermal performance of a converter is concerned in post-design. Yet, uncalculated temperature rises can cause challenging or irremediable problems.

In this thesis, a design approach based on estimating the main power losses and temperature rises in a flyback converter just in design process is submitted. With this approach, detailed power loss calculations for eight critical components are made and temperature rises are estimated. Moreover, those estimated power losses are verified on a practical prototype under laboratory contidions. During the studies in this thesis, while detailed calculations are made, analytical simulations and field analysis tools are used in order to support some of those calculations. In additions, results of those estimations are verified with submitted thermal and electrical measurement methods.

With this thesis, flyback converter, efficiency improvement studies, passive components, thermal management for semiconductors and electromagnetic interference regulations are represented fundamentally. Methods for estimation and verification of critical flyback components' power losses are submitted. Finally, a point of view is gained to the reader by evaluating the power loss portions of a flyback converter.

Keywords: Flyback, Power Loss Calculations, Power Loss Measurement Methods, , Transformer Loss, Efficiency Improvement Studies for Flyback Topology.

GİRİŞ

Tek MOSFET'i olan flyback dönüştürücüler, 150 W seviyesine kadar olan düşük ve orta güç bölgesinde en çok kullanılan DA/DA anahtarlamalı güç kaynaklarıdır. Bu topolojinin çok tercih edilmesinin sebepleri ise sağlamış olduğu geniş giriş gerilim aralığında çalışabilme, yalıtımlı olma, çok çıkışlı olabilme, düşük eleman sayısı, düşük maliyet, % 80~90 aralığında nispeten yüksek verim ve kontrol kolaylığı gibi özellikleridir.

Bilinirliği yüksek olan bu topoloji üzerine yapılmış çok sayıda çalışma mevcuttur. Dahası, bu yapıda kullanılmaya özel birçok ürün yarı-iletken üreticileri tarafından sağlanmaktadır. Bu üreticiler tarafından sağlanan tasarım algoritmaları ile sonuca gitmek çoğu zaman tercih edilen bir durumdur. Ancak, bu algoritmalarda ürüne yönelik güvenilirlik, termal ve elektromanyetik girişim gibi konular için eksiklikler bulunmaktadır.

Bir flyback tasarımında, ürün performansını, güvenilirliğini ve ömrünü etkileyen en önemli unsur, tasarımın ısıl performansıdır. Bu ısıl performansın gözlenebilmesi için dönüştürücünün güç kayıplarının ve veriminin bilinmesi gerekmektedir. Genel kanı olarak, bu performans, tasarımın pratiğe dönüşmesi ile birlikte ölçülmektedir. Ancak, tasarım sırasında öngörülmeyen güç kayıpları ve sıcaklık artışları tasarım sonrasında yani ürün yaşam döngüsünde meydana geldiğinde, geri dönüşü zor olan problemlere yol açabilmektedir. Bu güç kayıplarıyla ilgili henüz tasarım sırasında yapılan kestirimler, oluşabilecek problemlerin önceden öngörülerek tasarımın yeni duruma göre yönlendirilmesini dolayısıyla güvenilir çıktılar elde edilmesini sağlamaktadır. Güç kayıplarının önceden hesaplanabilmesini sağlayabilmek için yapılan çalışmalarda ise kapsayıcılık ve pratik hayata uygunluk ile ilgili eksiklikler bulunmaktadır.

Bu tezde, tek MOSFET'li bir flyback dönüştürücüde meydana gelebilecek güç kayıplarının, tüm kritik elemanlar için henüz tasarım sırasında öngörülerek, güvenilir ve uzun ömürlü ürünler elde edilebilmesi için gerekli bir tasarım yaklaşımının

sunulması amaçlanmıştır. Bu amaç doğrultusunda, flyback dönüştürücü için belirlenen sekiz kritik elemanın, tasarım öncesinde en kötü durumlar için güç kayıplarını kestirmeye yönelik matematiksel hesaplamalar sunulmaktadır. Yapılan bu hesaplamalardan çıkan sonuçların doğruluk payı ise farklı ölçme yöntemleri anlatılarak ispatlanmaktadır. Elde edilen sonuçların değerlendirilmesi ise flyback dönüştürücülere yönelik bir bakış açısı kazandırmaktadır. Dahası, flyback trafosu gibi zorluk derecesi yüksek bir eleman için üç farklı kayıp bulma ve iki farklı doğrulama yöntemi sunularak literatür içerisinde önemli bir fark yakalanmaktadır. Buna ek olarak, bir başka kritik eleman olan MOSFET için önerilen güç kaybı kestirim yöntemi ile aynı zamanda flyback dönüştürücüsünde karşılaşılabilecek elektromanyetik yayılım problemlerine karşı da önceden önlem alınmaktadır. Sunulan tasarım yaklaşımı ile güvenilir, öngörülebilir ve uzun ömürlü tasarım çıktıları elde edilebileceği düşünülmektedir.

Tez içerisinde, Bölüm 1'de, literatür bilgisi ile birlikte flyback dönüştürücüler hakkında temel bilgiler verilmektedir. Sonrasında ise flyback topolojisi üzerinde yapılan verim iyileştirme çalışmaları ile ilgili öz bilgiler sunulmaktadır. Bunlara ek olarak, tezin devamının daha iyi anlaşılabilmesi için gerekli olan pasif malzemeler, yarı-iletkenlerin ısıl yönetimi ve elektromanyetik girişim gibi konularda amaca yönelik anlatımlar yapılmaktadır.

Bölüm 2'de, evrensel girişli, 40 W gücünde bir uygulama için, flyback kontrolör üreticileri tarafından kabul gören üç farklı tasarım yaklaşımı ile elde edilen sonuçlar incelenmektedir. Hemen sonra, termal olarak güvenilir bir flyback dönüştürücü tasarımı için bu tezde savunulan yaklaşım ile sekiz kritik eleman için güç kaybı kestirimleri yapılmaktadır. Bölümün sonunda ise tüm bu yaklaşımlardan elde edilen sonuçlar karşılaştırılmakta, savunulan yaklaşım ile elde edilen sonuçlar değerlendirilerek elemanlara göre güç kaybı dağılımları incelenmektedir.

Bölüm 3'te ise önceden güç kayıpları öngörülen tüm elemanlar için ısıl ve elektriksel ölçüm yöntemleri kullanılarak doğrulamalar yapılmaktadır.Bölüm sonunda ise pratik ölçüm sonuçları değerlendirilerek, kayıp dağılımları gözlenmektedir.

1. GENEL BİLGİLER

Düşük ve orta güç seviyesinde, çıkışta yalıtımlı bir gerilim istenen, düşük eleman sayılı ve düşük maliyetli uygulamalar için en çok tercih edilen DA/DA dönüştürücü türü flyback olanlardır.

En eski, yaygın ve kullanışlı anahtarlamalı güç kaynağı topolojilerinden birisi olan flyback üzerine literatürde yapılan çokça çalışma mevcuttur. Bu çalışmaların ana odağı genellikle verim iyileştirme çalışmaları olmaktadır. Topoloji üzerinde yapılan verim iyileştirme çalışmalarına ilişkin temel bilgilere bu dokümanda yer verilmektedir. Bunlara ek olarak Lin vd. (2015) yaptıkları çalışmalarda bastırma hücresi ve MOSFET iletim kayıplarına yoğunlaşarak dönüştürücü veriminde % 10 seviyesinde iyileşme gözlemişlerdir [1]. Benzer bir çalışma gerçekleştiren Chung vd. (2005,2006) ise 120 W güç seviyesinde ve 150 kHz anahtarlama frekansında % 85 seviyesinde dönüştürücü verimi elde etmişlerdir [2].

Flyback yapısındaki elemanlar incelendiğinde, kayıplara sebep olan ana unsurların MOSFET, diyot, trafo ve bastırma hücresi elemanları gibi bileşenler olduğu görülmektedir. Bu bileşenlerin güç kayıplarını azaltmak için de çeşitli çalışmalar mevcuttur. Nispeten yeni bir yöntem olan trafo çekirdeğinde adımlı hava boşluğu kullanımıyla Mantzanas ve arkadaşları (2016) flyback dönüştürücü veriminde % 6,4 iyileşme elde etmektedirler [3].

Flyback dönüştürücülerde, oluşacak olan güç kayıplarının önceden öngörülmesi tasarımcıya büyük avantaj sağlamaktadır. Bu öngörüler içinse matematiksel hesaplamalar ve simülasyonlar gerekmektedir. Halder (2013) ana anahtarlama elemanı olan MOSFET kayıpları için bir modelleme sunarken, Huang (2012) matematiksel hesaplamalarla MOSFET, diyot ve çıkış kondansatörü için güç kayıpları bulmaya çalışmıştır [4, 5].

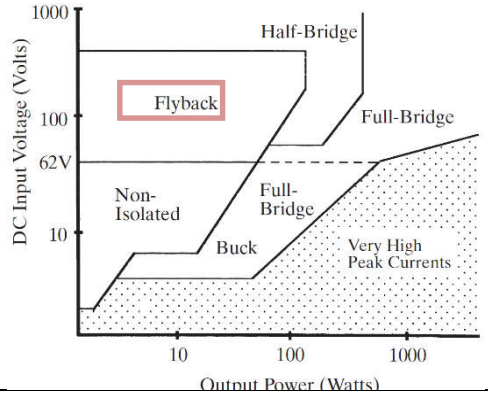
Literatürde yapılan çalışmaların tüm elemanları kapsayıcılığı ve pratik hayata uygulanabilirliği gibi problemleri vardır. Bu tezde yapılan çalışma ile flyback

dönüştürücüde oluşabilecek sekiz farklı elemana ait güç kayıpları ile ilgili henüz tasarım öncesinde yapılabilecek hesaplamalar sunularak literatürdeki bu açık kapatılmaya çalışılmıştır. Hesaplanan bu kayıplar, pratik ölçüm yöntemleri sunularak da doğrulanmaktadır. Dahası, trafo gibi karmaşıklığı yüksek bir eleman için beş farklı yöntemle kayıp öngörüleri ve sonuçları elde edilmektedir. Yapılan bu işlemler bir tasarım algoritması halinde sunularak, okuyucuya anlaşılır ve takibi kolay bir doküman sunulmaktadır. Bu tezin anlaşılabilmesi için gerekli olan bazı temel bilgiler dokümanın ilerleyen sayfalarında yer almaktadır.

1.1. Flyback Dönüştürücü

Flyback dönüştürücü, yalıtımlı olması, çok çıkışlı olabilmesi, nispeten yüksek verimi ve düşük eleman sayısı ile diğer topolojiler arasında özellikle 150 W seviyesine kadar olan orta güç bölgesinde Şekil 1.1'de gösterildiği gibi ön plana çıkmaktadır.

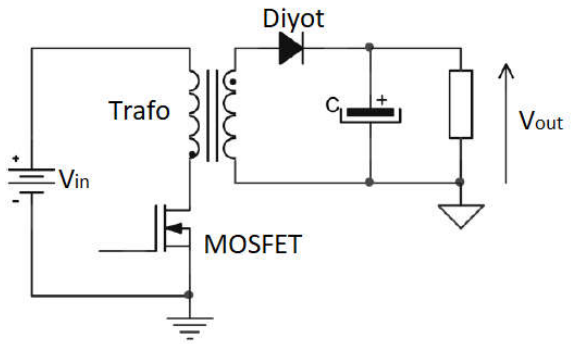
Topology	Power Range (W)	$V_{in(dc)}$ Range	In/Out Isolation	Typical Efficiency (%)	Relative Parts Cost
Buck	0–1000	5–40	No	78	1.0
Boost	0–150	5–40	No	80	1.0
Buck-boost	0–150	5–40	No	80	1.0
1T forward	0–150	5–500	Yes	78	1.4
Flyback	0–150	5–500	Yes	80	1.2
Push-pull	100–1000	50–1000	Yes	75	2.0
Half-bridge	100–500	50–1000	Yes	75	2.2
Full-bridge	400–2000+	50–1000	Yes	73	2.5



Şekil 1.1. SMPS topolojileri arasında flyback dönüştürücüsünün konumu [6]

Flyback devre yapısı, en temel hali ile Şekil 1.2'de gösterildiği gibidir. Bu yapı buck-boost dönüştürücülerde bulunan bobinin, birincil ve ikincil sarımları zıt kutuplu bir trafo ile değiştirilmesi ile elde edilmiştir. Bu durumda ikincil tarafta bulunan diyot ve

kondansatörün de yönü değiştiği için, buck-boost dönüştürücülerin yalıtım ve negatif çıkış gerilimi gibi dezavantajları da giderilmiş olmaktadır. Şebeke beslemeli uygulamalarda, DC bara gerilimi genellikle bir tam köprü doğrultucu ile elde edilmektedir. Bu yapının en kritik elemanları içerdiği trafo ve anahtarlama elemanları olan MOSFET ile diyot olarak görülmektedir.



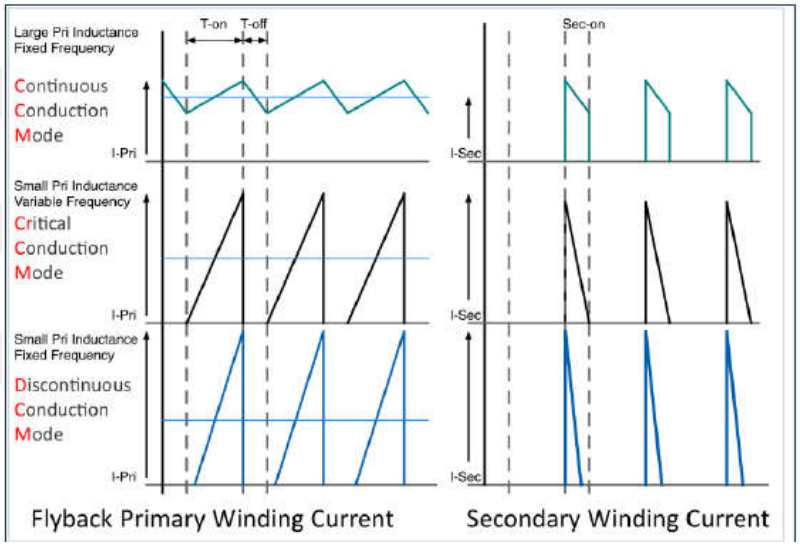
Şekil 1.2. Temel flyback devre yapısı

Flyback trafosu, standart trafolardan farklı olarak, bir bobin gibi enerji transfer etmek amacıyla kullanılmaktadır. Anahtarlama periyodunda, MOSFET'in açık olduğu süre boyunca trafoda depolanan enerji, kapalı olduğu bölümde de ikincil tarafa aktarılmaktadır. Bu enerji, çekirdeklerin arasındaki hava boşluğunda depolanmaktadır. Enerji aktarma görevinden kaynaklanan çekirdek kayıpları, kaçak endüktanslar ve kaçak akılar bu trafonun içerdiği temel teknik zorluklardandır. Bunların dışında, birincil taraftan uygulanan gerilimin hep pozitif olması, trafo çekirdeğinin B-H eğrisinde hep birinci çeyrek düzlemde çalışması anlamına gelmektedir.

Flyback dönüştürücüler, kesintili (DCM) ve sürekli (CCM) mod çalışma tipleri gösterebilmektedir. DCM çalışmada, bir sonraki anahtarlama çevriminden önce trafodaki tüm enerji ikincil tarafa aktarılmaktadır. Buna karşın, CCM çalışmada ise trafoda depolanan enerji ikincil tarafa tamamen aktarılmamaktadır. Bir başka deyişle, DCM çalışmada birincil ve ikincil akımlar MOSFET'in tekrar açık duruma geçmesinden önce sıfır akım seviyesine ulaşırken, CCM çalışmada akımlar bu seviyeye düşmemektedirler. Bu sebeple DCM çalışmadaki akım sinyalleri Şekil 1.3'de olduğu gibi üçgen şeklindeyken, CCM çalışmada ise trapezoid bir şekildedir. İki çalışma moduna ek olarak, bir de anahtarlama frekansının değişmesi ile elde edilen sınırda çalışma modu (BCM) vardır ancak bu modda da birincil ve ikincil

akımlar sıfır seviyesine ulaştığı için temelde DCM çalışma olarak kabul edilebilmektedir.

İki farklı çalışma modunun da Tablo 1.1'de olduğu gibi birbirine göre avantaj ve dezavantajları mevcuttur. Bu avantaj ve dezavantajlar göz önünde bulundurulduğunda, çıkış gerilimin düşük ve çıkış akımının yüksek olduğu uygulamalarda CCM çalışma, diğer uygulamalarda ise DCM çalışma ön plana çıkmaktadır [7]. Bu sebeple, bu tez içerisinde yer alan uygulama için DCM çalışma tercih edilmektedir.



Şekil 1.3. CCM ve DCM için birincil ve ikincil akım dalga şekilleri [7]

Tablo 1.1. DCM ve CCM çalışmaların birbirlerine göre avantajları

Uygulamadaki Avantajlar	DCM	CCM
Daha küçük trafo	☺	
Daha hızlı cevap süresi	☺	
Kontrol kolaylığı	☺	
İkincil diyot için sıfır ters toparlanma	☺	
MOSFET iletime geçme kayıplarının daha az olması	☺	
Düşük tepe akımları		☺
Daha küçük akım dalgalanması		☺
Çok çıkışlı uygulamalar için çapraz regülasyon kolaylığı		☺
Daha az trafo bakır kayıpları		☺
Trafo çekirdeğindeki akı dalgalanmasının azlığı		☺

Flyback dönüştürücü için gerilim transfer fonksiyonu, trafo bobinine volt-seconds dengesi kuralı uygulanarak Denklem (1.1)'deki gibi elde edilebilmektedir. Bu konudaki detaylı çıkarımlar kaynaklarda yer almaktadır [8]. Flyback transfer fonksiyonunda da görülebileceği üzere, çıkış gerilimi, darbe genişlik modülasyonunun (PWM) doluluk oranına ve trafo sarım oranına bağlıdır;

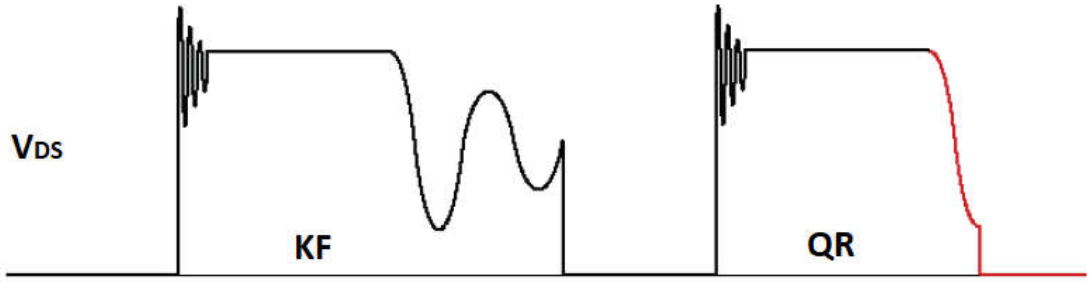
$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{N_S}{N_P}\frac{D}{1-D} \tag{1.1}$$

1.2. Flyback Dönüştürücülerde Yapılan Verim İyileştirme Çalışmaları

1.2.1. Quasi-resonant anahtarlama yöntemi

Quasi-resonant (QR) anahtarlama yöntemi, flyback dönüştürücülerde MOSFET'in iletime geçme kaybını azaltmaya yönelik uygulanan bir anahtarlama tekniğidir. Klasik flyback (KF) dönüştürücülerde, MOSFET iletime geçmeden önce drain ucundan source ucuna olan gerilim (V_{DS}) üzerinde salınımlar meydana gelmektedir. MOSFET'i iletime geçiren tetikleme bu salınımın herhangi bir noktasında gerçekleşebilmektedir. QR flyback dönüştürücülerde ise bu salınımın minimum olduğu nokta algılanmaktadır ve V_{DS} geriliminin en düşük olduğu anda MOSFET iletime geçirilerek minimum güç kaybı elde edilmektedir. Bu anahtarlama tekniğine sahip kontrolörler birçok üreticide mevcuttur. QR anahtarlama tekniği üzerine detaylı bilgiler kaynaklarda verilmiştir [9, 10].

KF dönüştürücülerde, anahtarlama için MOSFET'in sıfır gerilime ya da akıma ulaşması beklenmez yani sert anahtarlama yöntemi uygulanır. QR flyback dönüştürücüde ise MOSFET gerilimi çok düşük seviyelerdeyken, tetiklenme gerçekleştiği için sıfır gerilim anahtarlamalı (ZVS) yumuşak anahtarlama yöntemine oldukça yaklaşmaktadır. KF ve QR flyback dönüştürücülerde V_{DS} geriliminin dalga şekli Şekil 1.4'de gösterilmektedir.



Şekil 1.4. V_{DS} geriliminin klasik ve quasi-resonant flyback için görünümü [10]

Yumuşak anahtarlama tekniği uygulanan devre yapılarında genellikle bir endüktans ve kondansatörden oluşan rezonans tanklar mevcuttur. Flyback yapısının QR anahtarlama tekniğine yatkınlığı ise harici pasif elemanlar gerektirmeden, zaten kendi içinde barındırdığı birincil endüktans (L_P) ve devredeki parazit sığaların ($C_{PARASITIC}$)rezonansı ile MOSFET iletime geçmeden önce bir salınım oluşmasıdır. Bu durum, ekstra bir eleman gerektirmeden, yumuşak anahtarlamaya yakın bir tetiklemeyi mümkün kılmaktadır. Bunların dışında, ölü zaman bölgesi içermediği için CCM çalışmalar QR anahtarlama için uygun olmamaktadır. Bu sebeple DCM çalışmalarda sıkça tercih edilmektedir.

V_{DS} gerilimi, L_P'nin demagnetize olması ile birlikte MOSFET çıkış kondansatörünün (C_{OSS}) de içerisinde bulunduğu Denklem (1.2)'de verilen sığaların toplamı ile Denklem (1.3)'de verilen rezonans frekansında salınım yapmaktadır. Bu sığalardan C_{OSS} dışındakilerin tahmin edilmeleri ya da ölçülmeleri oldukça zordur ancak QR anahtarlama tekniğine sahip flyback kontrolörler salınımı elektriksel sinyaller üzerinden algıladığı için bu bilinmezlik problem olmamaktadır;

$$C_{PARASITIC} = C_{OSS} + C_{DIYOT} + C_{SARGI} + C_{MOS,KILIF} + C_{HEATSINK} \tag{1.2}$$

$$f_{SALINIM} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_P C_{PARASITIC}}} \tag{1.3}$$

MOSFET iletim kayıpları, parazit sığalardan dolayı oluşan güç kaybı ile ilişkilendirilebilmektedir [10]. Denklem (1.4) incelendiğinde, V_{DS} geriliminin iletim kayıplarına karesel oranda etki ettiği dolayısıyla da bu gerilim minimum seviyedeyken yapılan tetiklemenin önemli olduğu görülmektedir;

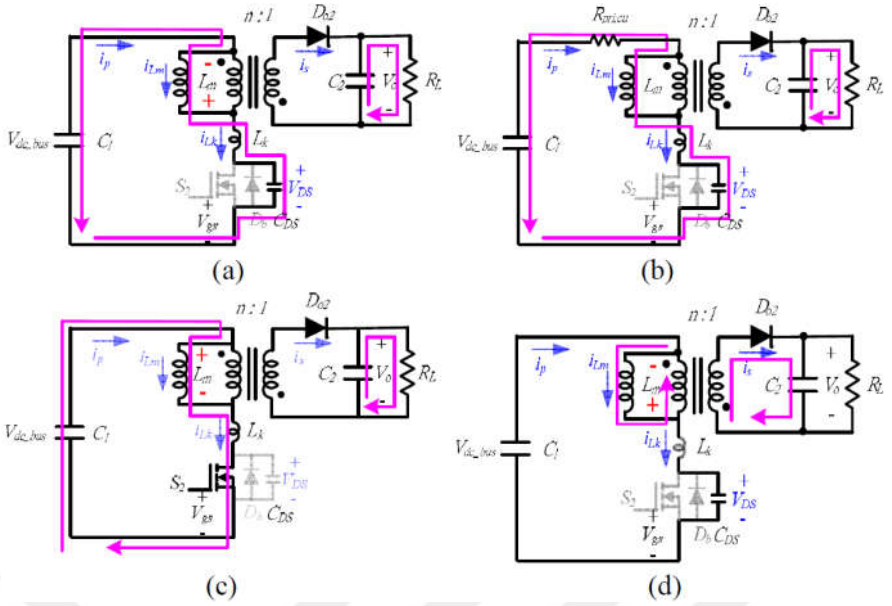
$$P_{PARASITIC_SW} = \frac{1}{2} C_{PARASITIC} V_{DS}^2 f_{sw} \quad (1.4)$$

QR flyback dönüştürücüler, bir anahtarlama döngüsünü tamamlarken birbirini takip eden 4 farklı modda çalışmaktadır. Bu çalışma modları Şekil 1.5 ve Şekil 1.6 'da temel devre şeması ve elektriksel sinyaller üzerinden gösterilmektedir.

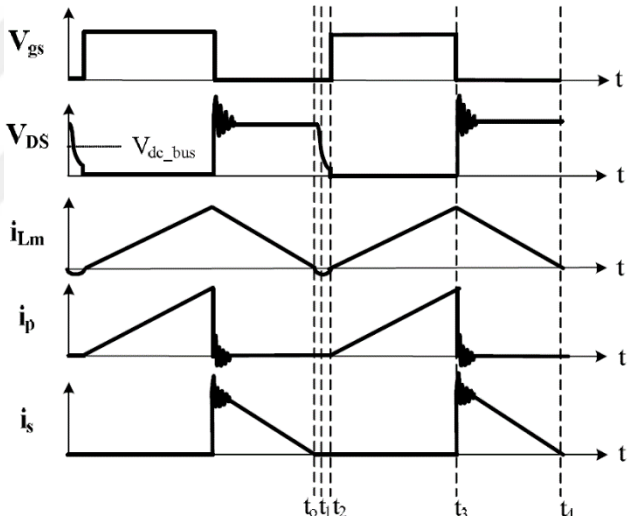
Birinci modda, t_0 ve t_1 zamanları arasında, MOSFET ve diyot kapalı durumdadır. Bu sırada, demagnetize olan L_P ve $C_{PARASITIC}$ sebebiyle V_{DS} geriliminde bir salınım başlamaktadır. Çıkış enerjisi ise çıkış kondansatöründen sağlanmaktadır. MOSFET çıkış kondansatörü (C_{DS}) üzerindeki gerilim, girişteki DC bara gerilimine düştüğünde bu mod sona erer.

İkinci modda, t_1 ve t_2 zamanları arasında, MOSFET ve diyot hala kapalıyken, V_{DS} üzerindeki salınımın değeri t_2 anında minimuma düştüğünde, MOSFET tetiklenerek düşük gerilimde anahtarlama gerçekleştirilmiş olmaktadır. Üçüncü mod için, t_2 ve t_3 zamanları arasında, MOSFET iletim durumundayken, diyot ise halen kapalıdır. Bu süre boyunca, L_P'nin akımı tepe oluncaya kadar tırmanmaktadır. Çıkışta gerekli olan enerji ise halen çıkış kondansatöründen sağlanmaktadır. MOSFET kesime gittiğinde bu mod sona ermektedir.

Dördüncü mod için, t_3 ve t_4 zamanları arasında, MOSFET kapalı durumdayken, diyot ise iletim durumundadır. Bu süre boyunca L_P'de biriken enerji ikincil tarafa aktarılmaktadır. Kaçak endüktansın akımındaki hızlı değişme sebebiyle MOSFET kesime giderken V_{DS} üzerinde ani bir gürültü de meydana gelmektedir. Bu modun bitimiyle birlikte bir sonraki anahtarlama döngüsü başlamaktadır.



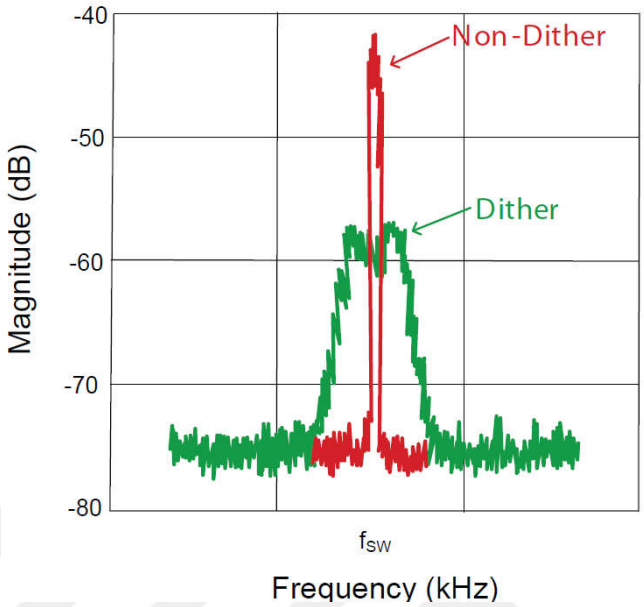
Şekil 1.5. QR çalışma modları (a) 1. Mod (b) 2. Mod (c) 3. Mod (d) 4. Mod [5]



Şekil 1.6. QR flyback için önemli elektriksel sinyaller [5]

QR anahtarlama yönteminin, iletim kayıplarını azaltmasının dışındaki en önemli getirisi ise EMI spektrumuna yaptığı olumlu etkidir. KF dönüştürücülerde anahtarlama frekansı (f_{SW}) sabit olduğu için elektriksel gürültüler belirli frekanslarda tepe yapmaktadırlar. QR flyback dönüştürücülerde ise MOSFET'in tetiklenmesi V_{DS} üzerindeki salınımın minimuma düştüğü an gerçekleştiği için anahtarlama frekansında küçük aralıkta değişimler olmaktadır. EMI spektrumu Şekil 1.7'deki gibi incelendiğinde ise bu değişimin elektriksel gürültüleri yayvanlaştırdığı (dithering) görülmektedir. Bu etki ile EMI regülasyonlarındaki sınır değerlerin altında

çalışılabilmektedir. Dahası, dönüştürücüde kullanılan EMI filtre küçülürken, tasarımı ise daha geniş frekans bandında çalışacağı için zorlaşmaktadır.



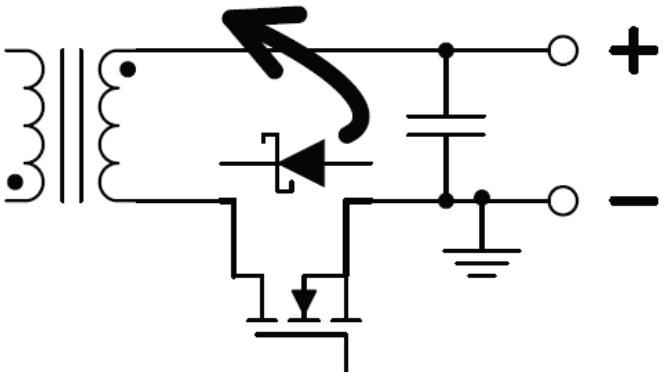
Şekil 1.7. QR anahtarlama yönteminin EMI spektrumuna etkisi [10]

Sonuç olarak, QR anahtarlama yöntemi ile flyback dönüştürücüler için herhangi bir ekstra eleman gerektirmeden, düşük MOSFET iletim kayıpları ve daha iyi EMI performansı elde edilebilmektedir. Bunun yanında, sadece DCM modda çalışmaya uygun olması uygulama alanlarını kısıtlarken, EMI filtre tasarımının zorlaşması da bir dezavantaj gibi görülebilmektedir [10].

1.2.2. Senkron doğrultma yöntemi

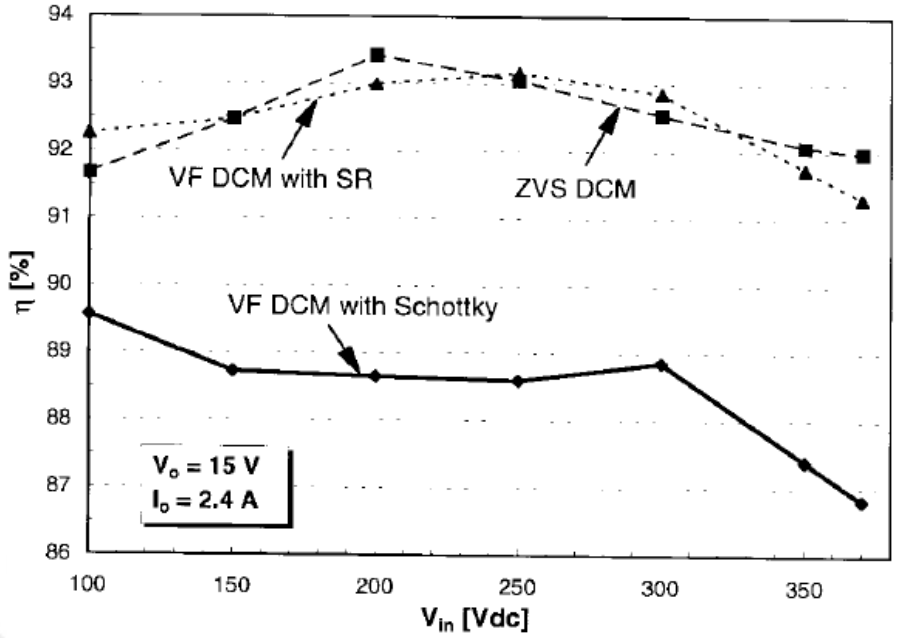
Senkron doğrultma (SR) yöntemi, flyback dönüştürücüler için ikincil diyot kayıplarını azaltmaya yönelik uygulanan bir tekniktir [11]. Klasik flyback dönüştürücülerde, trafonun ikincil tarafındaki kare dalga gerilimini doğrultmak amacıyla hızlı toparlanma özelliğine sahip bir diyot ya da schottky türünde bir diyot kullanılmaktadır. Bu diyotların ileri yönde gerilim düşümleri (V_F) 0,3~1,0 V arasında değişebilmektedir. Özellikle, çıkış geriliminin düşük ve çıkış akımının yüksek olduğu ya da giriş geriliminin düşük olduğu uygulamalarda bu V_F geriliminden dolayı oluşan ikincil diyot kayıpları baskın olmaya başlamaktadır. Bu tür uygulamalarda, Şekil 1.8'de olduğu gibi, ikincil diyot yerine düşük iletim direncine ($R_{DS,ON}$) sahip bir MOSFET kullanılarak, oluşan güç kaybı azaltılabilmektedir.

Kullanılan bu tür MOSFET'lere ait $R_{DS,ON}$ değeri 10 mΩ seviyelerine kadar düşebilmektedir [12].

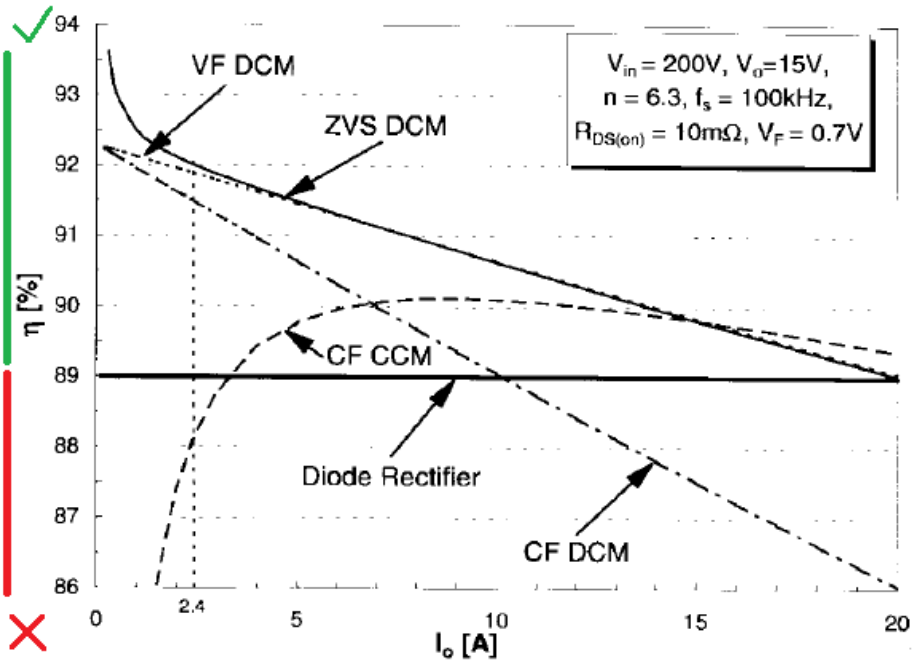


Şekil 1.8. SR yöntemi ile ikincil diyot yerine MOSFET kullanımı [10]

SR yöntemi, her uygulama ve çalışma modu için olumlu yönde bir performans sergilememektedir. Dahası, yanlış bir uygulama için diyot kullanılan yöntemden daha fazla bir güç kaybına sebep olabilmektedir. Bu konuda, Zhang ve arkadaşları detaylı bir çalışma gerçekleştirmektedirler [13]. DCM gibi doğru bir çalışma modunda ve doğru bir uygulamada SR yöntemi ile dönüştürücü veriminde % 2~4 arasında iyileşme gerçekleşebilmektedir. Schottky diyot yerine DCM çalışmada bir flyback uygulaması için SR yönteminin getirdiği dönüştürücü verimindeki fark Şekil 1.9'da görülebilmektedir. Şekil 1.10'da yer alan grafikte ise farklı çalışma modları ve uygulamalar için SR yöntemi ile diyot kullanımının etkileri karşılaştırılmıştır. Bu grafiğe göre, KF dönüştürücülerde olduğu gibi diyot kullanımında ortaya çıkan dönüştürücü veriminin daha altında kalan bölgelerde SR yönteminin kullanılması önerilmemektedir.



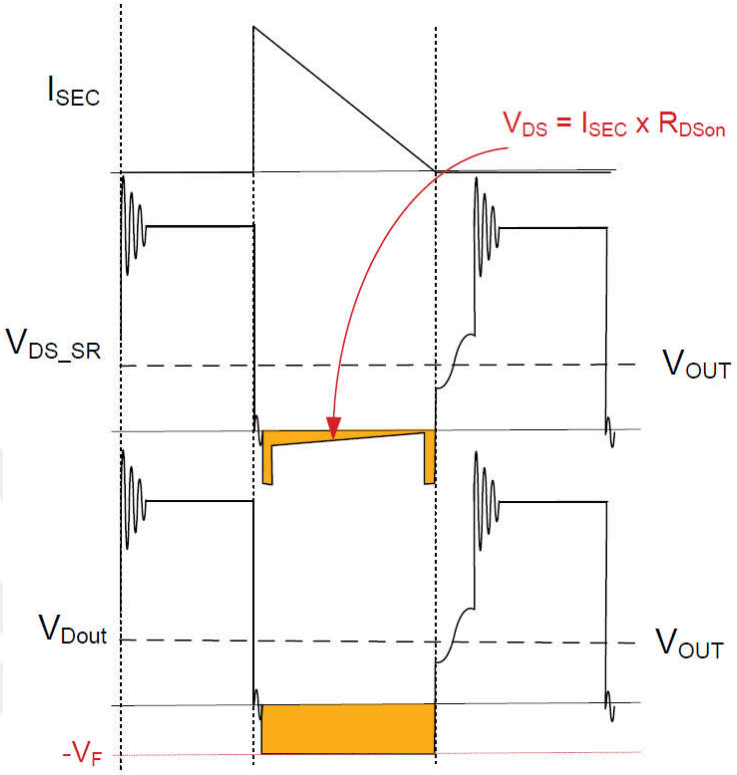
Şekil 1.9. DCM çalışmada Schottky diyot kullanımı ile SR yönteminin dönüştürücü verimine olan etkisi [13]



Şekil 1.10. Diyotlu doğrultucu kullanımı ile SR yönteminin farklı çalışma modları ve uygulamalar için dönüştürücü verimine etkisi [13]

Genel bir flyback uygulamasında, ikincil taraftaki doğrultucu gerilimleri Şekil 1.11'de görüldüğü gibi incelendiğinde, diyot kullanımı sonucu oluşan V_F ile

MOSFET kullanıldığında $R_{DS,ON}$ üzerinde oluşan gerilim düşümleri arasındaki fark açıkça görülmektedir.



Şekil 1.11. Diyot ya da MOSFET kullanıldığında, ikincil doğrultucuda oluşan gerilim düşümleri [10]

Senkron doğrultma yöntemi, kullanılması durumunda, bazı teknik problemleri de beraberinde getirmektedir. SR amacıyla kullanılan MOSFET üzerinde oluşan ani gürültüler bu problemlerden en önemlisidir. Bunun yanında, doğru $R_{DS,ON}$ seçimi, bastırma hücresi tasarımı ve doğru kapı tetikleme zamanlaması gibi teknik zorluklar da içerir. Bu problemleri ve teknik zorlukları çözmeye yönelik anlatımlara kaynaklardan ulaşılabilir [14].

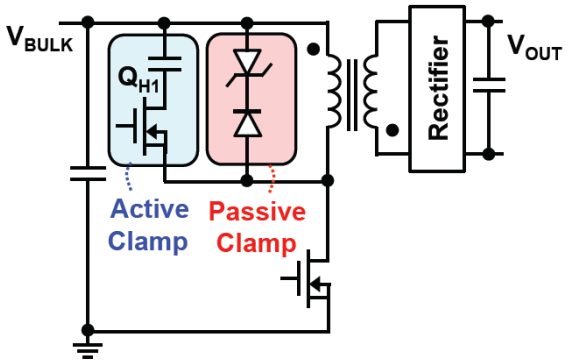
Sonuç olarak, doğru kullanım sonucunda SR yöntemi ikincil taraftaki doğrultucu kayıplarını azaltırken, oluşan teknik zorlukları, eleman sayısı ve maliyet artışı gibi dezavantajları da beraberinde getirmektedir. Özellikle, çıkış akımının yüksek olduğu, güç yoğunluğunun fazla olması gereken ya da soğutma imkânlarının yetersiz olduğu uygulamalarda SR yöntemi güç kayıplarını azaltmak için kullanılabilir bir yöntemdir.

1.2.3. Aktif bastırma hücresi yöntemi

Aktif bastırma yöntemi, flyback dönüştürücülerdeki bastırma hücresi kayıplarını azaltmaya yönelik yapılan bir verim iyileştirme yöntemidir. Aktif bastırma hücresi (ACF) uygulamalarında sadece bastırma hücresindeki güç kaybı azaltılmaz aynı zamanda MOSFET'in ZVS ile yumuşak anahtarlanmasına da olanak sağlanır. Son dönemlerde, flyback kontrolör üreticilerinin de bu yöntemi kullanabilen entegreler üretmeye başlamasıyla birlikte yaygınlaşmaya başlayan bu yöntem ile ilgili derinlemesine çalışmalara kaynaklardan ulaşılabilir [15, 16].

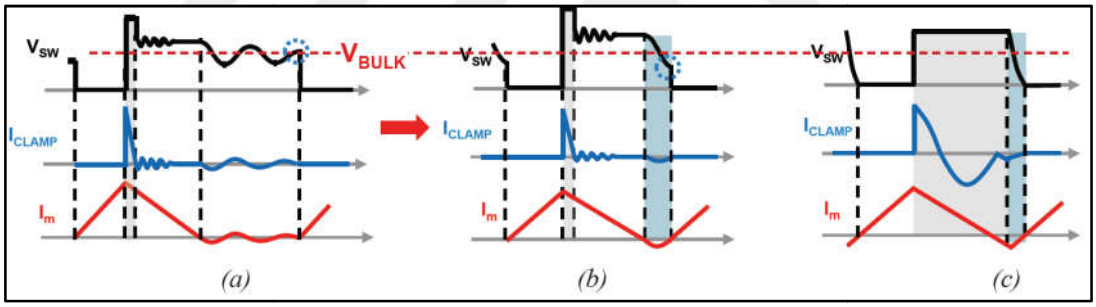
Flyback dönüştürücülerde, MOSFET kesime giderken, birincil akımdaki hızlı değişimden etkilenen trafo kaçak endüktansından (L_{LK}) dolayı oluşan ani gerilim yükselmeleri, MOSFET'in güvenli çalışma bölgesinde kalmasını tehdit etmektedir. Bu tehlikenin önüne geçmek için, L_{LK}'da biriken enerjiyi üzerine alarak V_{DS} gerilimindeki yükselmeyi engelleyen pasif yapıdaki direnç ya da TVS tabanlı bastırma hücreleri (PC) kullanılmaktadır. KF dönüştürücülerdeki önemli güç kayıplarından bir tanesini de bu pasif elemanlarda ortaya çıkan kayıplar oluşturmaktadır. Dahası bu kayıplar, anahtarlama frekansının artması ile de artış göstermektedir.

ACF yapısında ise bu pasif elemanlar yerine Şekil 1.12'de olduğu gibi bir MOSFET ile kondansatör kullanılmaktadır. Bu yapı ile L_{LK}'da biriken enerji, MOSFET kesimdeyken ikincil tarafa aktarılan enerjiye katılarak güç kaybı oluşması engellenmiş olmaktadır. Yani, L_{LK}'da biriken enerji L_P'nin demagnetizasyonuna katkılanmaktadır. Dahası, akım sıfır seviyesine ulaşmasına rağmen, ACF MOSFET'i açık bırakılarak negatif yönde ilerlemeye başlayan L_P akımı, C_{DS}'i tamamen deşarj ettiği için QR yöntemi ile çalışan MOSFET için ZVS anahtarlamayı mümkün kılar.



Şekil 1.12. Aktif ve pasif bastırma hücreleri [15]

Şekil 1.13 incelendiğinde, ACF'de bastırma hücresi akımının DCM çalışmadaki KF ve QR flybackte olanlardan farklı olarak negatif yönde de var olduğu görülmektedir. Bu akım negatif yöne doğru akarken, L_P'nin demagnetize olmasına katkı sağlamaktadır. Bu durum trafo sargılarındaki akımın bir miktar artarak, trafo kayıplarının da bir miktar artmasına sebep olmaktadır.



Şekil 1.13. Bastırma hücresi akımları (a) KF (b) QR flyback (c) ACF [15]

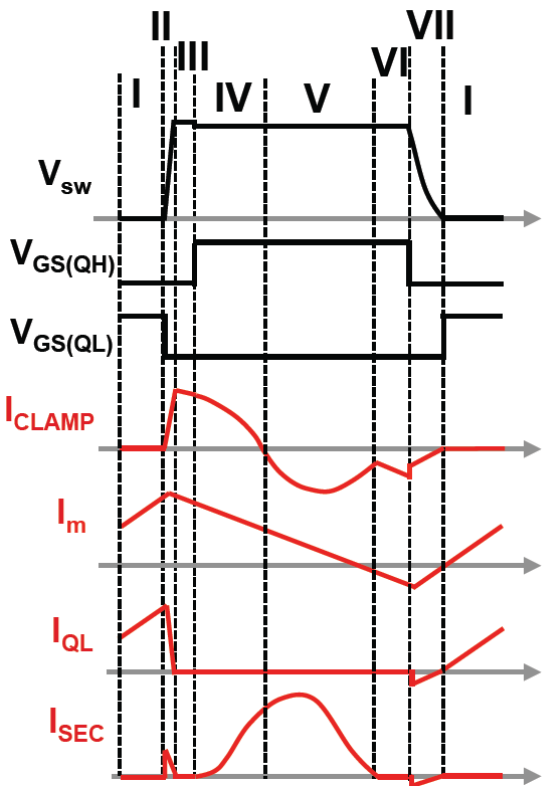
ACF çalışması 7 farklı adımda incelenebilmektedir. Bu çalışma modları Şekil 1.13 ve Şekil 1.14'de hem kritik elektrik sinyalleri üzerinden hem de temel devre şeması üzerinden takip edilebilmektedir.

Birinci bölgede flyback MOSFET'i (Q_L) iletim durumundayken, L_P akımı olan I_m yükselerek endüktansta enerji depolanır. İkinci bölgede ise Q_L ve AC MOSFET'i (Q_H) aynı anda kapalı durumdadır. Tepe değerine ulaşan I_m, Q_L'e ait jonksiyon sığası C_{OSS}'yi şarj ederken, Q_H ve ikincil diyota ait jonksiyon sığalarını deşarj etmektedir. Q_L akımı (I_{QL}) düşmeye başlarken, Q_H akımı (I_{QH}) ise yükselmeye başlamaktadır.

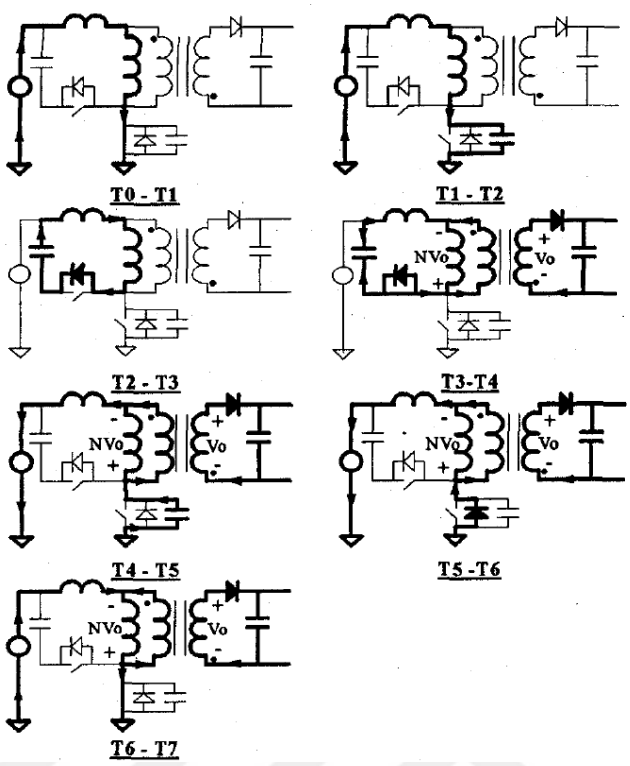
Üçüncü bölgede ise I_m akımı, Q_H'ın paralel diyotundan akarak bastırma kondansatörü C_C'ı şarj etmektedir. Bu şekilde Q_H için ZVS anahtarlama imkanı

oluşmaktadır. Dördüncü bölgede ise Q_H iletime geçerken, I_m azalmaya başlayarak, L_P'de biriken enerji ikincil tarafa aktarılır. Bu sırada C_C, L_{LK} ile salınıma başlayarak kaçak enerjiyi üzerine almaktadır. Bu durumda bastırma hücresi akımı I_{CLAMP} pozitif yöndedir. Beşinci bölgede, I_{CLAMP} akımı negatif yönde akmaya başladığından, ikincil tarafa aktarılan akım artar yani L_{LK}'da biriktirilen kaçak akım çıkış akımına aktarılarak enerji kaybı önlenir.

Altıncı bölge, ikincil diyotun doğal bir şekilde kapandığı ve ikincil taraftan yansıyan gerilimin L_P'yi daha fazla demagnetize edemediği bölgedir. Salınımın minimum noktasına ulaşıldığı halde, Q_H halen iletimde tutularak L_P'nin negatif yönde bir miktar daha magnetize olması yani I_m akımının negatif olması sağlanır. Son bölgede, Q_H'ın kesime gitmesi ile birlikte, negatif I_m akımı C_{OSS}'yi deşarj ederek Q_L'nin ZVS olarak iletime girmesi sağlanmaktadır. Q_H çok fazla iletimde tutulursa, I_m akımının artmasından dolayı trafo kayıpları artabilir.

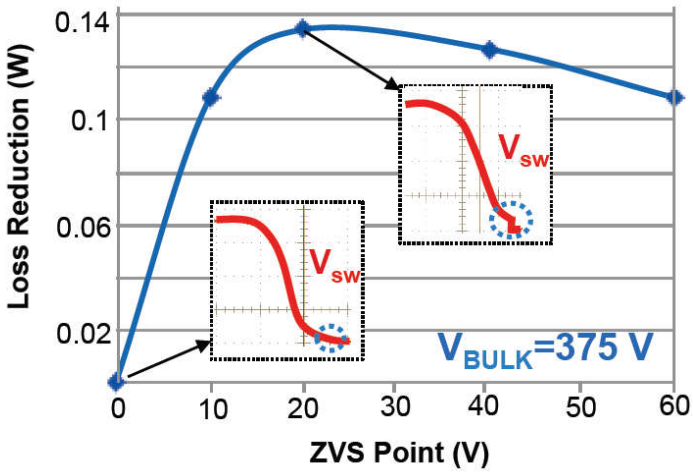


Şekil 1.14. ACF için çalışma bölgelerine göre kritik sinyaller [15]



Şekil 1.15. ACF için çalışma modları [16]

QR flyback dönüştürücülerde, MOSFET'in V_{DS} geriliminin minimum olduğu noktada tetiklenmesiyle iletim kayıpları oldukça azalmaktadır. Ancak, tam olarak ZVS oluşmamaktadır. ACF'de ise MOSFET için ZVS anahtarlama gerçekleşmektedir. Bu iki durumun birbirine göre yarattığı güç kaybı farkı ise Şekil 1.16'da gösterilmektedir.



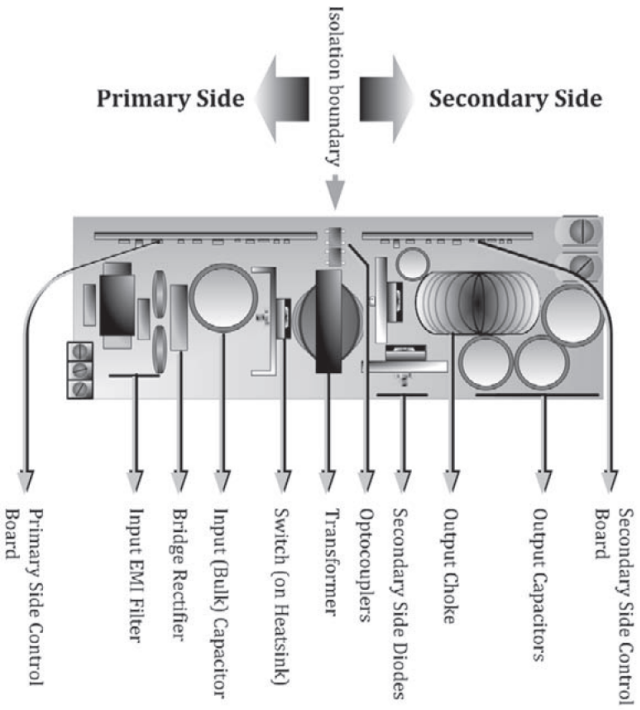
Şekil 1.16. Bastırma hücresi akımları (a) KF (b) QR flyback (c) ACF [15]

Sonuç olarak, aktif bastırma yöntemi, uygulamalara karmaşıklık getirse ve trafo kayıplarının bir miktar artmasına sebep olsa da hem bastırma hücresi kayıplarını sıfır seviyesine kadar düşürmesi hem de devredeki bütün anahtarların yumuşak anahtarlanmasına sebep olduğu için oldukça başarılı bir yöntemdir.

1.3. Flyback Dönüştürücüde Kullanılan Pasif Elemanlar

Malzeme seçimi, SMPS tasarımlarında en önemli aşamalardan bir tanesidir. Çünkü seçilen malzeme tasarımın elektriksel performansını, ısıl performansını, güvenilirliğini ve ömrünü birinci dereceden etkilemektedir. Bu tezde yapılan güç kaybı hesapları, simülasyonlar, ısıl ve elektriksel ölçüm sonuçları için de kullanılan elemanlar birinci aktörlerdir. Tipik bir SMPS tasarımının genel görünüşü ve kullanılan elemanlar Şekil 1.17'de gösterilmektedir.

Bir flyback dönüştürücüdeki pasif malzemeler; manyetik, kapasitif ve rezistif malzemeler olarak 3 ana başlık altında incelenebilmektedir. Bu çalışmada, bahsedilen malzeme türleri ile ilgili temel bilgilere yer verilmektedir.



Şekil 1.17. Genel bir SMPS görünümü ve kullanılan elemanlar [17]

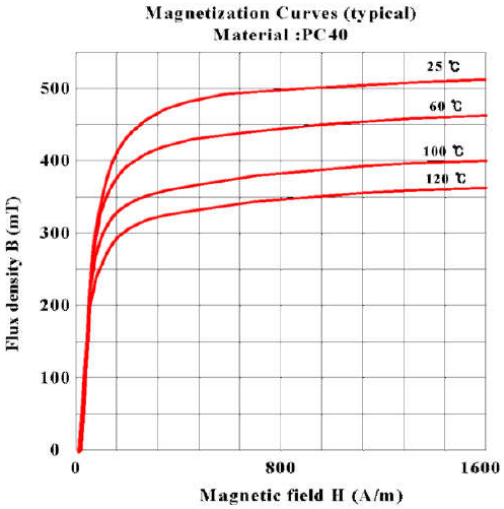
1.3.1. Manyetik malzemeler

SMPS tasarımlarında kullanılan manyetik elemanlar, kullanılma biçimine göre genellikle enerji depolayan ve enerji transfer edenler olan ikiye ayrılmaktadır. Flyback dönüştürücülerdeki temel manyetik eleman ise trafolardır. Bu eleman, diğerlerinden farklı olarak hem enerji depolamak hem de transfer etmek amacıyla kullanılmaktadır. Manyetik malzemeler ile ilgili derinleme bilgilere kaynaklardan ulaşılabilir [18, 19]. Bu tezde ise flyback dönüştürücüler için temel ve pratik bilgiler anlatılmaktadır.

Manyetik elemanlar, temelde manyetik çekirdekler ve bakır sargılardan oluşmaktadır. Dolayısıyla, bu yapıtaşlarının nitelikleri trafo performansını belirlemektedir. SMPS uygulamalarında en çok rastlanan çekirdek tipi ferrite malzemeden olanlardır. Ferrit malzeme ise demir oksit, manganez, çinko ve nikelin çeşitli karışımları ile elde edilmektedir [20].

Ferrit malzemelerin manyetik geçirgenliği yüksektir. En önemli parametrelerinden birisi olan doyum için manyetik akı yoğunluğu (B_{SAT}) genellikle 0,3 ~ 0,5 T aralığındadır. Şekil 1.18'de PC40 ferrit çekirdek için B-H eğrisi incelendiğinde, B_{SAT} değerinin grafiğin yatay olduğu bölgelerde ve bahsedilen aralıkta olduğu görülmektedir. B_{SAT} değerinin sıcaklık artışıyla azaldığı görülmektedir. Ferrit malzemelerin manyetik özelliğini kaybetmeye başladığı sıcaklığı ise Curie sıcaklığı olarak adlandırılmaktadır. Bu sıcaklık, sık kullanılan malzeme türlerinde 200^{o}C seviyesindedir [19].

Trafo tasarımı yapılırken, seçilen çekirdek malzemesinin manyetik geçirgenliğinden ve sarım sayılarından yola çıkılarak yapılan hesaplar ile doyuma gidilmemesi önceden kesinleştirilmelidir. Ayrıca, trafo kayıplarının önceden öngörülerek maksimum sıcaklığının kestirilmesi, Curie sıcaklığına da yaklaşılmamasını sağlamaktadır. Bu tür sınır değerlerinin ötesine geçilmesi, tasarım sonrasında olumsuz sonuçlara yol açabilmektedir.



Şekil 1.18. PC 40 malzemesi için B-H eğrisi [21]

Ferrite çekirdek farklı şekil ve boyutlarda olabilmektedir. Flyback dönüştürücülerde en çok kullanılan türler EE, ETD, EFD ve PQ gibi türlerdir [19]. Bu türlerin birbirlerine göre çeşitli avantaj ve dezavantajları olabilmektedir. Örneğin, EE tür en çok üretilen çekirdek türü olduğu için maliyeti daha düşük olabilmektedir. Bunun yanında PQ türdeki çekirdeklerin ise şekli itibari ile EMI performansı daha iyi olabilmektedir.

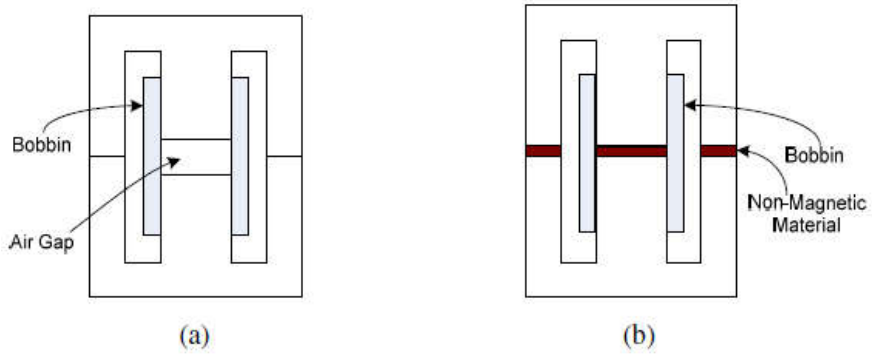
Çekirdek türünün seçilmesi, flyback tasarımında önemli bir adımdır. Bu konuda net formüller bulunmamaktadır ancak "Area Product" gibi yöntemler kullanılabilmektedir [22]. Üreticiler ise farklı güçler için çeşitli öneriler yapmaktadırlar. Şekil 1.19'da 67 kHz bir flyback uygulaması için çekirdek önerileri görülmektedir.

Manyetik çekirdekler için başka önemli parametre ise veri yapraklarında yer alan P-B eğrisidir. Bu eğri ile uygulamanın anahtarlama frekansına ve çalışılan manyetik akı yoğunluğuna göre çekirdekte ne kadar güç kaybı olacağı öngörülebilmektedir. Ancak, bu bilgi, sinüs uyartımlı uygulamalar içindir [19]. Flyback uygulamasında ise trafo dikdörtgen darbelere maruz kaldığı için, bu veri yaprağı bilgisi tam olarak yeterli değildir. Ancak bu bilgi ile yaklaşık olarak güç kaybı kestirimleri yapılabilmektedir.

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 1.19. 67 kHz flyback uygulaması için farklı güçlere göre çekirdek önerisi [21]

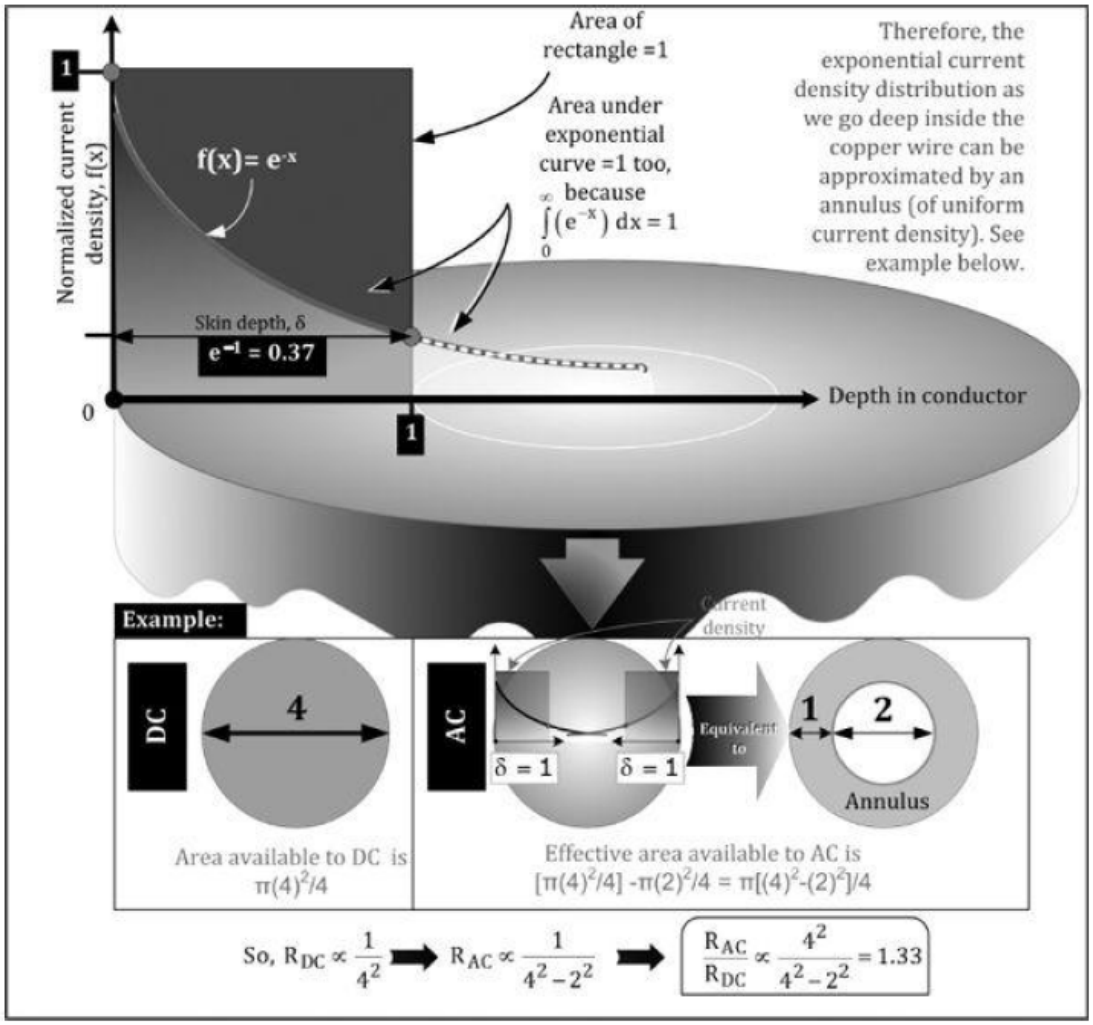
Flyback uygulamalarında, trafo için bir başka önemli nokta da çekirdekte bırakılacak olan hava boşluğudur. Trafo içerisindeki enerji bu hava aralığında depolanmaktadır. Bu hava boşluğunun çekirdeğin bütün bacaklarında değil de sadece ortadaki bacakta bırakılması tavsiye edilmektedir [20]. Bu durumun sebebi ise bacaklardaki hava boşluğundan meydana gelen manyetik yayılımı minimuma indirme isteğidir. Bu şekilde daha iyi bir EMI performansı elde edilmektedir. Şekil 1.20'de orta bacakta hava boşluğu ve tüm bacaklarda hava boşluğu olan çekirdek tasvir edilmektedir.



Şekil 1.20. Trafo kesiti (a) orta bacakta hava boşluğu (b) tüm bacaklarda hava boşluğu [20]

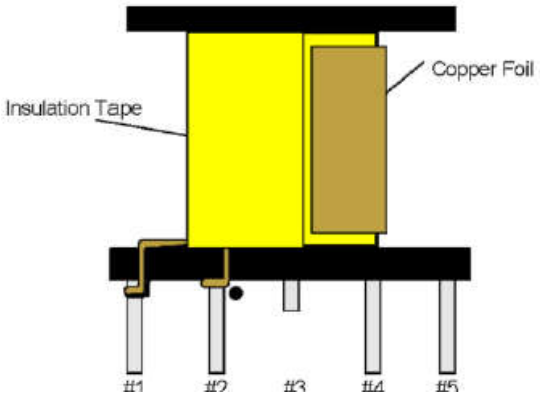
Trafolar için bir diğer önemli parametre ise sargı telleridir. Tel kalınlığı seçimi bakır kayıplarını etkilemektedir. Bu konu ile ilgili detaylı bilgiler kaynaklarda mevcuttur [23]. Flyback uygulamalarında yüksek frekanslı akım harmonikleri, trafo tellerinde deri ve yaklaşıklık etkileri göstermektedir. Bu etkiler, trafo akımlarının tel içerisinde homojen olarak değil de çeperlere doğru yoğunlaşmasına dolayısıyla da tel

direncinin artmasına sebep olmaktadır. Deri etkisi Şekil 1.21'de detaylı bir şekilde gösterilmektedir.



Şekil 1.21. Bakır tel üzerindeki deri etkisi [23]

Trafolar için önemli bir diğer parametre ise sarım tekniğidir. Bu teknikler genel olarak trafo kaçak endüktansını azaltmaya, trafo kayıplarını azaltmaya ya da EMI yayılımları azaltmaya yönelik olabilmektedir. Örneğin, sandviç sarım ve siper metodu bunlardan bazılarıdır. Sarım teknikleri ile ilgili detaylı çalışmalara kaynaklardan ulaşılabilir [21, 24].



Şekil 1.22. EMI yayılımını azaltıcı siper sargı örneği [21]

1.3.2. Kondansatörler

Kondansatörler, iki iletken malzemenin bir yalıtkan malzeme ile ayrıldığı elemanlardır. İçerdiği bu yalıtkan malzemenin türü, genellikle kondansatörün de türünü belirlemektedir. Kondansatörler ile ilgili temel bilgiler kaynaklardan ulaşılabilir [25].

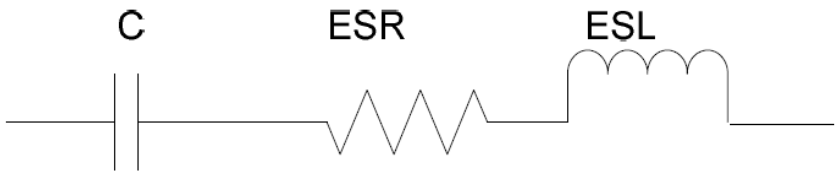
SMPS uygulamalarında en çok kullanılan kondansatör türleri elektrolitik, film ve seramik türde olanlardır. Bu kondansatörler, enerji depolama ya da filtreleme amacıyla kullanılabilmektedirler. Kondansatör seçilirken, ilk düşünülmesi gereken konu, seçilecek olan kondansatörün görevi olmalıdır. Enerji depolamak ve düşük frekanslı dalgalanmalar elde etmek amacıyla elektrolitik türde kondansatörler tercih edilirken, yüksek frekanslı gürültüleri filtrelemek içinse film ve seramik türde kondansatörler kullanılmaktadır. Bu tezde ürün ömrünü ve performansını birinci derecede etkileyen elektrolitik türde kondansatörler kapsanmaktadır.

Denklem (1.5)'de yer alan temel kondansatör akımı denkleminde açıkça görüldüğü gibi belirli bir akımda daha düşük gerilim dalgalanması elde edilebilmesi için, daha yüksek sığa gerekmektedir. Flyback dönüştürücülerde özellikle birincil ve ikincil tarafta kullanılan kondansatörlerde birkaç yüz µF sığa değerleri gerekmektedir. Bu tür yüksek sığa değerlerini verebilecek tek kondansatör türü ise elektrolitik olanlardır;

$$i_c(t) = C\frac{dV_C(t)}{dt} \tag{1.5}$$

Elektrolitik kondansatörler, kendi görevlerini yaparken parazit etkileri ve yaşlanma gibi problemleri de beraberinde getirmektedir. Bu problemler, bir flyback dönüştürücünün performansını ve ömrünü etkilemektedir. Dahası, bir flyback dönüştürücünün ömrünü belirleyen faktör sahip olduğu elektrolitik kondansatörlerdir.

Şekil 1.23'te bir kondansatörün eşdeğer modelinde görüldüğü üzere, kondansatör içerisinde eşdeğer direnç (ESR) ve eşdeğer endüktans (ESL) gibi istenmeyen bileşenler de barındırmaktadır. Bu bileşenler frekansla bağlı değişimler göstererek, kondansatör akımlarını sınırlamakta ve güç kayıpları oluşturmaktadır. Oluşan bu güç kayıpları, kondansatör içerisinde ısınmalara yol açmaktadır. Kayıpların azalması için düşük ESR değerine sahip elektrolitik kondansatörler kullanılması tavsiye edilmektedir. ESR ve ESL'nin frekansa ve ortam sıcaklığına bağlı değişimleri üretici bilgilerinde yer almaktadır.



Şekil 1.23. Kondansatör eşdeğer modeli [20]

Elektrolitik kapasitörlerde görülen yaşlanma problemi ise içerisinde barındırdığı ve dielektrik madde özelliği gösteren elektrolitik sıvısının zaman içerisinde yavaş yavaş buharlaşmasıdır. Kapasitörde oluşan kayıplar iç sıcaklığının artmasına dolayısıyla da buharlaşmanın artmasına sebep olmaktadır. Bu şekilde çalışan kapasitör kendi kendisinin ömrünü azaltmaktadır.

Elektrolitik kondansatörlerin ömürleri, üreticiler tarafından genellikle 1.000~10.000 saat aralığında verilmektedir. Bu ömür bilgisinin yanında 85 ^{o}C ve 105 ^{o}C gibi, ilgili ömürlerin hangi çalışma sıcaklığında geçerli olduğu da belirtilmektedir. Genel bir kurala göre ise, verilen bu sıcaklığın altında çalışılan her bir 10 ^{o}C ise kondansatör ömrünü yaklaşık olarak 2 kat artırmaktadır [17].

Bir elektrolitik kondansatörün ömrünü tamamlaması, üreticinin verdiği sığa değerinin % 20 azalması ve kayıp faktörü (tanδ)'nın %200 artması anlamına

gelmektedir [17]. Kayıp faktörünün literatürdeki anlamı ise Denklem (1.6)'da olduğu gibi ESR değerinin sığadan dolayı oluşan empedansa oranı demektir. Bu formül temel alınarak, ürün ömrünün tamamlandığı an incelenirse ESR değerinin % 250 arttığı gözlenebilmektedir. Artan ESR, güç kayıplarını da artırdığı için elektrolitik kondansatörlerin zamanla kendi kendini tükettiği söylenebilmektedir;

$$\tan\delta = \frac{ESR}{X_C} \longrightarrow ESR \propto \frac{\tan\delta}{X_C} \longrightarrow \frac{\%200}{\%80} = \%250 \tag{1.6}$$

Uygulamaya göre kondansatör ömrü ise üreticinin verdiği araçlarla ya da kaynaklarda önerilen yöntemlerle yapılmaktadır [17].

1.3.3. Dirençler

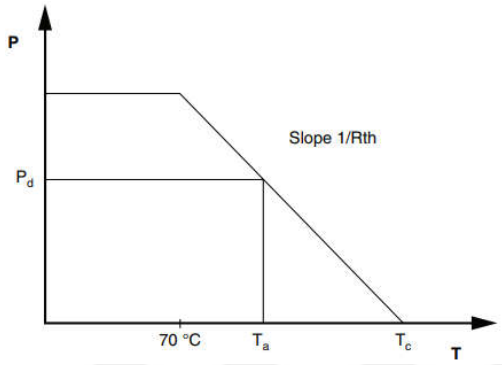
Elektroniğin en temel elemanlarından olan dirençler, metal-film, karbon-film ya da tel sargılı malzemelerden oluşabilmektedir. Dirençler ile ilgili temel bilgiler literatürde geniş bir şekilde yer almaktadır. Dirençler, elektronik devrelerde genellikle akım sınırlama, ölçme ve enerji harcama gibi çeşitli görevlerde kullanılabilmektedir.

Bir flyback dönüştürücüde, özellikle akım ölçme ve trafo kaçak endüktansında biriken enerjinin bastırma hücresinde harcanması gibi konularda dirençler kullanılmaktadır. Bu bölgelerde kullanılan dirençler genellikle yüzeye monteli (SMD) türde ya da bacaklı (TH) yapıda olmaktadırlar. Dirençler, güç kayıpları ile direk olarak ilintili olan elemanlardır. Üzerinde harcanan gücü çok verimli bir şekilde ısıya çevirebilmektedirler.

Akım ölçme amacıyla kullanılan dirençler genellikle birkaç miliohm mertebesinden birkaç ohm mertebesine kadar olabilmektedir. Ölçme dirençlerinin bu kadar düşük olmasının sebebi ise genellikle yüksek akım yollarında bulunmalarından dolayı oluşabilecek güç kaybının azaltılmaya çalışılmasıdır. Bu amaç ile kullanılan dirençlerin, içerisindeki parazitik elemanların küçük olması sebebiyle SMD türde olması önerilmektedir.

Bastırma hücresinde kullanılan dirençler ise yüksek güç dayanımına sahip olmalıdır. Bu bölgede kullanılacak olan dirençler genel olarak 0,25W, 0,5W ve 1W gibi

güçlerine göre ayrılmaktadırlar. Direnç seçiminde, üretici tarafından sağlanan ve Şekil 1.24'te gösterilen, direncin sağlayabileceği güç dayanımının sıcaklığa göre değişim grafiği incelenmelidir. Bu grafikte görülebileceği gibi, seçilen dirençte harcanabilecek olan güç, sıcaklığa göre değişiklik göstermektedir.



Şekil 1.24. Dirençte harcanabilecek güç kaybının sıcaklığa göre değişimi [26]

1.4. Yarı-iletkenlerin Isıl Yönetimi

Yarı-iletken malzemelerin ısıl yönetimi, SMPS tasarımlarındaki kritik konulardan bir tanesidir. Ürünlerde meydana gelen hataların büyük bir kısmı sıcaklık kaynaklıdır [6]. Bu konuda ilave bilgiler kaynaklarda mevcuttur [8, 17]. Flyback dönüştürücülerde ana anahtarlama elemanı olan MOSFET ve ikincil tarafta doğrultma amacıyla kullanılan diyotlar en kritik yarı-iletken malzemelerdir.

Silisyum (Si) tabanlı yarı-iletkenlerin iç parametreleri yani performansları Şekil 1.25'te görülebileceği gibi sıcaklığa duyarlıdır. Bu sebeple elverişli bir sıcaklıkta tutulmaları, sistem performansı açısından da önemlidir.

MOSFETS

Parameter	Temperature Coefficient	Comment
V_{DSS}	+0.04 to 0.1%/°C	Increases with resistivity (BV_{DSS})
$R_{DS(ON)}$	+0.7 to 1.0%/°C	
$V_{GS(TH)}$	-0.1 to 0.2%/°C	
I_{DSS}	Approx x2 per 11°C rise	
g_{fs}	Small (say -0.2% / °C)	
V_f (of body diode)	-2 to 2.5mV/°C	
dV/dT capability falls as temperature increases. Switching speed does not alter significantly.		

DIODES

Parameter	Temperature Coefficient	Comment
Vss	-1.9 to 2.2mV/°C	
Bss	+0.7 to 0.09%/°C	

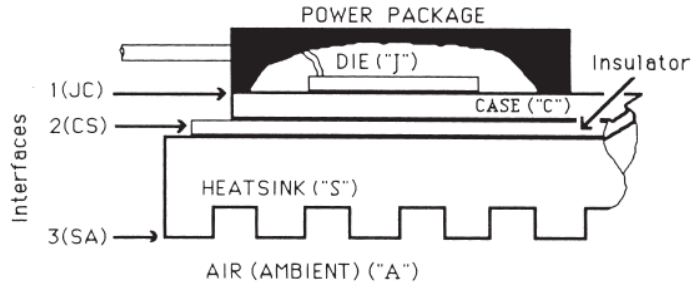
Şekil 1.25. Si MOSFET ve diyot parametrelerinin sıcaklığa göre değişim bilgisi [27]

Yarı-iletken sıcaklığının kontrol altında tutulması sadece performans açısından değil güvenilirlik açısından da oldukça önemlidir. Uygulamada, MOSFET ve diyot gibi yarı-iletkenlerin jonksiyon sıcaklıkları veri yaprağında verilen limitlerin kesinlikle üzerine çıkmamalıdır [6]. Bu limitler Si tabanlı anahtarlar için tipik olarak 150 ^{o}C iken yeni nesil SIC ya da GAN tabanlı anahtarlar için 200 ^{o}C olabilmektedir.

Termal tanımlamaların anlaşılabilmesi için elektriksel tanımlar ile arasında paralellikler kurulabilmektedir. Elektriksel öğeler olan gerilim, akım ve direncin termal karşılıkları sırasıyla sıcaklık, ısı yada güç ve termik direnç olarak kabul edilmektedir.

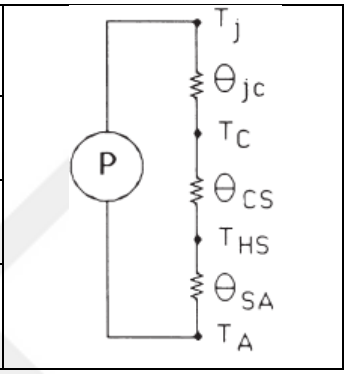
MOSFET ve diyotların sıcaklıkları kontrol altında tutulurken başvurulan en önemli araç soğutuculardır. Anahtarların paketleri de soğutucu kullanımı için önemlidir. Soğutucu görevi kimi paketlerde alüminyum malzemeler ile sağlanırken kimi paketlerde ise elektronik kartın üzerindeki bakır alanlar kullanılmaktadır. Bu tezde alüminyum soğutucular tercih edilmektedir.

Soğutucu kullanılan bir güç paketinin detaylı görünümü Şekil 1.26'da mevcuttur. Bu yapıdaki kritik birimler jonksiyon, paket, soğutucu ve ortamdır. Bu birimlerin her birinin arasında termik dirençler mevcuttur. Jonksiyonda oluşan güç kaybı bu dirençler üzerinden ısıl enerji şeklinde akarak ortama aktarılmaktadır. Termik direnç ne kadar düşük olursa, bu akış yani soğutma da o kadar iyi olmaktadır. Literatürde sık kullanılan bu birimler arasındaki termik dirençler Şekil 1.27'de gösterilmektedir.



Şekil 1.26. Soğutucu kullanılan bir güç paketinin detaylı görünümü [6]

$R_{\theta JA}$	Jonksiyondan ortama olan termik direnç
$R_{\theta JC}$	Jonksiyondan pakete olan termik direnç
$R_{\theta CS}$	Paketten soğutucuya olan termik direnç
$R_{\theta SA}$	Soğutucudan ortama olan termik direnç



Şekil 1.27. Sık kullanılan termik direnç terminolojileri ve modeldeki karşılıkları [6]

Üreticiden ve uygulamadan elde edilen güç kaybı, ortam sıcaklığı ve termik direnç gibi bilgilere göre, tipik bir yarı-iletken anahtarın jonksiyon sıcaklığı Denklem (1.7) ile bulunabilmektedir;

$$T_{J,MAX} = P_D(R_{thJA} + R_{thCS} + R_{thSA}) + T_A \tag{1.7}$$

Yarı-iletken anahtar paketleri arasında en çok bilineni TO-220'dir. Bu paket için soğutucu kullanılmadığında, tipik $R_{\theta JA}$ değeri 62,5 $^oC/W$ 'dır. Uygulama için, bu termik direnç yeterli olmadığında, soğutucu kullanılarak soğutma performansı artırılabilmektedir. Sık kullanılan paket türleri için tipik termik direnç değerleri Tablo 1.2'de mevcuttur.

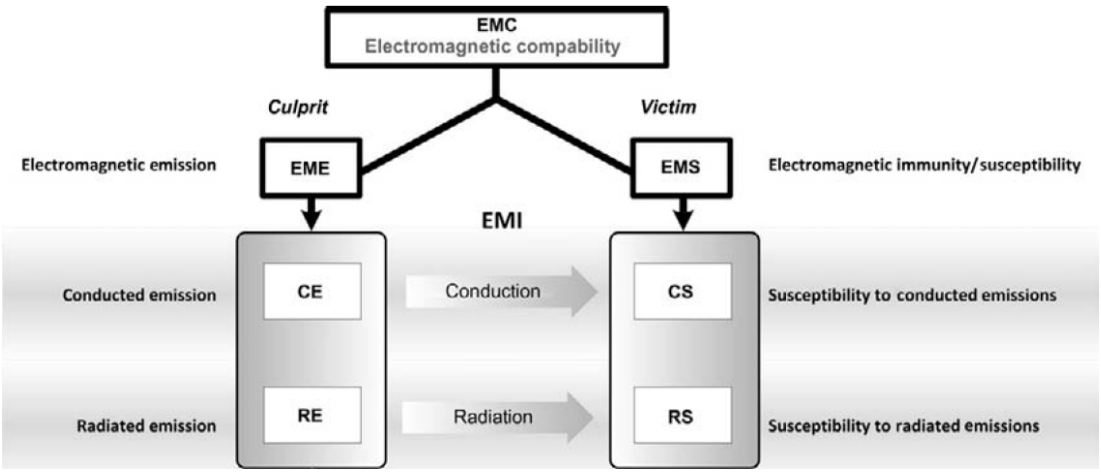
Tablo 1.2. Sık kullanılan paketlerin termik dirençleri [6]

Paket	$R_{\theta JA}$ (^{o}C/W)
TO-3	30,0
TO-3P	30,0
TO-218	30,0
TO-218FP	30,0
TO-220	62,5
TO-225	62,5
TO-247	30,0
DPACK	100,0

1.5. EMI Standartları ve Limitler

Elektromanyetik girişime uyumlu ya da daha çok bilinen ismiyle EMI uyumlu cihaz, kısaca, ortamdaki elektromanyetik yayılımlardan etkilenmeyen ve ortama da yayılım yapmayan cihaz anlamına gelmektedir [17]. Dolayısıyla, EMI için Şekil 1.28'de olduğu gibi bir kaynak ve bir de kurban vardır. SMPS tasarımları, genellikle yüksek gerilim anahtarlamalar ve değişken akım çevrimleri içerdiği için yayılım yapan tarafta bulunmaktadır. Bu yayılım hat üzerinden (CE) ya da havadan (RE) olabilmektedir.

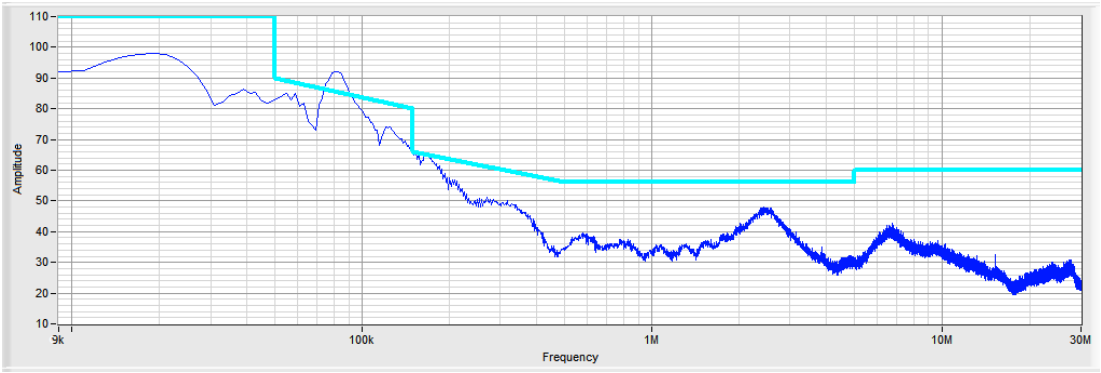
CE ve RE sebebiyle çevredeki cihazların çalışmaları etkilenebilmektedir. Bu sebeple, bu yayılımların her birisi standartlar tarafından sınırlandırılmıştır. SMPS tasarımları sırasında, bu standartların ve sınır değerlerin bilinerek, tasarımların bu değerlere göre yönlendirilmesi önemli bir süreçtir. Aksi durumda, tasarım süreci tamamlanmış ürünler için uzun test döngüleri ve iterasyonlar gerekli olmaktadır.



Şekil 1.28. Genel EMC elemanları [17]

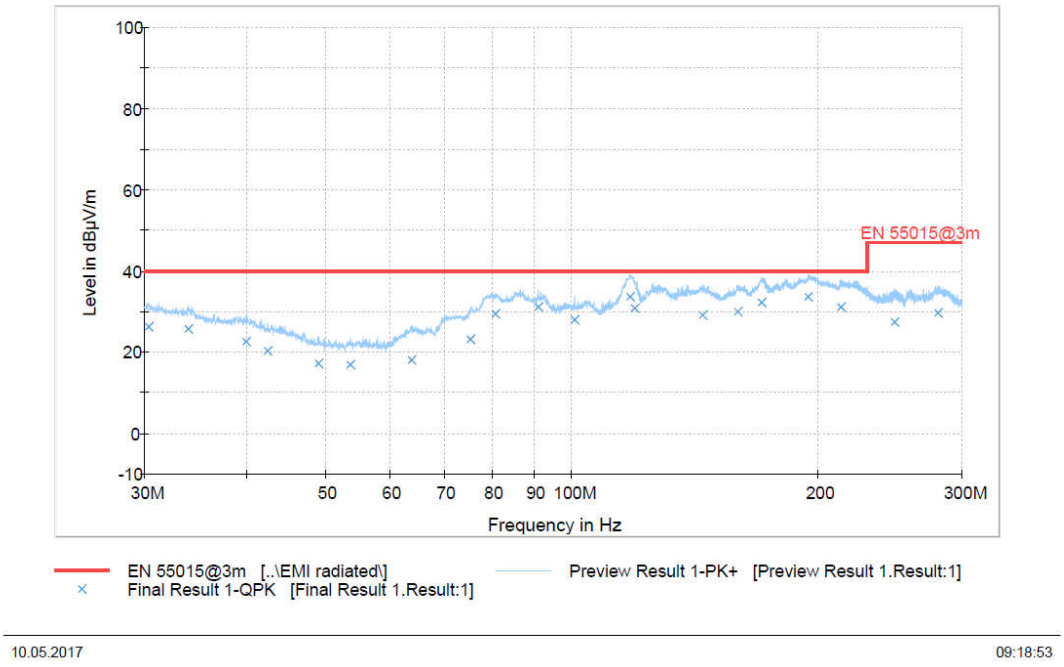
Flyback dönüştürücü gibi anahtarlamalı güç kaynakları için temel EMI standartları EN55015 ve EN 55022 'dir [17, 28]. Bu standartlar da kendi içerisinde A ve B sınıfı olarak ikiye ayrılmaktadır. A sınıfı olanlar endüstriyel ortamda kullanılacak cihazlar için kullanılırken, B sınıfı olanlar ise ev gibi yaşamsal ortamlar için kullanılmaktadır [17].

Şekil 1.29'da EN55015 standardına göre EMI spektrumda, pratik bir CE ölçüm sonucu gösterilmektedir. Bu standarda göre 0-30 MHz aralığındaki yayılımlar önemliyken, dBµV cinsinden olan genlik limitleri frekanslara göre değişiklik göstermektedir. Bu değişimler incelendiğinde, özellikle 150 kHz bölgesinde limitlerin minimum seviyeye düştüğü görülmektedir. Bu sebeple, SMPS tasarımlarında anahtarlama frekansı tipik olarak 150 kHz ve altında tutularak, EMI limitlerinin zorlu olan bölgesinden uzak kalınmaya çalışılmaktadır.



Şekil 1.29. Pratik bir CE ölçüm sonucu

Şekil 1.30'da ise EN55015 standardına göre EMI spektrumda, pratik bir RE ölçüm sonucu gösterilmektedir. Bu standarda göre 30-300 MHz arasındaki yayılımlar önemliyken, dBµV/m cinsinden olan genlik limiti geniş bir frekans bandında 40 dBµV/m'dir.



Şekil 1.30. Pratik bir RE ölçüm sonucu

Pratik ölçüm sonuçlarında da görüleceği üzere, CE için daha düşük frekans bandında ölçümler yapılırken, RE için daha yüksek frekanslı yayılımlar önemlidir. Bu tür ölçümler, pahalı cihazlar ve ortamlar gerektirdiği için genellikle akredite laboratuvarlarda gerçekleştirilmektedir.

2. KABUL GÖREN TASARIM YAKLAŞIMLARI, SAVUNULAN ALGORİTMA VE KARŞILAŞTIRMALAR

Özellikle 100W seviyesine kadar olan orta güç bölgesinde gerek performans ve güvenilirlik gerekse maliyet ölçütleri göz önünde bulundurulduğunda, günümüze kadar olan süreçte en çok kullanılan devre topolojisi flyback olduğu için bu konuda kabul görmüş çeşitli tasarım algoritmaları mevcuttur. Özellikle Basso, Maniktala ve Pressman gibi Güç Elektroniği profesörlerinin kitaplarında çeşitli tasarım metotları yer almakta ve bu kaynaklar tasarımcılara temel oluşturmaktadır [9, 23, 29]. Dahası, çeşitli flyback kontrol entegresi üreticileri,bu temel bilgileri kullanarak ürüne yönelik tasarım algoritmaları geliştirip kullanıcılarına sunmaktadırlar. Ancak, her ne kadar bu algoritmalar, tasarımların ürüne dönüşüm süresini kısaltsa da termal güvenilirlik, elektromanyetik yayılım ve ürün ömrü gibi kritik konulara ilişkin boşluklar içermektedir.

ON Semiconductor, Diodes ve International Rectifier gibi yarı-iletken üreticileri, flyback kontrol entegresi geliştirme ve üretme konusunda ön plana çıkan markalardır. Bu üreticiler tarafından hazırlanan uygulama notları, tasarımcılar tarafından rehber olarak kullanılmaktadır. Bu bölümde, kabul gören çeşitli tasarım algoritmalarının çıktıları bir uygulama üzerinden elde edilmiştir. Sonrasında ise tez için savunulan, güç kayıpları ve ısıl artışları ön planda tutan bir tasarım algoritması sunulmuştur. Çıktıların karşılaştırılması ve savunulan algoritma ile sağlanan avantajlar ise bölümün sonunda tartışılmıştır.

Gerçekleştirilecek olan tasarım için Tablo 2.1'de verilen temel tasarım girdileri kullanılmıştır. Doğru karşılaştırmalar yapılabilmesi için, bu tasarım sıkça kullanılan ortalama güç seviyesinde ve elverişli özelliklerde bir uygulamaya yöneliktir. Tasarım, kesintili mod bir kontrol yapısındadır.

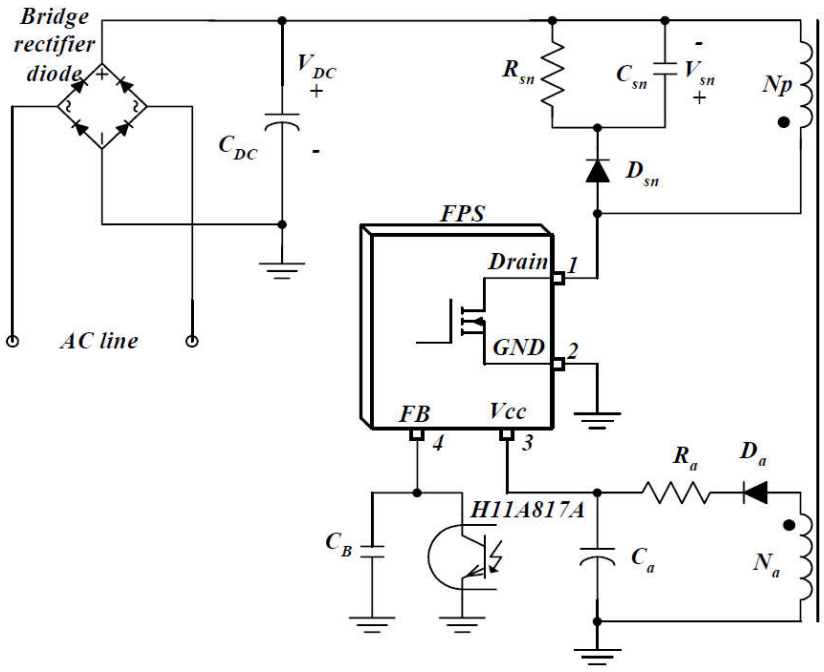
Tablo 2.1. Uygulama için kullanılan tasarım girdileri

Parametreler		Değerler
V_{IN}	Giriş Gerilimi	90 - 265 V_{rms}
V_{OUT}	Çıkış Gerilimi	40 V_{DC}
I_{OUT}	Çıkış Akımı	1 A_{DC}
P_{OUT}	Çıkış Gücü	40 W
f_{SW}	Anahtarlama Frekansı	65 kHz
D_{MAX}	Maksimum Doluluk Oranı	0,5
$\theta_{AMB,MAX}$	Maksimum Ortam Sıcaklığı	45 $^{\circ}C$

2.1. Tümleşik Kontrolör ve MOSFET Kullanılan Tasarım Yaklaşımı

Yarı-iletken teknolojisinin gelişmesi ile birlikte MOSFET gibi anahtarların güç kaybı ve ısıl iletkenlik gibi özellikleri de olumlu yönde gelişmiştir. Bu gelişme, MOSFET ile daha hassas olan analog devrelerin birbiri ile tümleşik olarak üretilebilmesinin yolunu açmıştır. Gerek tasarım kolaylığı ve fiziksel boyut kazancı gerekse de birbirine daha yakın olan elektriksel yolların ve küçülen çevrimlerin getirdiği daha iyi EMI performansı ile birlikte kontrolörün ve MOSFET'in aynı entegre içerisinde olduğu tasarımlar popülerlik kazanmıştır. On Semiconductor, özellikle güç elektroniği topolojilerine yönelik kontrol entegreleri üzerine çalışmalar yapan tanınmış bir yarı-iletken firmasıdır. Firmanın, flyback için kontrol entegresi ve anahtarlama yarı-iletkeni olan MOSFET'in tek bir kılıf içerisinde olduğu devre yaklaşımına yönelik ürünleri bulunmaktadır. Bu yaklaşımda en çok ilerleyen firmalardan birisi olarak göze çarpmaktadır. Bu şekilde tümleşik bir yapının şeması Şekil 2.1'de gösterilmiştir. Firma, çok bilinen SOIC-8, TO-220 gibi standart kılıfların içerisine MOSFET ve kontrol entegresini sığdırabildiği gibi kendisine özgü farklı kılıflarda da benzer çözümleri uygulamaktadır. Bu tür bir yaklaşım, tasarım hızını artırmada, karmaşıklığı azaltmada ya da devrenin fiziksel boyutunu azaltmada

avantajlar sağlayabilmektedir. Bunların dışında, kontrolörün kapı sürme devreleri ile MOSFET kapısı arasındaki elektriksel gürültülere duyarlı olan çevrim mesafesini ve aynı zamanda ölçme yollarını kısaltarak da tasarım için bir avantaj getirmektedir. Ancak, tüm bunlara rağmen, tasarıma erişebilirliği kısıtlaması büyük bir dezavantaj sağlamaktadır. Tasarım sonucu ortaya çıkan ürüne yönelik EMI ya da ısıl problemlerin ortaya çıkması durumunda, tasarımcıya değiştirebileceği fazla bir alan bırakılmamaktadır. Oysaki kontrolör ile MOSFET'in arasındaki kapı sürme direncinde yapılabilecek değişiklikler bu türde problemleri çözmeye yönelik önemli bir parametredir. Bunun dışında, kontrol entegresinin güç kayıplarının yüksek olduğu, yüksek sıcaklıkta bir ortamda bulunması da bir dezavantaj olarak görülmektedir.



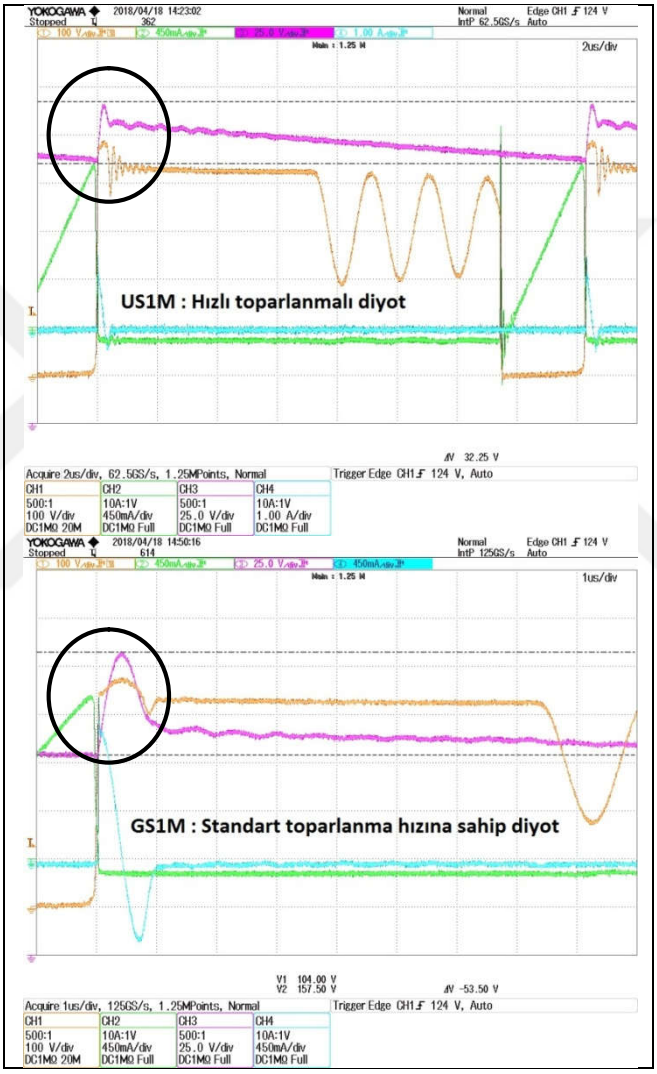
Şekil 2.1. ON Semiconductor üreticisine ait tümleşik MOSFET ve kontrolör içeren tasarım yaklaşımı ile genel devre şeması [30]

On Semiconductor (ONSemi) firmasının Flyback tasarım yaklaşımına yönelik bilgiler AN4137 isimli tasarım notunda adım adım anlatılmaktadır [30]. Tablo 2.2'de temel girdileri verilen tasarım için, bu not kullanılarak hesaplamalar yapılmıştır. Kritik sonuçlar ise Tablo 2.3'te paylaşılmıştır. Çıktılar, tasarım notundaki sıraya göre verilmiştir. Tasarım notu ve sonuçları göze alındığında Tablo 2.3'te belirtilen değerlendirme kriterlerine yönelik tespitler ortaya çıkmıştır.

Tablo 2.2. ONSemi AN4137 uygulama notuna göre kritik tasarım sonuçları

C_{IN}	Giriş kondansatörü	100 µF
V_{MIN}	En düşük DC bara gerilimi	91 V
D_{MAX}	Maksimum doluluk oranı	0,5
V_{OR}	İkincil taraftan yansıyan gerilim	91 V
L_P	Trafo birincil sargı endüktansı	318 µH
I_P	Birincil taraf tepe akımı	2,20 A-pk
I_{RMS}	Birincil taraf etkin akımı	0,9 A_{RMS}
$V_{DS,MAX}$	MOSFET üzerindeki maksimum gerilim	620 V
V_{SN}	Bastırma gerilimi	154 V
I_{C-M}	Seçilen kontrolör ve MOSFET entegresi	FSDM 07652RE (650V, 2.5A_{PK} akım limiti)
TRF	Seçilen trafo	EE25
Np	Birincil sargı sarım sayısı	51 sarım
B_{MAX}	Maksimum manyetik akı yoğunluğu	0,3 T
n	Trafo sarım oranı	2,22
N_S	İkincil sargı sarım sayısı	23 sarım
I_{SRMS}	İkincil taraf etkin akımı	2,00 A_{RMS}
D_S	İkincil diyot	300 V, 3 A
I_{RIPPLE}	Çıkış kondansatörü akım dalgalanması	1,73 A_{RMS}

Uygulama notunun içerisinde, bastırma devresinde hızlı türde bir diyot kullanılması önerilmektedir. Ancak, bu türde kullanılan diyotlar bastırma akımını ihtiyacın ötesinde hızlı kesime götürdüğü için MOSFET gerilimi üzerinde salınımlara dolayısıyla EMI problemlerine yol açabilmektedir. Bastırma devresinde standart toparlanma hızına sahip diyot kullanımı bu problemlerin önüne geçebilmektedir [31]. Bu iki durumun karşılaştıran pratik ölçüm sonuçları Şekil 2.2'de gösterilmektedir.



Şekil 2.2. Bastırma devresinde hızlı türde bir diyot ile standart bir diyot kullanılmasının MOSFET gerilimi (V_{DS}) üzerinde yol açtığı salınımların karşılaştırılması

Tablo 2.3. ONSemi yaklaşımı için değerlendirme sonuçları

Tasarım kolaylığı	+++
İterasyon sayısı	++
Kontrol edilebilirlik	++
Kapsayıcılık	+
Güvenilirlik kaygısı	+
EMI kaygısı	++
Termal kaygı	+

Tablo 2.3 incelendiğinde, kullanılan tasarım yaklaşımının pozitif ve negatif yönde değerlendirmelerine ulaşılabilmektedir. Bu yaklaşım, her ne kadar tasarım kolaylığı ve fiziksel boyut konusunda avantajlar sunsa da tasarımcıyı seçimler ve problem durumunda yapılabilecek değişiklikler konusunda kısıtlamakta ve dahası özellikle doğru kontrol entegresi seçimi konusunda ortaya çıkan yüksek sayıdaki iterasyonlar gibi konularda da dezavantajlar içermektedir. Bunlara ek olarak, EMI ve termal kaygı içermediği gözlenmiştir. Ürün ailesinde, kullanılan MOSFET'lerin özellikle iletim durumundaki dirençlerinin yüksek değerlerde olduğu gözlenmiştir. Bu durum iletim kayıplarının artmasına sebep olmaktadır. Görülen en düşük MOSFET iletim direnci 100°C jonksiyon sıcaklığı için 1,60 Ω değerindedir. Kontrolörün ve MOSFET'in entegre bir biçimde olması, daha doğru bir anahtar seçiminin önünde engel olduğu için tasarımcının kısıtlandığı bir başka nokta olarak ön plana çıkmaktadır.

2.2. Ayrık Kontrolör ve MOSFET ile Tasarım Yaklaşımı

MOSFET ve kontrolörün birbirinden ayrı olduğu tasarım yaklaşımı halen en çok tercih edilen yapıdır. Bu yaklaşım ile MOSFET istenilen hızda açılıp kapatılabildiği için güç kayıpları ve elektriksel gürültüler kontrol altında tutulabilmektedir. International Rectifier (IR), tasarım yaklaşımı incelenen bir başka güç yarı iletkenleri

ve güç elektroniği devre yapılarına özgü kontrol entegreleri üreticisidir. Son dönemde, aynı alanda bir başka üretici olan Infineon ile güçlerini birleştirmişlerdir. Bu sayede ürün yelpazeleri de genişlemiştir.

IR tarafından yayınlanan AN-1195 isimli uygulama notu kullanılarak, üzerine çalışılan uygulama için Tablo 2.4'de verilen tasarım sonuçları ortaya çıkmıştır [32]. Bu uygulama notunda, özellikle LED sürücü uygulamalarına yönelik bir flyback kontrolör kullanılarak tasarım adımları anlatılmıştır. Önceki yaklaşımdan farklı olarak, bu defa kontrolör ve MOSFET'in birbirinden ayrı olduğu bir tasarım mevcuttur.

Tablo 2.4. IR AN-1195 uygulama notuna göre kritik tasarım sonuçları

D_{MAX}	Maksimum doluluk oranı	0,5
L_P	Trafo birincil sargı endüktansı	468 µH
n	Trafo sarım oranı	3,1
I_P	Birincil taraf tepe akımı	2,10 A-pk
V_{OR}	İkincil taraftan yansıyan gerilim	128 V
I_{RMS}	Birincil taraf etkin akımı	0,85 A_{RMS}
$V_{DS,MAX}$	MOSFET üzerindeki maksimum gerilim	620 V
V_{SN}	Bastırma gerilimi	117 V
I_{C-M}	Seçilen kontrolör	IRS2983
TRF	Seçilen trafo	EE25
B_{MAX}	Maksimum manyetik akı yoğunluğu	0,26 T

Kullanılan yaklaşımda MOSFET ve kontrolörün birbirinden ayrı olması tasarımcıya bir özgürlük kazandırarak, EMI ya da ısıl problemler durumunda MOSFET üzerinde çeşitli parametrelere müdahale imkanı tanımıştır. Ancak, bu avantajların

kullanılabileceği öneriler, uygulama notunda belirtilmemiştir. Uygulama notu, en kritik elemanlardan olan MOSFET ve diyot seçimi konusunda yetersizlik barındırmaktadır. Bunlara ek olarak, en çok güç kayıplarından birinin yaşandığı bastırma devresi ile ilgili de bilgiler yetersizdir. Tasarım adımları sade ve net ilerlemesine rağmen, birçok kritik konuda derinlik içermemektedir. EMI konusunda bir kısım bilgi verilirken, güç kayıpları ve termal konularda kaygı gözetilmemiştir. Değerlendirme kriterlerine göre sonuçlar Tablo 2.5'te gösterilmiştir.

Tablo 2.5. IR yaklaşımı için değerlendirme sonuçları

Tasarım kolaylığı	+++
İterasyon sayısı	++
Kontrol edilebilirlik	++
Kapsayıcılık	++
Güvenilirlik kaygısı	+
EMI kaygısı	+
Termal kaygı	+

2.3. Ayrık Kontrolör ve MOSFET ile Düşük Sarım Oranı Tercih Edilen Tasarım Yaklaşımı

Trafoya ait birincil ve ikincil sarım oranlarının düşük seviyede tutulmasıyla, daha düşük doluluk oranlarında çalışmak bir tasarım tercihidir. Bu bağlantı flyback yapısının temel denklemi olan Denklem (3.29)'da görülmektedir. Bu yaklaşım ile ikincil taraftan yansıyan flyback gerilimi düşük seviyede tutulabilmektedir. Düşük seviyede tutulan flyback gerilimi, MOSFET üzerindeki stresi azalttığı için ve bastırma gerilimi daha yüksek seviyede tutulabildiği için daha güvenli bir çalışma koşulu sağlayabilmekte ve bastırma devresinde daha az güç kaybı görülebilmektedir. Ancak, birincil tepe akımı nispeten daha yüksek seviyede olduğu için gerek güç kayıpları artmakta gerekse de giriş kondansatöründen akan kırpıntı akımı artarak

ürün ömrünün azalmasına sebep olabilmektedir. Bunlara ek olarak, ikincil diyot üzerindeki gerilimin nispeten daha yüksek olarak 200 V üzerine çıkması, schottky diyot kullanılmasının önüne geçerek bu bölgede oluşan güç kayıplarının artmasına sebep olmaktadır.

Diodes, güç yarı-iletkenleri üreten bir başka bilinirliği yüksek firmadır. Bu üreticinin tasarım yaklaşımı AN-1028 isimli uygulama notunda anlatılmaktadır [33]. Bu doküman kullanılarak ortaya çıkan tasarım sonuçları Tablo 2.6'da gösterilmektedir.

Tablo 2.6. Diodes AN-1028 uygulama notuna göre kritik tasarım sonuçları

D_{MAX}	Maksimum doluluk oranı	0,5
n	Trafo sarım oranı	1,52
I_P	Birincil taraf tepe akımı	2,63 A-pk
L_P	Trafo birincil sargı endüktansı	222 µH
TRF	Seçilen trafo	EE25
B_{MAX}	Maksimum manyetik akı yoğunluğu	0,27 T
V_{OR}	İkincil taraftan yansıyan gerilim	60 V
I_{C-M}	Seçilen kontrolör	AP3706
$V_{DS,MAX}$	MOSFET üzerindeki maksimum gerilim	620 V
V_{SN}	Bastırma gerilimi	185 V
D_S	İkincil diyot	300 V, 3 A

Tablo 2.7. Diodes tasarım yaklaşımı değerlendirme sonuçları

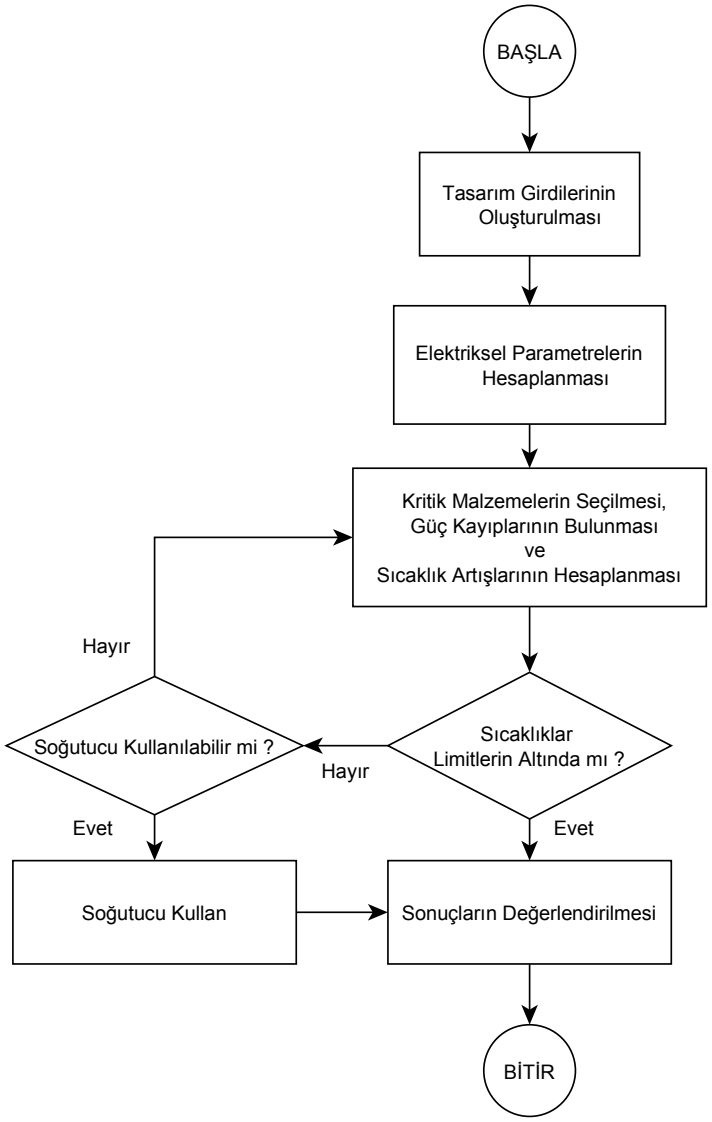
Tasarım kolaylığı	+++
İterasyon sayısı	+++
Kontrol edilebilirlik	++
Kapsayıcılık	+
Güvenilirlik kaygısı	++
EMI kaygısı	+
Termal kaygı	+

Sonuç olarak, Diodes üreticisinin de benimsediği düşük sarım oranı ile yapılan MOSFET ve kontrolörün ayrık olarak kullanıldığı tasarım yaklaşımı daha önce anlatıldığı gibi avantaj ve dezavantajlar içermektedir. Bunların yanında, uygulama notuna göre yapılan tasarımın değerlendirilmesi Tablo 2.7'de gösterilmiştir. Her ne kadar tasarım hızlı ve kolay ilerlese de sadece en kritik elemanlara odaklanıp diğer elemanları kapsamamaktadır. Düşük sarım oranı MOSFET'in daha güvenli bölgede çalışarak, gerilim sınırlarına yaklaşmamasını sağlamaktadır. Ancak, termal ve EMI konularında bir kaygı gözetilmemiştir.

2.4. Termal Olarak Güvenli Tasarım Yaklaşımı

Anahtarlamalı bir güç kaynağı tasarımında, ürün güvenilirliğini ve ömrünü belirleyen en önemli faktör tasarımın ısıl performansıdır. Bu sebeple, seçilen kritik malzemelerin sıcaklık artışları kritik unsurlardır. Bu sıcaklık artışları, ilgili malzemelerin güç kayıpları ile ilintilidir. Tasarım esnasında güç kayıplarının kestirilebilmesi ve önemli malzemelerin sıcaklık artışlarının öngörülerek çözüm bulunması, daha sonra ortaya çıkabilecek problemlerin önüne geçilmesini sağlayabileceği gibi ürüne dönüşen tasarımların sahadan geri dönüşlerini de azaltabilmektedir.

Her ne kadar literatürde flyback ile ilgili zengin kaynaklar bulunsa da tasarım esnasında kritik elemanların güç kayıplarını hesaplamak için kapsayıcı ve tutarlı bir çalışmanın eksikliği görülmektedir. Bu bölümde, bahsedilen eksikliği gidermek için bir flyback tasarımındaki bütün kritik elemanların güç kayıplarının ve sıcaklık artışlarının henüz tasarım esnasında öngörülebildiği dolayısıyla ısıl performansı ön planda tutan bir tasarım yaklaşımı sergilenmektedir. Bu yaklaşımda tüm kontrolün tasarımcıda olduğu MOSFET ve kontrolörün ayrık olarak kullanıldığı devre yapısı kullanılmaktadır. Savunulan tasarım yaklaşımını daha anlaşılır bir şekilde göstermeyi hedefleyen bir akış diyagramı Şekil 2.3'de verilmektedir.



Şekil 2.3. Güç kayıplarını ve sıcaklık artışlarını ön planda tutan tasarım yaklaşımının akış şeması

Savunulan algoritmaya göre, tasarım girdilerinin belirlenmesi ile başlayan çalışma, flyback topolojisine ait önemli elektriksel büyüklüklerin hesaplanması ile devam etmektedir. Bir sonraki adımda kritik malzemeler seçilmekte ve bu malzemelerde oluşan güç kayıplarının kestirimleri tek tek yapılmaktadır. Bu güç kayıplarından dolayı oluşan sıcaklık artışları da yine bu adımda hesaplanmaktadır. Eğer bu sıcaklıklar, önerilen limitlerin altında ise tasarım sonlanarak sonuçlar değerlendirilebilmektedir. Ancak, eğer kritik malzemelerin sıcaklıkları limitlerin üzerindeyse, soğutucu kullanımı uygulanabilir olan elemanlara çözüm olarak soğutucu kullanımı önerilmektedir. Bunun mümkün olmadığı elemanlar içinse yeniden seçim yapılması ve aynı prosedürün tekrar edilmesi önerilmektedir. Bu şekilde, önemli elektriksel büyüklüklerin tümüyle bilindiği, kritik bütün elemanların güç kayıplarının ve sıcaklık artışlarının en kötü durumlar için öngörülebildiği ve limitlerin altında tutulabildiği bir tasarım ortaya çıkmaktadır.

Kabul gören diğer tasarım yaklaşımlarında olduğu gibi, Tablo 2.1'de özellikleri verilen uygulama için savunulan yaklaşım kullanılarak bir çalışma gerçekleştirilmektedir. Bölümün devamında ise bu çalışma algoritmaya uygun olarak adım adım anlatılmaktadır.

2.4.1. Tasarım girdilerinin oluşturulması

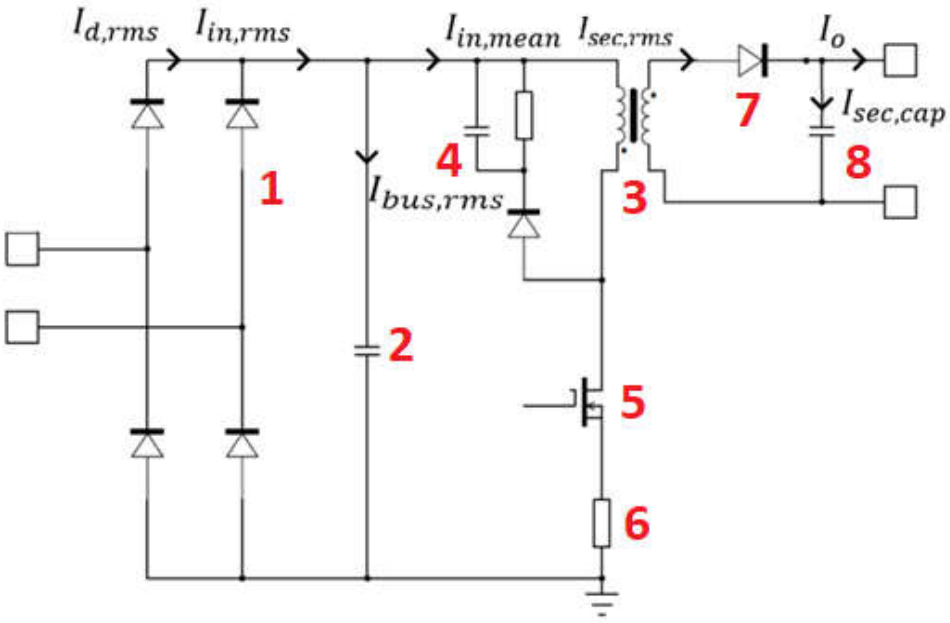
Her güç kaynağı tasarımı başlangıçta tasarım girdilerinin elde edilmesiyle başlamaktadır. Bu çalışma için gerekli tasarım girdileri, diğer yaklaşımlar için de kullanıldığı gibi Tablo 2.1'de yer almaktadır. Ancak, diğerlerine ek olarak MOSFET üzerinde drain terminalinden source terminaline olan gerilimin yükselme ve alçalma zamanlarına bir limit koyulmuştur. Bu limit, MOSFET anahtarlama kayıplarının hesaplanmasına olanak sunduğu gibi EMI ve yalıtım problemlerine de daha tasarım aşamasında önlem alınmasını sağlamaktadır. Yüksek gerilimlerin, anahtarlama sırasındaki yükselme ve alçalma zamanları gereğinden fazla olduğunda devre üzerindeki parazitik elemanların fonksiyonel olmasını sağlayarak salınımlara yol açmakta dolayısıyla da EMI problemlerine sebep olmaktadır. Bu zamanların gereğinden düşük olması ise anahtarlama kayıplarının artmasına sebep olmaktadır. Sonuç olarak, elektromanyetik yayılım ile anahtarlama kaybı arasında bir denge kurulmalıdır. Bu sebeple, MOSFET üzerindeki drain ucundan source ucuna olan

gerilimin yükselme ve alçalma hızı Denklem (2.1)'de olduğu gibi ortalama bir hız olan 7 kV/µs olarak öngörülmüştür. Bu öngörü, diğer yaklaşımlara göre bir fark yaratmaktadır. Belirlenen bu değişim hızının nasıl kullanıldığı ise MOSFET kayıplarının bulunması sırasında anlatılmaktadır;

$$\frac{dV_{DS}}{dt} = \frac{7kV}{\mu s} \tag{2.1}$$

2.4.2. Elektriksel parametrelerin hesaplanması

Her ne kadar flyback devre yapısının en önemli elemanları flyback trafosu, birincil anahtarlama elemanı olan MOSFET ve ikincil anahtarlama elemanı olan ikincil diyotu olsa da gerek devrenin fonksiyonel olmasını sağlayan gerekse de elektriksel, ısıl, EMI ya da ömür gibi performans kriterlerini yerine getirebilmek için gerekli başka devre elemanları da önemlidir. Genel bir flyback devre yapısında özellikle güç kayıpları açısında kritik rol oynayan devre elemanları ve temel flyback elektriksel büyüklükleri Şekil 2.4'te gösterilmiştir. Henüz tasarımın başındayken, devrenin elektriksel büyüklüklerinin açık bir hale getirilmesi, ileriki adımlardan için tasarımcıya kolaylık sağlamaktadır. Bu amaçla, devre üzerindeki kritik akımlar Denklem (2.2) ile Denklem (2.10) arasında en kötü durumlar için hesaplanmıştır.



Şekil 2.4. Flyback devre yapısındaki önemli elemanlar ve temel devre akımları

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta_{min}} = \frac{40W}{0,8} = 50\,W \tag{2.2}$$

$$I_{in,mean} = \frac{P_{in}}{V_{in,min}} = \frac{50W}{125V_{dc}} = 400\,mA_{dc} \tag{2.3}$$

$$V_{in,min} = 90V_{RMS}\sqrt{2} \cong 125V_{dc} \tag{2.4}$$

$$I_{d,rms} = \frac{I_{in,mean}}{\sqrt{3f_e t_c}} = \frac{400mA_{dc}}{\sqrt{3(50Hz)(2ms)}} = 730\,mA_{rms} \tag{2.5}$$

$$I_{bus,rms} = I_{in,dc,max}\sqrt{\frac{2}{3f_e t_c} - 1} = 950\,mA_{rms} \tag{2.6}$$

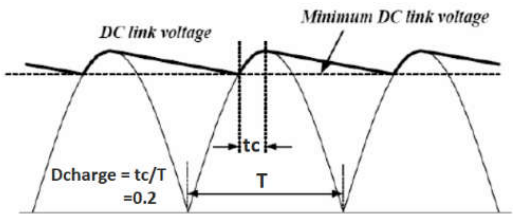
$$I_{peak} = \frac{2I_{in,mean}}{D_{max}} = 1,66\,A \tag{2.7}$$

$$I_{in,rms} = I_{peak}\sqrt{\frac{D_{max}}{3}} = 660\,mA_{rms} \tag{2.8}$$

$$I_{sec,rms} = \frac{I_{in,rms}}{n} = \frac{0,66A_{rms}}{0,3565} = 1,85\,A_{rms} \tag{2.9}$$

$$I_{sec,cap} = \sqrt{I_{sec,rms}^2 - I_o^2} = 1,55\,A_{rms} \tag{2.10}$$

Yukarıdaki denklemlerde kullanılan maksimum doluluk oranı 0,48 olarak alınmıştır. Ayrıca, tc süresi kondansatörün şarj olma süresini temsil etmektedir. Tek fazlı bir sistemde bu süre 2~3 ms aralığında değişkenlik göstermektedir [34]. Girişten, dc bara kondansatörüne bu süre boyunca enerji aktarımı olmaktadır. Dolayısıyla, giriş doğrultucu diyotu da bu süre boyunca aktif olmaktadır. Tek fazlı bir sistemde dc bara kapasitörünün şarj ve deşarj grafiği Şekil 2.5'de gösterilmektedir. Bu çalışmada t_c süresi 2 ms olarak alınmıştır.



Şekil 2.5. Tek fazlı ve köprü doğrultuculu bir sistemde DC bara kondansatörünün şarj ve deşarj grafiği

2.4.3. Kritik malzemelerin seçilmesi, güç kayıplarının ve sıcaklık artışlarının hesaplanması

Hedeflenen uygulama için gerekli flyback devresine ilişkin elektriksel parametrelerin bilinmesi ile birlikte, tasarımda kullanılacak olan ve Şekil 2.4'te belirtilen kritik elemanlar seçilebilmektedir. Bu elemanların her birisi için en kötü durumdaki güç kaybı kestirimleri yapılabilmektedir. Tasarımcı, çok çeşitli malzemeler seçebileceği için, bu çalışmanın asıl odak noktası seçilen bir malzemenin güç kayıplarının nasıl hesaplanabileceğidir.

2.4.3.1. Köprü doğrultucu

Şebeke gerilimini doğrultmak amacı ile kullanılan köprü doğrultucular, şebeke beslemeli güç kaynaklarında çok sık bir şekilde kullanılmaktadır. Bu amaç ile kullanılan diyotlar doğal olarak kesime gittiği için standart bir toparlanma hızına sahip olmaları yeterlidir. Bu uygulama için MCC firmasına ait 1000 V; 1,5 A anma değerleri olan SDB157 parça kodlu bir köprü doğrultucu seçilmiştir [35]. Çalışma esnasında doğrultucu diyotlardan aynı anda iki tanesi aktiftir. Köprü doğrultucu üzerinde oluşan güç kaybı Denklem (2.11) kullanılarak hesaplanabilmektedir. Aktif durumdaki diyotlar bir eşik gerilimi (V_{TO}) ve bir dinamik direnç (R_{dyn}) ile modellenebilir. Bu parametreler, güç kaybı bulunurken önem arz eden parametrelerdir. Bu parametrelerin veri yaprağındaki eğriler yardımıyla bulunmasına dair detaylı çalışmalar kaynaklarda sunulmuştur [36]. Bu uygulamada kullanılacak olan köprü doğrultucu için ise Tablo 2.8'de yer alan ve veri yaprağı I-V karakteristik eğrisinden elde edilen bilgiler, V_{TO} ve R_{dyn} değerlerini bulmak için kullanılmıştır [35]. Güç kaybı için diğer önemli parametreler ise Denklem (2.3) ve Denklem (2.5) ile bulunan ve diyotların üzerinden geçen akımlardır;

$$P_{KD} = 4\left[(V_{TO} \frac{I_{in,mean}}{2}) + (R_{dyn} I_{d,rms}^2) \right] \tag{2.11}$$

Tablo 2.8. Doğrultucunun I-V eğrisine göre V_{TO} ve R_{dyn} parametrelerini bulmak için gerekli bilgiler

	I_F	VF (@ 25 °C)
@ $I_{DIYOT,ANMA}$	1,5 A	1,05 V
@ $2I_{DIYOT,ANMA}$	3,0 A	1,15 V

$$V_{TO} = \frac{(3A)(1{,}05V) - (1{,}5A)(1{,}15V)}{1{,}5A} = 0{,}95\,V \tag{2.12}$$

$$R_{dyn} = \frac{(1{,}15V) - (1{,}05V)}{1{,}5A} = 66{,}7\,m\Omega \tag{2.13}$$

Aynı anda sadece iki diyot aktif olduğu için her biri üzerinde 225 mW kayıp oluşmaktadır. Sonuç olarak, doğrultucu üzerinde toplam 900 mW güç kaybı hesaplanmaktadır. Oluşan bu güç kaybı ısı aktarımı yoluyla gövde üzerinden ortama aktarılmaktadır. Bu esnada en yüksek ortam sıcaklığı için diyot jonksiyon sıcaklığının hangi mertebeye ulaştığını kestirmek önemlidir. Bu kestirim için gerekli olan doğrultucunun jonksiyonu ile ortam arasındaki termik direnç bilgisine datasheet üzerinden ulaşılabilmektedir. Silisyum yarı-iletken tabanlı malzemelerde maksimum jonksiyon sıcaklığı 150 °C 'dir. 25 °C' lik bir güvenlik bölgesiyle, bu çalışma için maksimum jonksiyon sıcaklık limiti 125 °C olarak belirlenmiştir. Denklem (2.15)'de görülebileceği üzere, doğrultucu diyot için maksimum jonksiyon sıcaklığının 59°C'ye kadar ulaştığı ve bu değerin limitin oldukça altında kaldığı görülmektedir. Bu durumda, seçilen diyotun kullanımı güvenlidir. Sıcaklık artışı referans alındığında, seçilen diyotun fazla büyük olduğu izlenimi verilse bile şebeke doğrultucuları için durum genellikle bu şekildedir. Doğrultucu seçimi esnasında gerilim dayanımı ve ani akımlara olan dayanım daha ön plana çıkmaktadır;

$$R_{th(J;AMB)} = 62\,°C/W \text{(her bir diyot için)} \tag{2.14}$$

$$T_{jonksiyon} = (R_{th}P_k) + T_{AMB} = (62°C/W)(225mW) + 45°C = 59°C \tag{2.15}$$

2.4.3.2. DC bara kondansatörü

Doğrultulan şebeke geriliminin, düşük dalgalı bir DC gerilime dönüştürülerek bara oluşturulması amacıyla kullanılan DC bara kondansatörü üzerinde oluşan güç kaybı Denklem (2.16)'da görülebileceği gibi üzerinden akan etkin akıma ve kondansatörün ESR değerine bağlıdır. Tek fazlı ve evrensel girişli uygulamalarda, seçilen kondansatör için 2~3 μF/W değeri önerilmektedir [34]. Bu tür yüksek sığaları karşılayabilmek için elektrolitik türde kondansatörler kullanılmaktadır. Bu uygulama için EPCOS firmasına ait 100 μF, 400 V değerlerine sahip, B43547A9107M0parça numaralı kondansatör seçilmiştir. Seçilen kondansatör için 100 Hz frekansında ve 20 °C çalışma sıcaklığında ESR değeri yaklaşık olarak 520 mΩ kadardır. Kondansatör üzerinden akan etkin akım ise Denklem (2.6)'da 950 mA_{rms} olarak verilmektedir;

$$P_{C,BUS} = (I_{bus,rms})^2 ESR \tag{2.16}$$

Sonuç olarak, seçilen DC bara kondansatörü üzerinde 470 mW güç kaybı oluşmaktadır. Elektrolitik türde kondansatörlerin ömürleri, artan her 10 ˚C sıcaklık için yaklaşık olarak yarıya düşmektedir. Ürün ömrü açısından SMPS tasarımlarının en zayıf halkası olarak elektrolitik kondansatörler göze çarpmaktadır. Bu sebeple, DC bara elektrolitik kondansatörleri seçilirken uzun ömürlü, yüksek dalgalanma akımı kapasitesi olan, yüksek sıcaklıklarda çalışabilen türlerden seçilmesi ve çalışma testleri esnasında pratik olarak kritik noktaların sıcaklık ölçümlerinin yapılması tavsiye edilmektedir. Uygunsuzluk durumunda ise benzer sığaları sağlayacak şekilde paralel kondansatör sayısının artırılması sık kullanılan bir çözümdür.

2.4.3.3. Trafo

Flyback topolojisinin en kritik elemanı içerdiği trafodur. Bu eleman topolojiye yalıtım ve çok çıkışlı olabilmek gibi önemli özellikler kazandırmaktadır. Flyback trafosu, standart trafolardan farklı olarak bir bobin gibi çalışıp birincil ve ikincil taraf arasında enerji aktarımı yapmaktadır. MOSFET'in açık olduğu süre boyunca hava aralığında enerji biriktiren bu eleman, MOSFET'in kapalı olduğu süre boyunca bu

enerjiyi ikincil tarafa aktarmaktadır. Dolayısıyla, tasarımı standart trafolara göre daha fazla zorluk içermektedir. Bu bölümde, üzerinde çalışılan uygulama için bir flyback trafosu tasarımı, bu tasarımdan kaynaklanan güç kayıplarının önceden kestirimine yönelik yöntemler, tasarlanan trafonun ortam ile arasındaki termik direncin bulunmasına yönelik bir çalışma ve trafonun sıcaklık artışına dair hesaplamalar detaylı bir şekilde incelenmektedir.

Literatürde trafo tasarımına yönelik çeşitli yöntemler bulunmaktadır. Bu yöntemlerden önemli birkaç tanesinin incelenmesi ve karşılaştırılması kaynaklarda sunulmaktadır [23]. Bu çalışmada 'Area Product (AP)' yöntemi kullanılmaktadır. Bu yöntem kaynaklarda detaylı olarak sunulmuştur [22]. AP yöntemi özellikle doğru karkasın seçilmesi ve bu karkasın sarıma uygunluğu konusunda oldukça güvenilir bir yöntemdir. Üstelik bu yönteme göre tasarlanan trafoların en etkin bir şekilde kullanıldığı ve çalışan trafonun ortam sıcaklığına göre yaklaşık olarak 30 $^{\circ}$C artış olacağı önceden öngörülmektedir [22].

Tasarıma ilk olarak Denklem (2.17)'deki gibi birincil sargı endüktansının (L_p) bulunması ile başlanabilir. Birincil endüktans, minimum dc bara geriliminde ve doluluk oranının maksimum olduğu zamanda bile tasarım için gerekli olan tepe akımı sağlayabilmelidir. Giriş gücünün T_{on} süresince L_p'de depolanacağı düşünüldüğünde, bulunan endüktansın doğruluğu Denklem (2.19) ile de kontrol edilebilir;

$$L_p = \frac{V_{in,min} T_{on,max}}{I_{peak}} = \frac{(125V)(7{,}4\mu s)}{1{,}66A_{pk}} = 557\ \mu H \tag{2.17}$$

$$T_{on,max} = \frac{D_{max}}{f_{sw}} = \frac{0{,}48}{65kHz} = 7{,}4\ \mu s \tag{2.18}$$

$$P_{in} = \frac{1}{2} L_p I_p^2 f_{sw} = \frac{1}{2}(557\mu H)(1{,}66A^2)(65kHz) \cong 50\ W \tag{2.19}$$

Tasarımın bir sonraki adımı ise AP hesabıdır. Öncelikle, tasarım için gerekli olan minimum AP hesaplanmalı, sonrasında ise kullanılması düşünülen trafo çekirdeğinin AP'si hesaplanarak iki sonuç karşılaştırılmalıdır. Minimum AP değeri, aday çekirdeğin AP değerinden küçük olmalıdır. Gerek geometrisinin getirmiş olduğu

EMI'a yönelik avantajları gerekse de sarım kolaylığı sağlaması gibi sebeplerle bu uygulama için PQ2620 türünde bir çekirdek seçilmiştir. Malzeme olarak ise, yüksek manyetik geçirgenliği dolayısıyla sıkça tercih edilen EPCOS marka N87 türde bir ferrit malzeme kullanılmıştır. Seçilen çekirdeğin kesit alanı (A_e) 1,190 cm^2 ve pencere alanı (A_w) ise 0,604 cm^2'dir [19]. Bu bilgiler kullanılarak PQ2620 için AP değeri Denklem (2.20)'ye göre hesaplanabilmektedir. Uygulama için gerekli olan AP değeri ise Denklem (2.21)'de hesaplanmaktadır. Bu denklemde yer alan K_u değeri karkastan faydalanma katsayısıdır ve 0,2 olarak alınmıştır [22]. Trafo telinden geçen akım yoğunluğu (J) ise genellikle 400~500 A/cm^2 olarak tercih edilmektedir [22]. Bu çalışma için 450 A/cm^2 alınmıştır. Denklem (2.22)'de görülebileceği üzere, hesaplanan iki AP değeri arasında yaklaşık 2 katlık bir oran bulunmaktadır. Bu sonuca göre ve AP yöntemine göre aday nüve, bu uygulama için uygun görünmektedir;

$$AP_{PQ2620} = A_e A_w = 0{,}72\,cm^4 \tag{2.20}$$

$$AP_{min} = \frac{L_p I_{peak} I_{in,rms} 10^4}{J K_u B} = \frac{(557\mu H)(1{,}66A)(0{,}66A)(10^4)}{(450A/cm^2)(0{,}2)(200mT)} = 0{,}34\,cm^4 \tag{2.21}$$

$$\frac{AP_{PQ2620}}{AP_{min}} = 2{,}11 \tag{2.22}$$

Çekirdek seçimi yapıldıktan sonra sargıların tasarımına geçilebilmektedir. Çekirdeğin doyuma gitmemesi gerekli minimum birincil sargı sarım sayısı Denklem (2.23)'e göre bulunabilmektedir. Kullanılan N87 ferrit malzemenin manyetik akı yoğunluğunun (B) satürasyon değeri 0,35 T'dır. Ancak çekirdek karakteristiği sıcaklık gibi ortam şartlarından etkilenebilmektedir. Ayrıca kısa devre akımları gibi olumsuz durumlar da göz önüne alınarak doyum bölgesine yakın bir manyetik akı yoğunluğu değerinde çalışılmaması önerilmektedir. Bu çalışmada B değeri 0,2 T olarak kullanılmıştır;

$$N_{p,min} = \frac{V_{in,min} T_{on,max}}{A_e \Delta B} = \frac{(125V)(7{,}4\mu s)}{(122{,}3mm^2)(200mT)} = 38 \text{ sarım} \tag{2.23}$$

Birincil ve ikincil sargıları arasındaki oran Denklem (2.25) kullanılarak bulunabilmektedir. Bu denklemde D_{FB}, flyback geriliminin yani ikincil akımın sıfıra eriştiği noktaya kadar olan süreyi temsil etmektedir. D_X ise ikincil akım sıfıra ulaştıktan sonra MOSFET'in tekrar açık duruma gelmesine kadar geçen süreyi ifade etmektedir. Sarım oranını bulabilmek için D_{FB}'nin en yüksek olduğu yani sınırda çalışılan 0,5 değeri alınabilir. Bu durumda D_X, 0,04 gibi çok düşük bir değer kabul edilebilir. Denkleme göre sarım oranı (n) 0,36 olarak bulunmaktadır. Bu sarım oranı ve minimum birincil sarım sayısı göz önüne alındığında, birincil sarım sayısı (N_p) 39 sarım ve ikincil sarım sayısı (N_s) 14 olarak belirlenmiştir;

$$D_{FB} = \frac{nV_{in,min}(1-D_s)}{(V_o+1)(nV_{in,min})} = \frac{n(125V)(1-0,04)}{(40V+1V)+n(125V)} = 0,5 \tag{2.24}$$

$$n = \frac{N_s}{N_p} = 0,36 \tag{2.25}$$

Birincil sarım için kullanılacak olan telin kesit alanı Denklem (2.26)'daki gibi bulunabilir. Telden geçen akım yoğunluğunun 4 A/mm^2 olacağı kabul edilmiştir. Bu durumda 0,51 mm çapında bir tel kullanılabilmektedir. Yalıtımlı tel çapı ise 0,57 mm olmaktadır. Aynı yöntemle, ikincil sargı için 0,81 mm çapında bir tel seçilmiştir. Bu tel için yalıtımlı tel çapı 0,88 mm'dir;

$$S_p = \frac{i_{p,rms}}{J} = \frac{0,66A_{rms}}{4A/mm^2} = 0,165\,mm^2 \tag{2.26}$$

$$D_p = \sqrt{\frac{4S_p}{\pi}} \cong 0,51\,mm \tag{2.27}$$

Trafo için temel tasarım sonuçlarının çıkmasıyla birlikte, uygulamada kullanılması durumunda ortaya çıkabilecek olan güç kaybı kestirimi yapılabilmektedir. Flyback trafosu için güç kaybı kestirimi yapmak çeşitli zorluklar içermektedir. Hem her tasarımın kendine özgü sarım sayıları ve sarım teknikleri içermesi hem de çok çeşitli sayıda çekirdek olması genel geçer çözümler üretilmesinin önüne geçmektedir. Malzeme üreticilerinin, veri yapraklarında sağladığı güç kaybına dair bilgiler ise genellikle sinüs uyartımlı AC sinyaller içindir. Oysaki flyback trafosu DC

komponenti olan kare dalga uyartımlı ve üçgen akım dalgalarına maruz kalacak bir şekilde çalışmaktadır. Bahsedilen tüm bu etmenler, flyback trafosunda oluşan temel çekirdek ve bakır kayıpları üzerinde oldukça tesirlidir. Örneğin, DC komponent içeren kare dalga uyartım, çekirdekteki hysteresis kayıplarına doğrudan etki ederken, üçgen akımlardan dolayı oluşan yüksek frekanslı harmonikler de eddy current kayıplarını artırdığı gibi bakırdaki deri ve yakınlık etkilerini de artırarak kayıpların artmasına sebep olmaktadır. Bu konularda yapılan çeşitli literatür çalışmaları olmasına rağmen, hepsini birden kapsayan bir kaynak eksikliği bulunmaktadır. Bu bölümde, üzerinde çalışılan bir uygulama için bir flyback trafosunda oluşabilecek güç kayıplarının henüz tasarım aşamasındayken kestirimine yönelik 3 farklı yöntem önerilmektedir. Bu yöntemler; nümerik hesaplama, analitik hesaplamalara dayanan bir simülasyon ve sonlu elemanlar analizi olarak isimlendirilebilir.

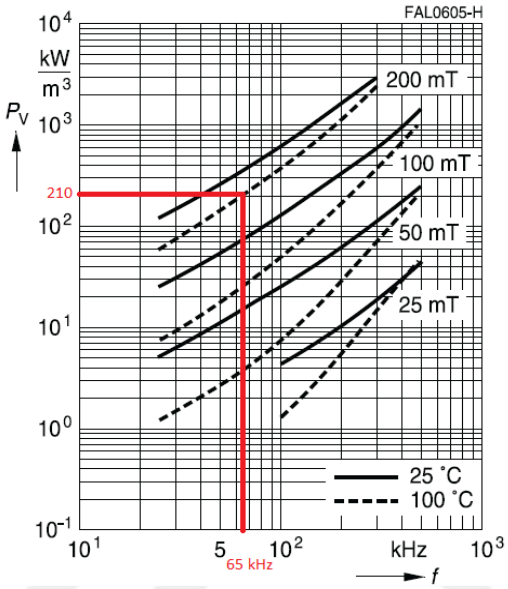
Birinci yöntem, nümerik hesaplama ve üretici bilgisi ile trafo kaybının kestirimidir. Literatürde bulunan bazı denklemler ile trafo kayıpları önceden hesaplanabilir. Ancak, daha önce anlatılan etkilerden dolayı bu hesapları kapsayıcı bir şekilde içeren bir kaynak bulunmamaktadır. Bunun yanında kaynaklarda özellikle bakır kayıplarına yönelik deri ve yakınlık etkilerini barındıran kabul edilebilir yaklaşımlar da mevcuttur [37]. Ancak, çekirdek kayıplarını bulmakta yeterince derinlik ve kapsayıcılık içermemektedir. Bu sebeple, çekirdek ve bakır kayıpları ayrı ayrı incelenmelidir.

Çekirdek kaybı, hesaplanması zor olan ve henüz tam anlamıyla çözülememiş bir kayıp türüdür. Malzeme üreticileri, birim hacme düşen güç kaybı grafiğini Denklem (2.28)'de verilen Steinmetz denkleminden faydalanarak kullanıcılara sunmaktadırlar. Denklemdeki bilinmeyen parametreler gerek üreticiyle iletişime geçilerek gerekse de eğri uydurma yöntemiyle bulunabilir. Ancak, verilen bu bilgiler sinüs uyartımlı uygulamalar için geçerlidir. Bu sebeple flyback gibi güç elektroniği uygulamaları için doğruluğunu yitirmektedir. Literatürde, farklı dalga şekillerini içeren çalışmalar olsa dahi nümerik hesaplamalar sunan bir kaynak yer almamaktadır. Bu sebeple, halen en hızlı sonuçlar üreticilerin Steinmetz denkleminden elde ettiği grafiğe göre bulunmaktadır. Şekil 2.6'da N87 ferrit malzeme için 65 kHz çalışma frekansında birim hacim için 210 kW/m^3 güç kaybı oluştuğu bilgisi veri yaprağı üzerinden verilmiştir. PQ2620 türde trafo için toplam hacim (V_e) 5435 mm^3 olarak bilindiğine

göre, oluşacak çekirdek güç kaybı Denklem (2.29) kullanılarak 1,14 W olarak hesaplanmaktadır;

$$P_v = kf^a B^\beta \tag{2.28}$$

$$\sum P_{nüve} = P_v V_e = (210 kW/m^3)(5435 mm^3) = 1{,}14 W \tag{2.29}$$



Şekil 2.6. EPCOS N87 frekans ve manyetik alana bağlı nüve kaybı grafiği

Bakır kayıplarının denklemler ile bulunması uzun bir süreçtir. Ayrıca, yüksek frekanslı harmoniklerin getirmiş olduğu deri ve yakınlık etkilerini hesaplarda kullanabilmek için sayısal analiz programına başvurmak gerekmektedir. Bu sürecin en sade bir şekilde takip edilebilmesi için aşağıdaki denklemlerde tümdengelim yöntemi ile ilerlenmiştir. Toplam bakır kaybı 520 mW olarak hesaplanmıştır;

$$P_{cu} = P_{cup} + P_{cus} = 520 mW \tag{2.30}$$

Trafo bakır kaybı, birincil ve ikincil sargılarda oluşan bakır kayıplarının toplamı kadardır;

$$P_{cup} = F_{rph} P_{pdc} = 361 mW \tag{2.31}$$

Birincil sargı bakır kaybı, telin dc direnci ve dc akımdan dolayı oluşan bir güç kaybının, harmonik etkileri içeren bir harmonik kayıp faktörü ile çarpımından bulunmaktadır;

$$F_{rph} = 1 + \frac{1}{\pi^4 D^4} \sum_{n=1}^{100} \frac{F_{rpn}}{n^4} \left[1 + 2\pi^2 n^2 D^2 - \cos(2\pi nD) - 2\pi nD \sin(2\pi nD) \right] \tag{2.32}$$

F_{rph}, bir sayısal analiz programı yardımıyla çözdürülerek 19,66 olarak bulunmuştur. Doluluk oranı olan D'de bu denklemde rol oynamaktadır;

$$F_{rpn} = \frac{R_{pn}}{R_{pdc}} = A\sqrt{n} \quad \frac{\sinh(2A\sqrt{n}) + \sinh(2A\sqrt{n})}{\cosh(2A\sqrt{n}) \quad \cosh(2A\sqrt{n})} +$$

$$\frac{2(N_1^2 \quad 1)}{3} \quad \frac{\sinh(2A\sqrt{n}) + \sinh(2A\sqrt{n})}{\cosh(2A\sqrt{n}) \quad \cosh(2A\sqrt{n})} \tag{2.33}$$

F_{rpn}, her bir harmoniğin oluşturduğu AC direnç etkisinin, telin DC direncine olan etkisini göstermektedir. Bu denklemin ilk kısmı deri etkilerini, ikinci kısmı ise yakınlık etkilerini temsil etmektedir. N_1 değeri, birincil sarımdaki katman değerini temsil etmektedir ve 3 olarak hesaplanmıştır. Bu hesap, tel çapı ve karkas sargı genişliği bilindiği için kolaylıkla yapılabilmektedir. Bu etkilerin 100. harmoniğe kadar olan katkıları Ek C'de verilen yazılım kodu ile elde edilmiştir;

$$A = \frac{\pi^{3/4}}{4} \frac{D_p}{\delta_{w1}} \sqrt{\frac{D_p}{p}} = 1{,}25 \tag{2.34}$$

A değeri, temel harmonikteki deri etki derinliğinin, yuvarlak kesitli bir telde göstereceği etkiyi temsil etmektedir. Denklem (2.34)'te 1,25 olarak hesaplanmıştır. Tel çapı (d) 0,51 mm iken, yalıtımlı tel çapı p ise daha önce verildiği gibi 0,57 mm'dir;

$$\delta_{w1} = \frac{\sqrt{\rho_{cu}}}{\pi f_{sw} \mu_0} = 0{,}321\,\text{mm} \tag{2.35}$$

65 kHz anahtarlama frekansındaki deri etki derinliği, Denklem (2.35)'de olduğu gibi 0,321 mm olarak hesaplanmıştır;

$$P_{pdc} = I_{in,mean}^2 R_{pdc} = 18{,}39\,mW \tag{2.36}$$

Bu adıma kadar harmonik etkilerden dolayı oluşan kayıplar hesaplanmıştı; ancak DC etkilerden dolayı oluşan kayıplar ise Denklem (2.36)'daki gibi hesaplanabilmektedir. Telin DC direnci (R_{pdc}), kullanılan telin uzunluğu, kesit alanı ve türü gibi parametrelere göre değişebilir. Bu bilgi tel üreticisinden elde edilebilir. Bu çalışmada kullanılacak olan tel için 95 mΩ DC dirence sahip bir tel kullanılmıştır [38]. İkincil sargı bakır kayıpları (P_{cus}) için de yukarıdaki denklemlerde kullanılan yöntem takip edilmiş ve böylece 159 mW kayıp hesaplanmıştır.

Harmoniklerin birincil ve ikincil sargılarda oluşturduğu harmonik kayıp faktörlerinin, farklı harmonik sayıları için değerleri sayısal analiz programı yardımıyla hesaplanmış, Tablo 2.9'da incelenmiş ve artan harmonik sayılarının kayıp faktörünü de artırdığı gözlenmiştir.

Tablo 2.9. Artan harmonik sayılarına göre harmonik kayıp faktörlerinin değişimi

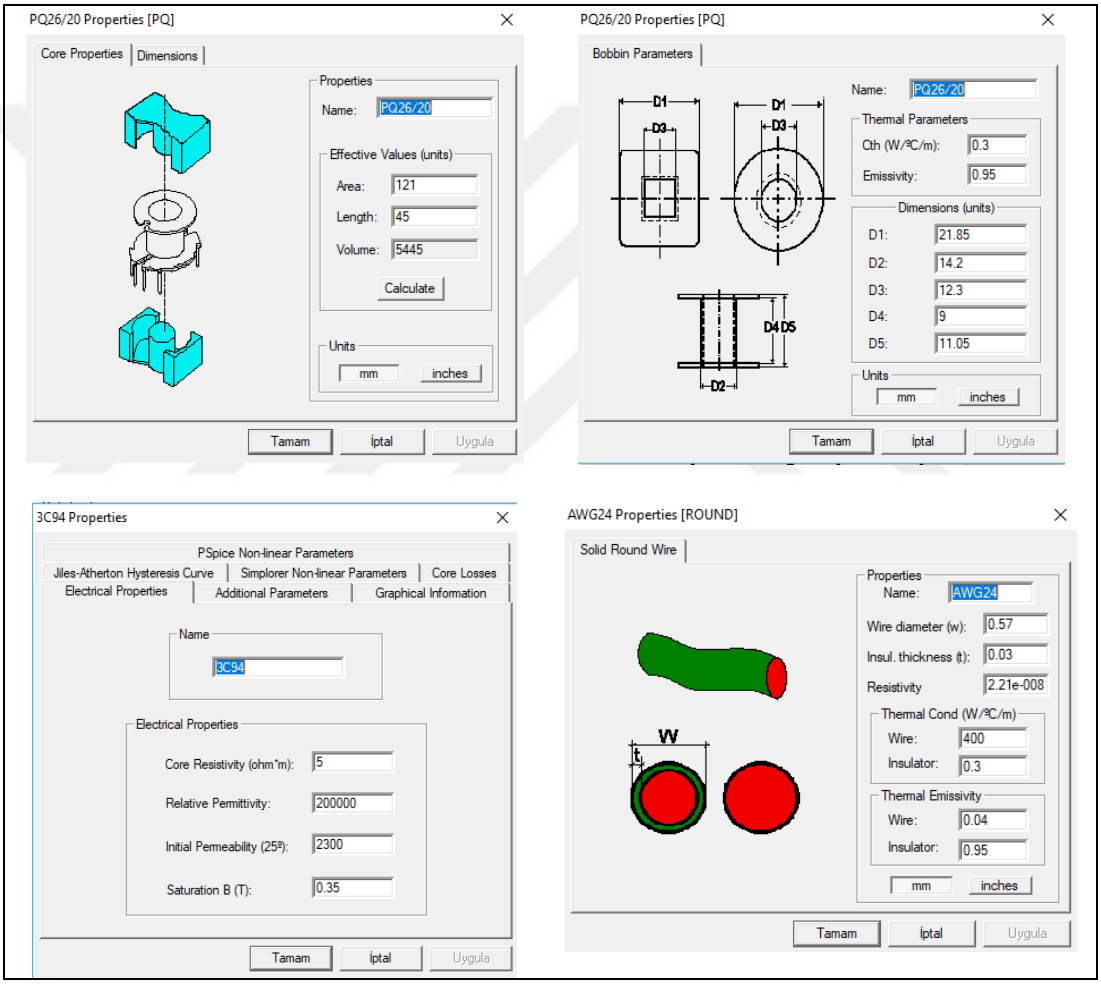
n (Harmonik sayısı)	F_{RPH} (Birincil sargı harmonik kayıp faktörü)	F_{RSH} (İkincil sargı harmonik kayıp faktörü)
1	14.02	7.29
2	14.68	7.91
3	14.71	8.65
5	14.84	9.18
10	15.94	10.38
25	18.31	11.31
50	19.10	11.75
100	19.66	12.06

Sonuç olarak, toplam trafo kaybı çekirdek ve bakır kayıplarına eşit olduğu için 1,66 W olarak bulunmuştur;

$$P_{Trafo} = P_{cu} + P_{çekirdek} = 0{,}52W + 1{,}14W = 1{,}66\ W \tag{2.37}$$

Flyback trafo kaybını tasarım sırasında kestirmenin bir başka yolu da analitik çözümlemeye dayalı bir simülasyon yapmaktır. Simülasyon, hesap ile yapılan ve kapsanması zor olan birçok etkiyi içermesi ve hız kazandırması bakımından oldukça kullanışlı bir araçtır. Flyback trafosu, daha önce bahsedilen etkilerden dolayı, simülasyonu da zor bir trafo türüdür. Ansys PExprt yazılımı, flyback trafosu

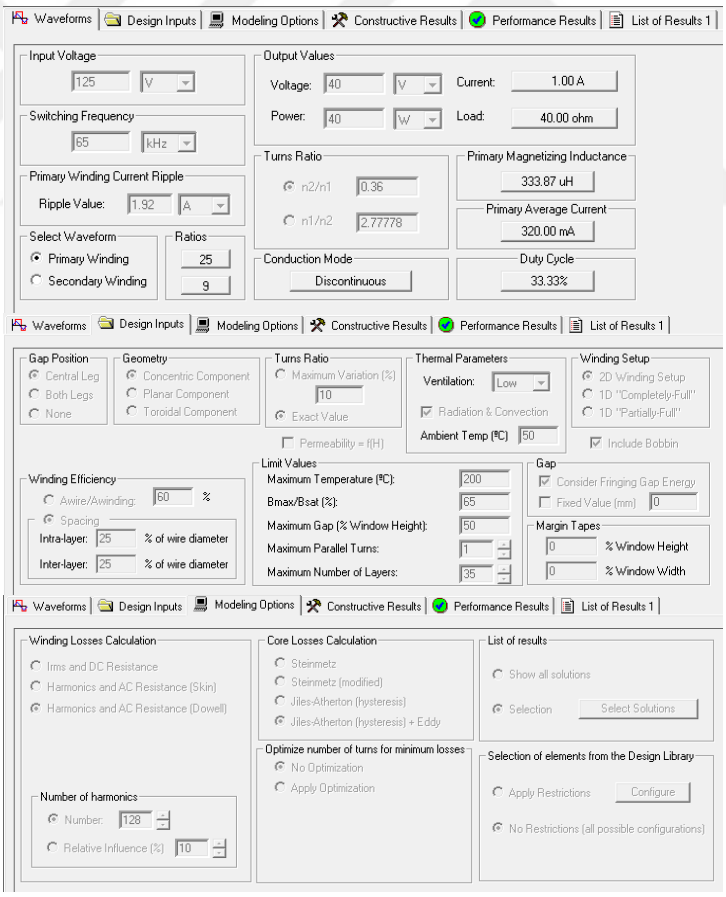
simülasyonu konusunda kullanışlı bir program olarak dikkat çekmektedir. Programın öne çıkan özelliklerinden bir tanesi, önemli üreticilerin sıkça kullanılan çekirdek, karkas ve ferrit malzeme türlerinin hazır olarak kütüphanesinde bulundurmasıdır. Bu çalışmada kullanılan malzemelerin, programda seçilmesi Şekil 2.7'de gösterilmektedir. Programda tek bir üreticinin kütüphanesinden ilerlenebilmektedir. Bu sebeple EPCOS N87 malzemesi, PQ2620 çekirdeği için kullanılamamaktadır. Bunun yerine, aynı malzemenin Ferroxcube üreticisindeki karşılığı olan 3C94 kullanılmıştır [39].



Şekil 2.7. PExprt flyback trafo simülasyonu için nüve, karkas, ferrit malzeme ve kablo özellikleri

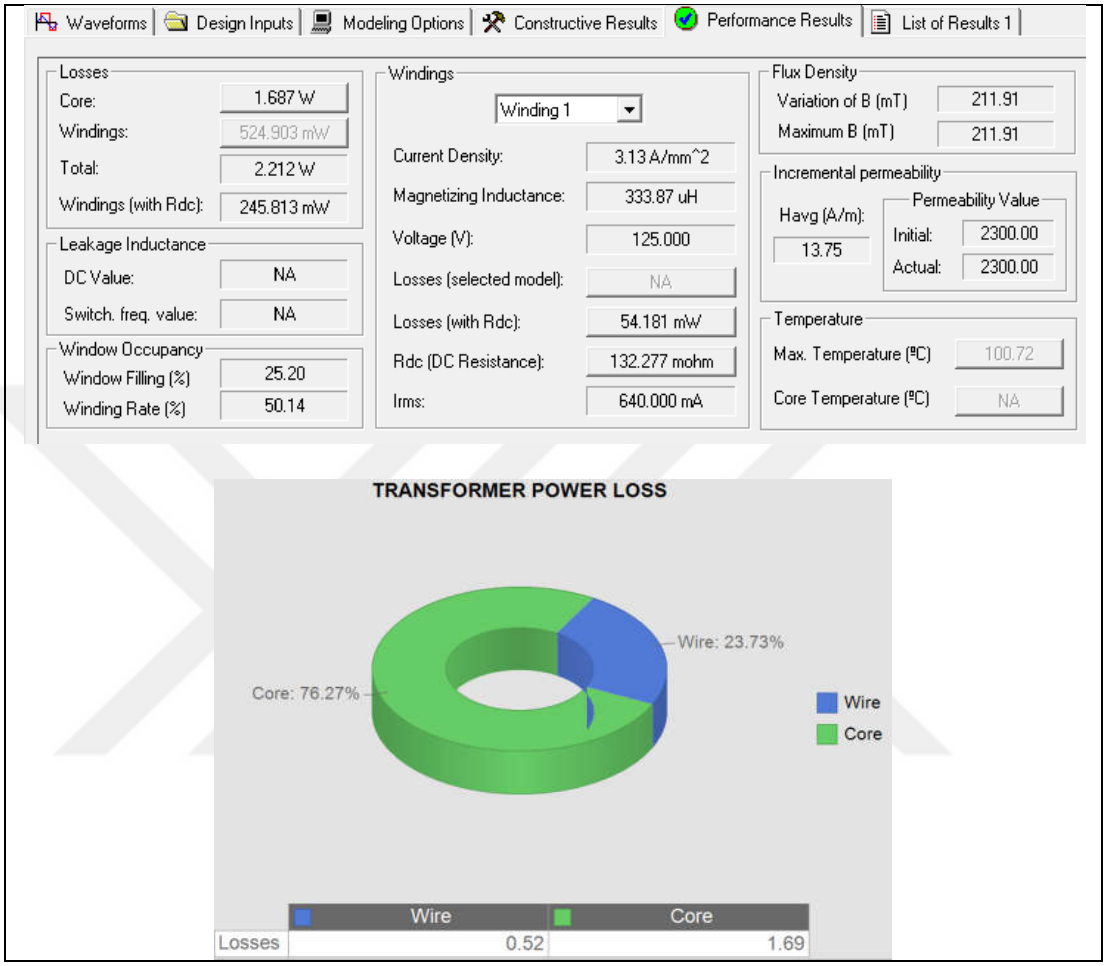
Seçilen malzemelerin tanımlanması dışında gerçeğe yakın bir simülasyon için elektriksel girdilerin, tasarım girdilerinin ve kayıp modelinin seçilmesi de önem arz etmektedir. Bu girdiler ile ilgili görsel Şekil 2.8'de paylaşılmıştır. Programda, minimum giriş geriliminde ve istenilen anahtarlama frekansında elde edilmek

istenilen çıkış elektriksel büyüklükleri girilebilmektedir. Sarım oranı ve istenilen tepe akımının da girilmesi ile birlikte, program tasarımın çalışma modunu ve diğer bilgileri otomatik hesaplayabilmektedir. Program tarafından hesaplanan birincil endüktansın, bu çalışmada hesaplanandan bir miktar farklı olduğu görülmektedir. Bu durumun sebebi ise, simülasyon programında bir verim öngörüsünün olmamasıdır. Birincil tepe akımı istenilen seviyede olduğu için bu farklılık kayıp analizini etkilememektedir. Tasarım girdilerinde ise bir trafo tasarımı sırasındaki birçok parametre girilebilmektedir. Örneğin, bu çalışmada hem EMI performansından hem de üretim kolaylığından dolayı hava boşluğunun çekirdeğin orta bacağında olması tercih edilmiştir. Yine paralel tellerden oluşan bir litz teli yerine yine üretim kolaylığından dolayı tek bir tel kullanılmıştır. Kayıp modelinde ise program tarafından önerilen, tüm harmonik etkilerin kapsandığı, hysteresis ve eddy kayıplarını da içeren modeller seçilmiştir.



Şekil 2.8. Pexprt flyback trafo simülasyonu için nüve, karkas, ferrit malzeme ve kablo özellikleri

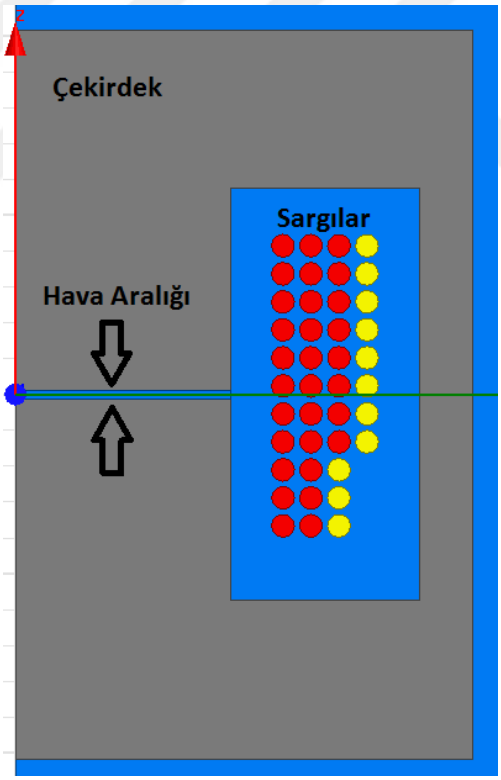
Simülasyon sonuçları Şekil 2.9'da paylaşılmaktadır. Bu sonuçlara göre çekirdek kaybı 1,69 W ile kayıpların çoğunluğunu oluştururken, bakır kayıpları ise 0,52 W olarak görülmektedir. Toplam kayıp ise 2,21 W olarak hesaplanmıştır.



Şekil 2.9. 40W evrensel flyback uygulamasına yönelik trafo kaybı için PExprt simülasyon sonuçları

Flyback trafosunda oluşan güç kaybı kestirimi için bir başka yöntem ise sonlu elemanlar analizi yöntemidir. Bu yöntem, özellikle lineer olmayan karakteristik özellikler gösteren manyetik elemanlar için oldukça güçlü bir problem çözümleme tekniğidir. Özünde, bütün olarak ele alındığında çözümü zor olan problemlerin, çok küçük parçalar halinde çözümlenerek toplam sonuca gidilmesi yöntemidir. Bu yöntem, arka planda uzun süren matematiksel işlemler içerdiği için, bilgisayar destekli simülasyon programları ile birlikte uygulanmaktadır. Bu çalışma için AnsysMaxwell2D yazılımı kullanılmaktadır.

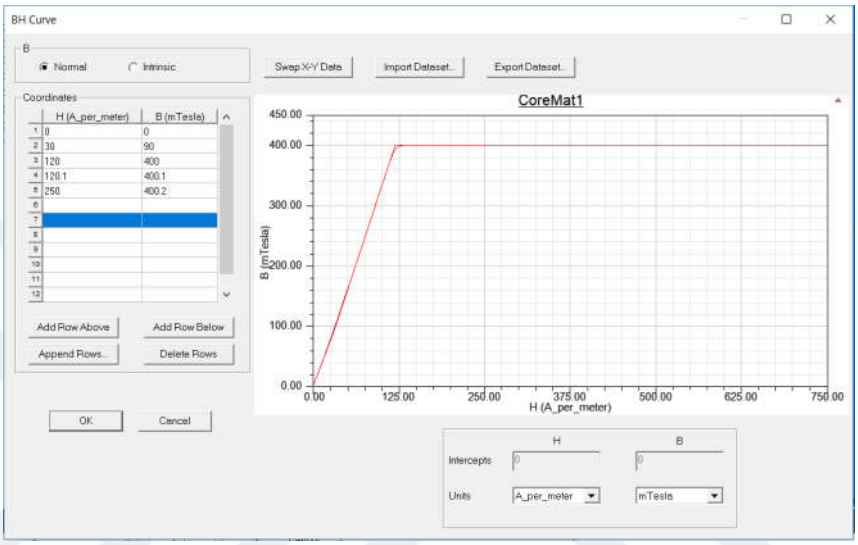
Trafo için sonlu elemanlar analizi yöntemi kullanılırken, en çok zorlanılan konuların başında trafonun modellenmesi gelmektedir. Uzun süren bu aşama sebebiyle tasarım öncesi kullanımı çok pratik olmamaktadır. Ancak, daha önce anlatılan ve Maxwell2D yazılımıyla entegre olarak kullanılabilen PExprt programı bu süreci kısaltmaktadır. PExprt ile simülasyonu yapılan bir flyback trafosu Maxwell2D'ye aktarılarak modelleme için bir altyapı oluşturmaktadır. Bu şekilde, çekirdeğin, sargıların ve uyartım akımlarının modellenmesi kolaylaşmaktadır. Bu çalışmada kullanılacak evrensel girişli 40 W flyback trafosunun 2D modeli Şekil 2.10'da gösterilmektedir. Aynı çalışma 3D model olarak yapılarak daha detaylı sonuçlar da elde etmek mümkündür ancak bu modelleme ve çözümleme işlem süresi çok uzun olabilmektedir. Özellikle simetrik malzemeler için 2D modeller de 3D modeller gibi oldukça yakın sonuçlar göstermektedir.



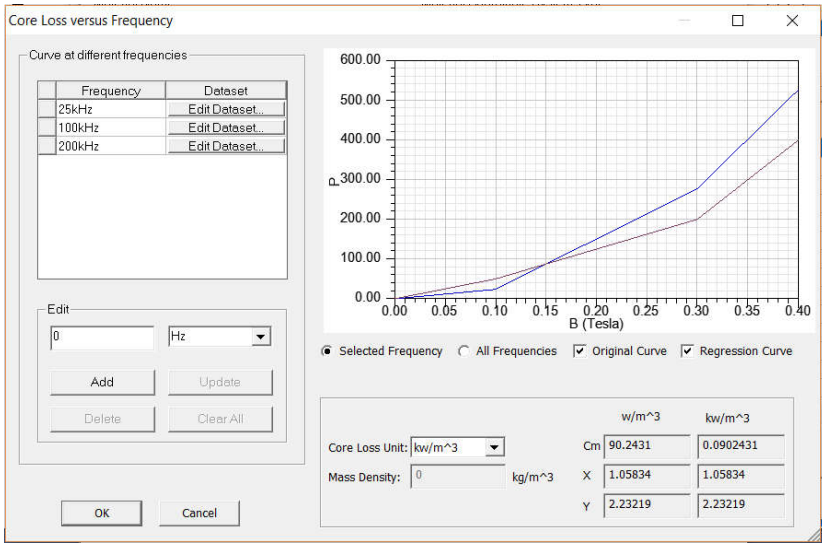
Şekil 2.10. PQ2620 40W flyback trafosu 2D modeli

Modelleme sırasında hava aralığının ve sargılar için kullanılan telin özellikleri program kütüphanesinde bulunduğu için tekrar bir tanımlama ihtiyacı duyulmamaktadır ancak çekirdek için tanımlamalar yapılması zorunludur. Çekirdek, lineer olmayan ferrit bir malzeme olduğu için tanımlama sırasında en kritik bilgiler

B-H eğrisinin ve nüve kaybı parametrelerinin bulunarak modellemeye katılmasıdır. B-H eğrisi için bilgiler, üreticiden elde edilerek Şekil 2.11'de olduğu gibi model üzerine tanımlanabilmektedir. Ayrıca, daha önce Denklem (2.28)'de verilen Steinmetz denklemindeki parametrelere muadil olan çekirdek kaybı parametreleri üretici veri yaprağındaki P_v-B eğrisinde yer alan bilgilerin Şekil 2.10'daki gibi kullanılmasıyla hesaplanabilmektedir.



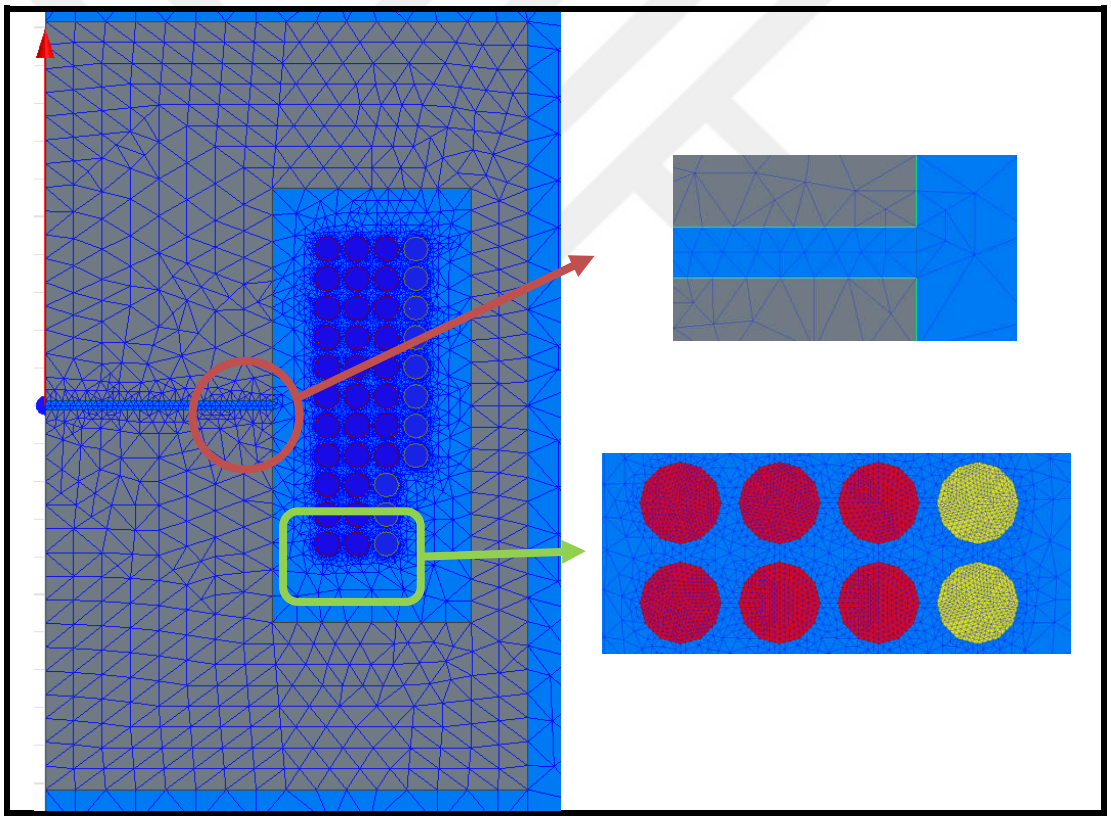
Şekil 2.11. Ferroxcube 3C94 ferrit malzeme için B-H eğrisinin tanımlanması



Şekil 2.12. Ferroxcube 3C94 ferrit malzeme için P_v-B eğrisinin tanımlanması

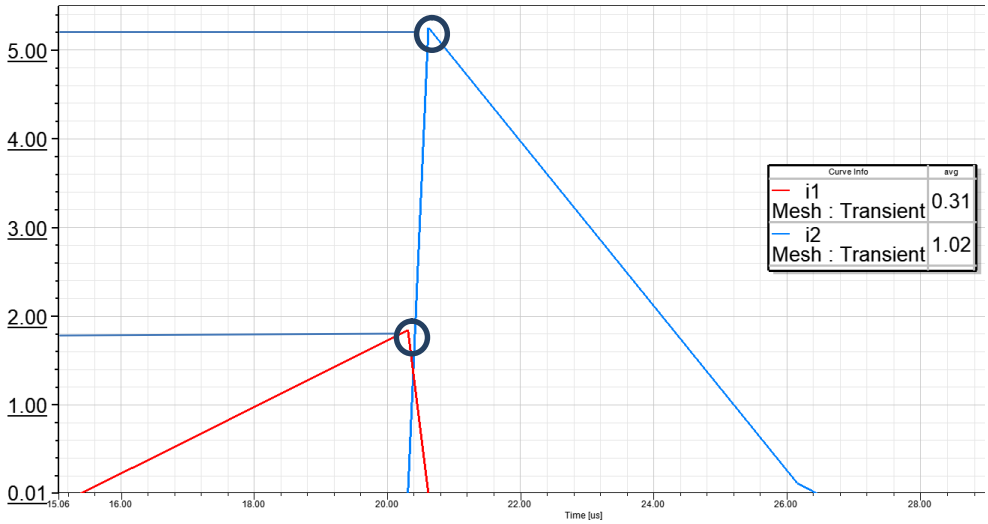
Sonlu elemanlar analizi ile modelleme ve simülasyon için en önemli parametrelerden birisi de çözümlemelerin en küçük birimini tanımlayan ve mesh olarak isimlendirilen

alanların oluşturulmasıdır. Bu tanımlamalar esnasında, uygulama bilgisine hakim olmak önemlidir. Gereğinden fazla ve küçük kullanılan meshler bilgisayar işleminin çok uzamasına dolayısıyla simülasyonun pratikliğinin azalmasına sebep olmaktadır. Kritik bölgelerde çözüm alanlarının küçültülerek mesh sayısının artırılması ve çok gerek olmayan alanlar için bu alanların büyük tutulması işlem kolaylığı getirmektedir. Üzerinde çalışılan trafo için belirlenen mesh alanları Şekil 2.13'de gösterilmektedir. Bu şekilde görülebileceği üzere, hava aralığı ve sargılar için daha küçük yani daha çok sayıda mesh tanımlanırken, nüvenin diğer bölgelerinde nispeten daha büyük mesh alanları tercih edilmiştir. Bunların dışında, zaman sınır koşulu olarak iki anahtarlama periyodu tanımlanmıştır. Daha geniş bir zaman aralığında işlem yapmak, simülasyon sürecini uzatmaktadır.



Şekil 2.13. 40W flyback trafosu için mesh tanımlamaları

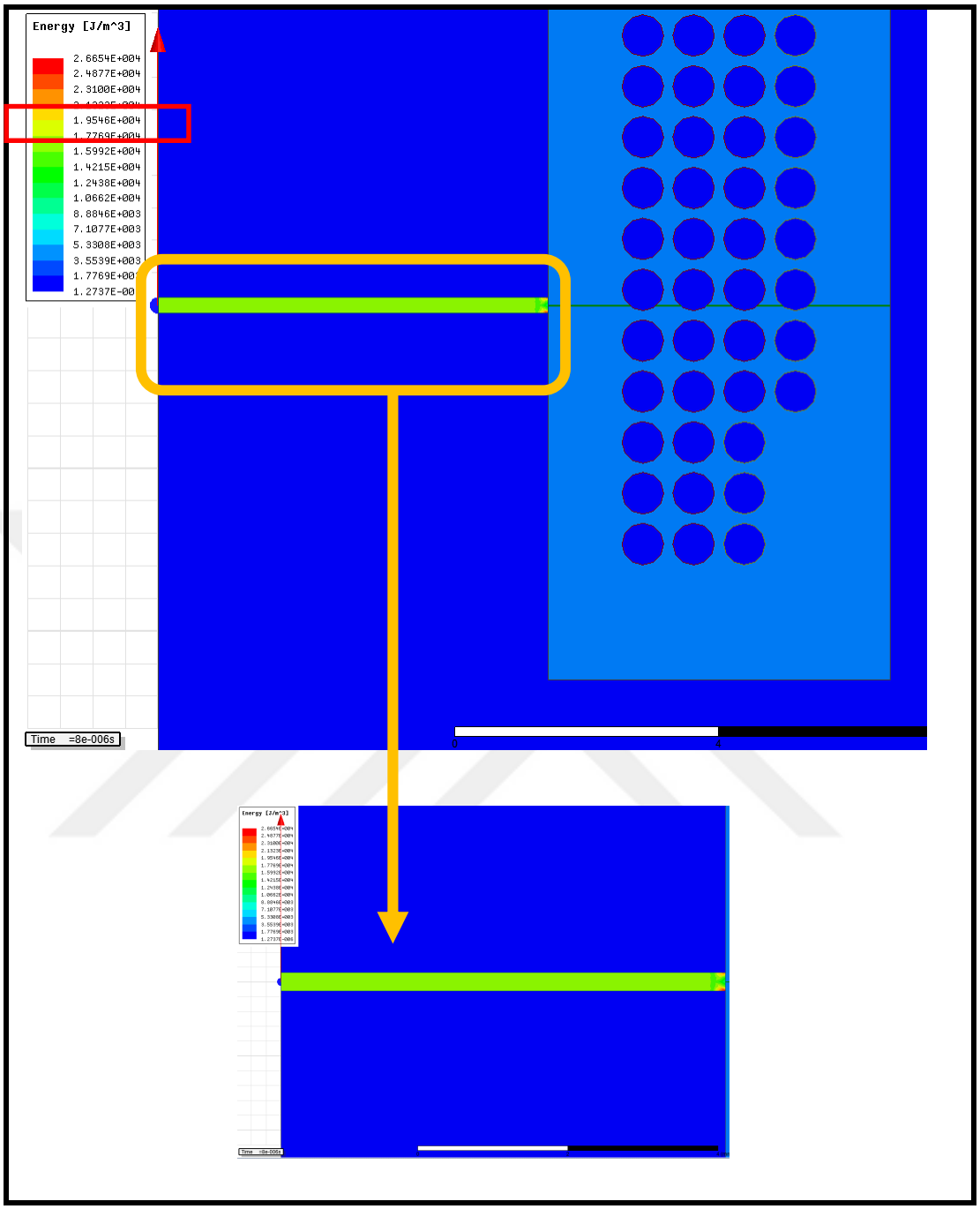
Modelleme sırasındaki en önemli adımlardan bir tanesi de birincil ve ikincil uyartım akımlarının tanımlanmasıdır. Üzerinde çalışılan trafo için tanımlanan ve uygulama için daha önce hesaplanan akım değerleri ile tutarlı uyartım akımları Şekil 2.14'te gösterilmektedir.



Şekil 2.14. 40W flyback trafosu için birincil ve ikincil uyartım akımları

Malzeme, mesh ve uyartım akımlarının girilmesi ile birlikte sonlu elemanlar analizi başlatılabilmektedir. Çözümlemenin bitmesi ile birlikte ortaya çıkan sonuçlar incelenebilmektedir. İlk olarak, Şekil 2.13'de olduğu gibi hava aralığında biriken enerji, akımların tepe yaptığı noktada incelenerek modelin doğruluğu hakkında ipucu elde edilebilmektedir. Bu şekilde hava aralığında biriken enerjinin 20.000 J/m^3 olduğu görülmektedir. Hava aralığının 0,26 mm olduğu ve nüvenin pencere kesitinin de 121 mm olduğu göz önünde bulundurulursa, Denklem (2.38) kullanılarak hava aralığında depolanan toplam güç 40,9 W olarak hesaplanmaktadır. Flyback trafosunda, bütün enerjinin hava aralığında depolandığı bilindiğine göre 40 W gücündeki bir trafo için bu değer oldukça tutarlı bir sonuç elde edildiğini ve modelin gerçeğe yakın olduğunu göstermektedir;

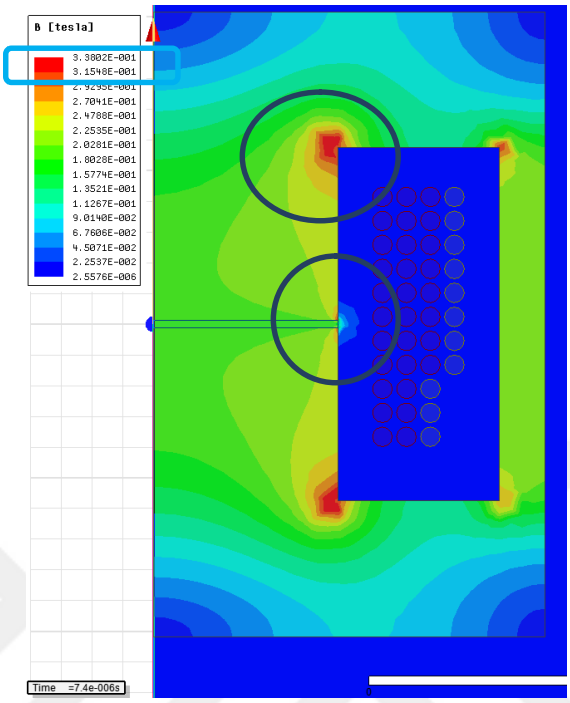
$$P_{hava} = f_{sw} E_{hava/hacim} l_{hava} A_e = 40{,}9 W \tag{2.38}$$



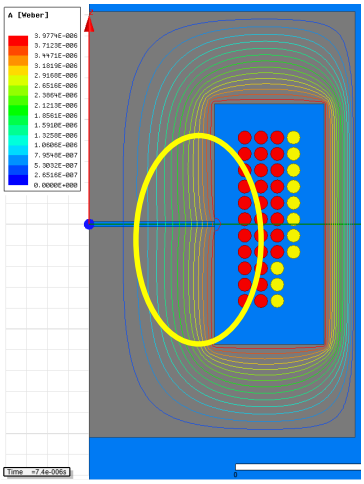
Şekil 2.15. 40W flyback trafosu için birincil akımın tepe anında hava aralığında biriken enerji

Trafo analizi sırasında gözlenebilecek sonuçlardan bazıları da manyetik alan ve akı çizgilerinin nüve üzerindeki dağılımlarını gözlemektir. Şekil 2.16'da bu dağılımlar incelendiğinde oluşan en yüksek manyetik akım yoğunluğunun yaklaşık olarak 338 mT olduğu görülmektedir. Manyetik akı çizgilerinin ise, manyetik yolu en kısa mesafede tamamlamaya çalışarak, iç bölgelerde yoğunlaştığı görülmektedir.

Çekirdeğin dış bölgelerinde ise manyetik alan ve akı etkisi oldukça azalmaktadır. Bir başka dikkat çekici sonuç ise hava boşluğu çevresinde kaçak akıların görülmesidir.



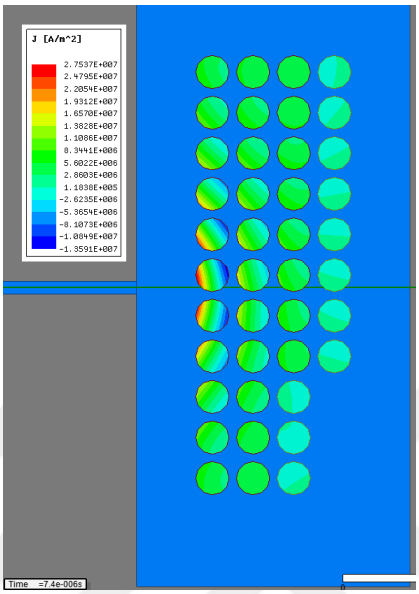
Şekil 2.16. 40 W flyback trafo nüvesi için birincil akımın tepe anındaki manyetik alan dağılımı



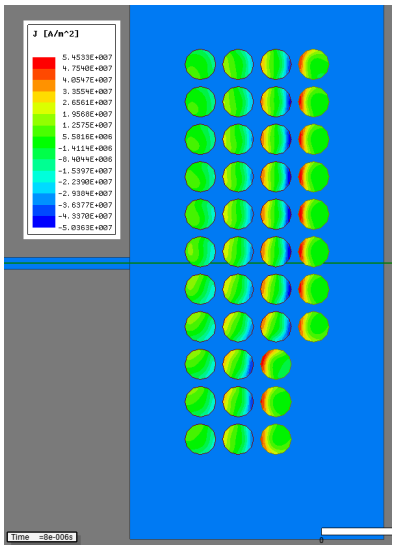
Şekil 2.17. 40 W flyback trafo çekirdeği için birincil akımın tepe anındaki manyetik akı çizgileri

Analiz sonucunda ortaya çıkan bir başka önemli sonuç ise deri ve yakınlık etkilerinin, sargı telleri üzerinde net bir şekilde görülebiliyor olmasıdır. Şekil 2.18 ve

Şekil 2.19 incelendiğinde sırası ile birincil ve ikincil sargılardaki akım yoğunluklarının sargı teli içerisinde homojen bir şekilde dağılmadığı, bunun yerine deri ve yakınlık etkileri ile tel çeperlerinde yoğunlaşmalar olduğu görülmektedir. Bu durumun, bakır kayıplarını önemli bir ölçüde etkilediği bilinmektedir.



Şekil 2.18. 40 W flyback trafosu için birincil sargılardaki deri ve yakınlık etkileri

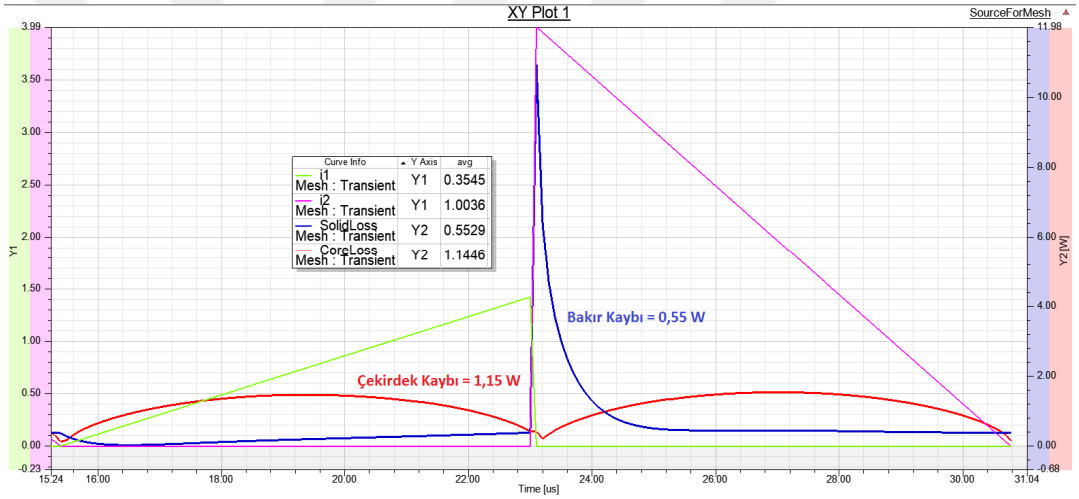


Şekil 2.19. 40W flyback trafosu için ikincil sargılardaki deri ve yakınlık etkileri

Sonuç olarak, Şekil 2.20 incelendiğinde çekirdek ve bakır kayıplarının sırası ile 1,15 W ve 0,55 W bulunduğu gözlenmiştir. Sonlu elemanlar analizi simülasyonuna göre

toplam kayıp ise 1,70 W olarak elde edilmiştir. Şekil 2.20'de görülebileceği gibi çekirdek kayıpları akımların artma ve azalmasını takip etmekte yani uyartım akımların çekirdekte oluşturduğu manyetik etkilerden birinci derecede etkilenmektedir. Bakır kayıplarının ise özellikle birincil ve ikincil akımlarının tepe yaptığı yani birincilden ikincile geçiş anlarında en yüksek değerlere ulaştığı görülmektedir. Özellikle ikincil teldeki yüksek akımların, bakır kaybını oldukça artırdığı görülmektedir.

Sonlu elemanlar analizi ile yapılan simülasyonların tasarım süresini uzattığı ancak hem flyback trafosunda oluşan güç kayıplarının kestirimi konusunda hem de trafo içerisinde gerçekleşen fiziksel olayların doğrulanması açısından güçlü bir araç olduğu gözlenmektedir.



Şekil 2.20. 40W flyback trafosunda oluşan çekirdek bakır kayıpları grafiği

Flyback trafo kaybı kestirimi yapılırken kullanılan üç farklı yöntemin de birbirlerine göre avantaj ve dezavantajları vardır ancak bu yöntemlerin hepsi ile de kullanışlı sonuçlar elde edilebilmektedir. Nümerik hesaplamalar ile yapılan kestirim, lisanslı bir program gerektirmediği için bir avantaj sunarken, özellikle çekirdek kayıplarının hesaplanması ile ilgili kare dalga uyartım ve DC polarlama etkisi kapsanamadığı ve karmaşık denklemler içerdiği için dezavantajlı olmaktadır. Bunun yanında, analitik çözümlemeye dayalı bir simülasyon kapsayıcı ve elverişli sonuçlarla birlikte en hızlı çözümü sunarken, tasarımda kullanılan malzemelerin program kütüphanesinde yer almama ihtimali bulunmaktadır. Sonlu elemanlar analizi ile yapılan bir kestirim ise fiziksel etkileşimlerin de açıkça görüldüğü güçlü sonuçlar ortaya koyarken, zorlu bir

modelleme ve çözümleme sürecini de beraberinde getirir. Dahası, pahalı simülasyon programlarına ihtiyaç duyulmaktadır. Evrensel girişli, 40W gücünde bir flyback trafosu için bu üç yöntem ile elde edilen sonuçlar Tablo 2.10'daki gibidir. En kötü durum göz önünde bulundurularak toplam trafo kaybı 2,21 W olarak öngörülebilmektedir.

Tablo 2.10. 40 W flyback trafosu için farklı kayıp hesabı yöntemlerine göre sonuçlar

Yöntem	Çekirdek kaybı	Bakır kaybı	Toplam trafo kaybı
Metod-1: Hesaplama	1,14 W	0,52 W	1,66 W
Metod-2: Simülasyon	1,69 W	0,52 W	2,21 W
Metod-3: Sonlu elemanlar analizi	1,15 W	0,55 W	1,70 W

Trafo sıcaklığındaki artışın kestirilebilmesi için, Denklem (2.39)'a göre trafo ile ortam arasındaki termik direnç bilinmelidir. Bu direnç, çekirdek üreticisinin veri yaprağından ya da çeşitli kaynaklardan bulunabilmektedir [19]. Ancak, trafo gibi sargılı bir bileşen için çekirdek veri yaprağından elde edilen bilgi gerçekçi olmayabilir. Sebebi ise sarım tekniği, pencere doluluk oranı ve çalışma ortamı gibi parametreler her yeni tasarımda değişiklikler gösterebilmektedir. Dolayısıyla, bu dokümanda, kullanılması düşünülen trafonun termik direncinin pratik olarak bulunması tavsiye edilmekte ve buna yönelik bir çalışma sunulmaktadır;

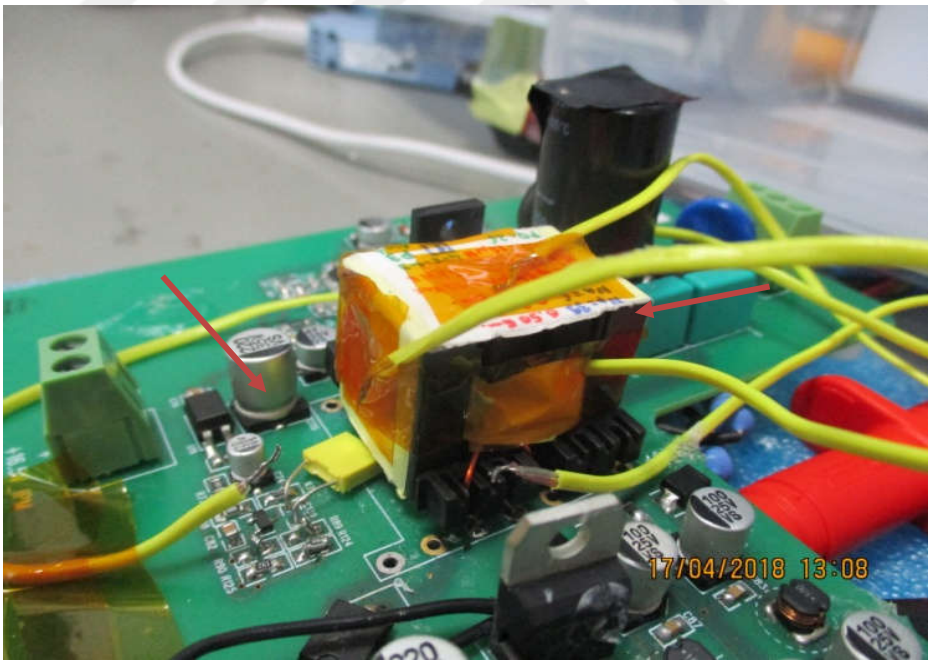
$$R_{th(trafo;ortam)} = \frac{T_{trafo} - T_{ortam}}{P_{trafo}} \text{°C/W} \tag{2.39}$$

Trafo ve ortam arasındaki termik direncin bulunabilmesi için, daha önceden belirlenen güç kayıpları trafonun kendi içerisinde oluşturulmakta ve gerçek uygulama ortamında sıcaklık ölçümleri yapılmaktadır. Trafoda belirli kayıplar oluşturabilmek için bir DC güç kaynağı yeterlidir. Oluşturulacak olan güç kaybının, önceden kestirimi yapılan kayıplara yakın olmasına dikkat edilmelidir. Trafo sargılarında kontrollü bir şekilde DC akım oluşturulmalı ve oluşturulan güç kaybı not edilmelidir. Bu sırada trafonun en çok ısınan bölgelerinden olan sargılar ile çekirdek arasından bir sıcaklık ölçümü alınmalıdır. Dahası, etrafında ölçümleri etkileyecek şekilde ısı yayan bir malzemenin olmadığı, trafoya 1 cm uzaklıkta bir noktadan ortam sıcaklığı da ölçülmelidir. Böylelikle, Denklem (2.39)'da yer alan bütün

bilinmeyenler yerlerine koyularak trafo ile ortam arasındaki termik direnç bulunabilir. Bu ölçümlerin hava akışının olmadığı yani kapalı bir ortamda yapılmasına dikkat edilmelidir. Şekil 2.21'de gösterilen ve Tablo 2.11'de ölçüm sonuçları verilen test sırasında, sargılarda ortalama 2,18 W güç kaybı oluşturularak ve bir saat sonunda 10'ar dakikalık ara ile alınan ölçümler sonucunda trafo ile ortam arasında yaklaşık 15 ˚C sıcaklık farkı olduğu gözlenmiştir. Sonuç olarak, $R_{th(trafo;ortam)}$ 6,90 ˚C/W olarak hesaplanmıştır.

Tablo 2.11. Tasarlanan trafonun termik direncini bulmak için yapılan ölçüm sonuçları

t	T_{trafo} [˚C]	T_{ortam} [˚C]	$V_{birincil}$ [V_{dc}]	$I_{birincil}$ [I_{dc}]	$P_{birincil}$ [W]	$V_{ikincil}$ [V_{dc}]	$I_{ikincil}$ [I_{dc}]	$P_{ikincil}$ [W]	P_{trafo} [W]
18:50	46,0	31,1	0,692	2,002	1,385	0,396	2,002	0,793	2,178
19:00	46,9	32,0	0,693	2,002	1,387	0,396	2,002	0,793	2,180
19:10	47,3	32,2	0,694	2,002	1,389	0,396	2,002	0,793	2,182



Şekil 2.21. Trafo ile ortam arasındaki termik direncin bulunması için kurulan test ortamı ve ölçüm noktaları

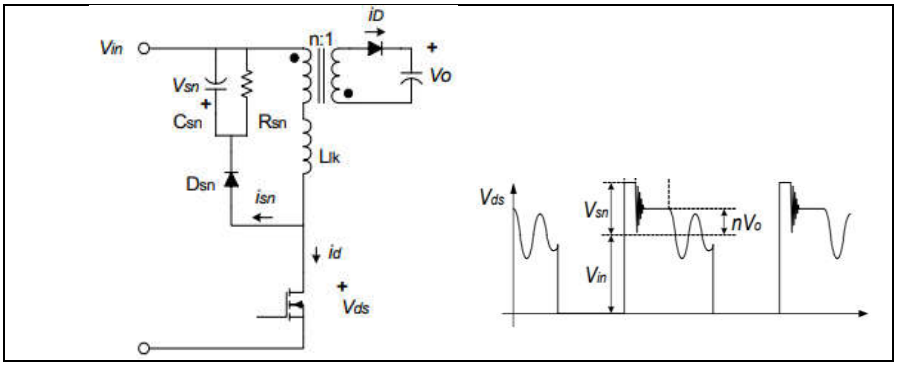
Nihayetinde, bu çalışmada yer alan 40 W flyback trafosu üzerinde oluşması muhtemel güç kaybı kestirimi yapıldığı ve trafonun da ortam ile arasındaki termik direnci bilindiği için maksimum ortam sıcaklığında, trafo sıcaklığının kaç dereceye kadar yükseleceği Denklem (2.40)'ın sonucuna göre 63,8 ˚C olarak

öngörülebilmektedir. Ferrit malzemeler için, manyetik özelliğini kaybetmeden çalışabilecekleri maksimum sıcaklık veri yapraklarında genel olarak 200 ˚C verilmektedir. Ancak, sıcaklık artışı ile malzeme karakteristiği değişiklik gösterdiği için, uygulamalarda 120 ˚C üzerinde çıkılmamasına dikkat edilmektedir. Öngörülen trafo sıcaklığı ise 63,8 ˚C olduğu için, riskli bölgeden uzakta olduğu görülebilmektedir;

$$T_{trafo} = (P_{trafo} R_{th(trafo;ortam)}) + T_{ortam} = 60{,}3\,°C \tag{2.40}$$

2.4.3.4. Bastırma devresi

Flyback topolojisinde, kapama anında, birincil anahtarlama elemanı olan MOSFET üzerinde sadece DC bara gerilimi değil aynı zamanda ikincil taraftan yansıyan flyback gerilimi ve kaçak endüktans (L_{LK}) üzerindeki di/dt değişiminden kaynaklı ani gürültü gerilimi de tutulmaktadır. Bu ani gürültü gerilimi MOSFET'in güvenli çalışma bölgesinin dışına çıkmasına, dolayısıyla delinmesine sebep olabilir. Bu durumun oluşmaması için, kaçak endüktansta biriken enerji bir bastırma devresinde harcanır. Genel bir flyback bastırma devresi Şekil 2.22'de gösterilmektedir. Bu devre genellikle bir direnç, kondansatör ve diyot ile oluşturulduğu için RCD bastırma devresi olarak da adlandırılmaktadır.



Şekil 2.22. Genel bir flyback yapısındaki bastırma devresi ve MOSFET gerilim dalga şekli

Bastırma geriliminin seviyesinin (V_{SN}), trafonun ikincil tarafından yansıyan gerilimin (V_{OR}) 2~2,5 katı olarak seçilmesi önerilmektedir [40]. V_{OR}ise Denklem (2.41)'e göre 115V olarak hesaplanabilmektedir. İkincil tarafta kullanılan diyota ait gerilim düşümü (V_f) 1 V kabul edilebilmektedir. Bu çalışmada, V_{SN} gerilimi, V_{OR} geriliminin 2 katı olan 230 V olarak seçilmiştir;

$$V_{OR} = \frac{N_p}{N_s}(V_o + V_f) = \frac{39}{14}(40V + 1V) \cong 115V \quad (2.41)$$

Bastırma devresinde en kötü durumda oluşabilecek olan güç kaybı (P_{SN}) ise Denklem (2.42)'ye göre hesaplanabilmektedir. Kaçak endüktans, trafodan trafoya değişebilen bir parametre olduğu için tasarım öncesinde birincil endüktansın % 1'i olarak öngörülebilmektedir. Bu çalışma için L_{LK} değeri 5,6 µH olarak öngörülmektedir. Sonuç olarak, P_{SN} 1 W olarak öngörülebilmektedir;

$$P_{SN} = \frac{1}{2} L_{LK} I_{peak}^2 \frac{V_{SN}}{V_{SN} - \left(\frac{N_p}{N_s} V_{out}\right)} f_{sw} \quad (2.42)$$

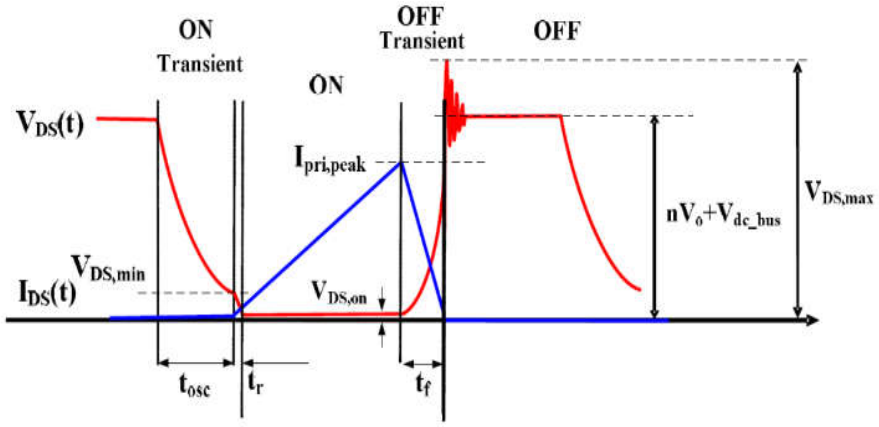
2.4.3.5. MOSFET

Flyback topolojisinde birincil anahtarlama elemanı olan MOSFET, tasarımın güvenilirlik ve elektriksel performansı başta olmak üzere neredeyse bütün parametrelerin üzerinde etkisi olduğu için trafo ile birlikte en önemli bileşenlerdendir. Özellikle kapatma anlarında yüksek gerilim streslerine maruz kalan bu anahtarın en kötü durumda üzerinde tutabileceği gerilim Denklem (2.43) ile 720 V olarak hesaplanmaktadır. Bu durumda 800 V değerinde bir MOSFET seçilebilmektedir. Akım değeri olarak ise birincil tepe akımının 3 katından başlanarak bir seçim yapılabilmektedir [41]. Bu çalışmada Fairchild markasına ait FCPF850N80Z parça numaralı 800 V, 8 A değerlere sahip bir MOSFET seçilmiştir;

$$V_{DS,max} = V_{DC,max} + V_{OR} + V_{SN} = 375V + 115V + 230V = 720V \quad (2.43)$$

MOSFET üzerinde oluşan güç kaybı, Denklem (2.44)'de olduğu gibi üç ana parçaya ayrılmaktadır. Bunlardan iletim kaybı (P_{iletim}) anahtarlama frekansından bağımsızken, iletime geçme (P_{ON}) ve kesime gitme (P_{OFF}) durumlarındaki anahtarlama kayıpları ise anahtarlama frekansına göre değişebilmektedir. MOSFET'in anahtarlama karakteristiği lineer değildir ve doğası gereği karmaşıklıklar içerir. Bu sebeple, bu dokümanda, çok detaylı bir çalışma yerine MOSFET kaybını önceden belirli bir yakınlıkla kestirmeye yönelik bir yöntem anlatılmaktadır. Flyback topolojisinde kullanılan bir MOSFET'in açma, kapama ve iletim durumlarında kayıplara sebep olan akım ve gerilim dalga şekilleri Şekil 2.23'de gösterilmektedir;

$$P_{MOSFET} = P_{iletim} + P_{ON} + P_{OFF} \quad (2.44)$$



Şekil 2.23. Genel bir flyback MOSFET'ine ait akım ve gerilim dalga şekilleri [5]

Çalışma sırasında oluşacak olan iletim kaybı Denklem (2.45)'e göre hesaplanabilmektedir. Bu hesabın yapılabilmesi için Denklem (2.8)'de hesaplanmış olan birincil akımın etkin değeri ve seçilen MOSFET'in iletim direnci, $R_{DS(ON)}$ kullanılmaktadır. $R_{DS(ON)}$ değeri jonksiyon sıcaklığına ve drain akımına göre değişiklik gösterebilmektedir. Üretici veri yaprağından elde edilebilen bu direnç değeri 100 °C jonksiyon sıcaklığı için 1,5 Ω olarak belirlenmiştir. İletim kaybı ise 0,31 W olarak hesaplanmıştır;

$$P_{iletim} = R_{DS,ON} i_{in,rms}^2 = (1.5\Omega)(0{,}66A^2) = 653\,mW \quad (2.45)$$

MOSFET iletime geçerken ortaya çıkan güç kaybı ise Denklem (2.46)'ya göre hesaplanabilmektedir. Bu denklemde yer alan C_{oss}, MOSFET veri yaprağından elde edilebilen çıkış kapasitesinin baskın olduğu sığa büyüklüğüdür. Bu çalışmada kullanılan MOSFET için 30 pF olarak belirlenmiştir. P_{ON} ise 66 mW olarak hesaplanmıştır;

$$P_{ON} = \frac{1}{2} C_{oss} (V_{DC,max} - V_{OR})^2 f_{sw} = 66\,mW \quad (2.46)$$

Ürüne yönelik tasarım çalışmalarında MOSFET açılma ve kapanma hızları büyük önem kazanmaktadır. Maksimum sınırı üretici veri yaprağında yer alan bu sürelerin çok hızlı olması EMI problemlerine, kendi kendine açılma riskine ve trafo sargı yalıtımının zarar görmesine sebep olabilirken, yavaş olması ise anahtarlama

kayıplarının artmasına sebep olabilmektedir. Bu sebeple, bu çalışmada 7 kV/µs gibi problemlerden uzak duracak kadar yavaş ancak çok yüksek anahtarlama kayıplarına da yol açmayacak kadar hızlı bir değer önerilmektedir. MOSFET'in kapanması sırasında yükselen gerilim ve düşen akımın kesiştiği nokta ile oluşan üçgenin altında kalan alan kesime gitme güç kaybını oluşturmaktadır. MOSFET'in lineer olmayan karakteristiği ve uygulamadan dolayı gelen değişken parametrelerden dolayı bu iki elektriksel büyüklüğün tam olarak kesişeceği noktayı belirlemek oldukça zordur. Ancak, rezistif bir yüke ait akım ve gerilim grafiği gibi birbirlerini tam orta noktada kestikleri kabul edilebilmektedir. Bu durumda, üçgenin altında kalan alanın bulunması için akım ve gerilimin değişim zamanı (t_{off}) Denklem (2.47)'ye göre öngörülebilmektedir;

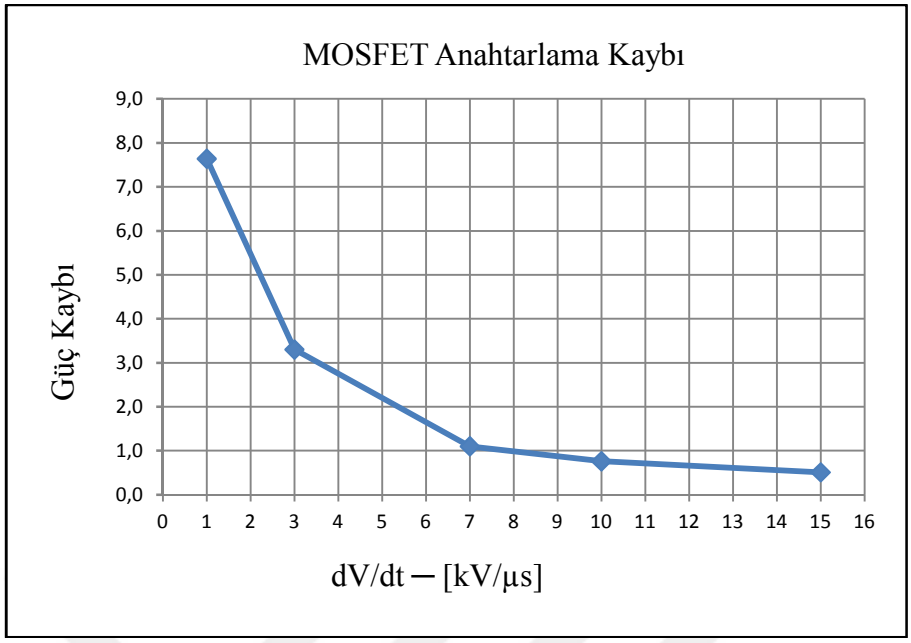
$$\frac{dV}{dt} = 7kV/\mu s; t_{off} = \frac{V_{MOSFET,max}}{7kV/\mu s} = 100\,ns \tag{2.47}$$

Kapanma süresince ortaya çıkan enerji ise Denklem (2.48)'e göre 14,9 µJ olarak hesaplanmaktadır. Ortaya çıkan bu enerji kullanılarak, Denklem (2.49)'a göre MOSFET'in kesime gitmesi sırasında ortaya çıkan güç kaybı P_{OFF}, 0,97 W olarak bulunmaktadır;

$$E_{off} = \frac{1}{2} t_{off} \frac{I_{peak}}{2} \frac{V_{MOSFET,max}}{2} \tag{2.48}$$

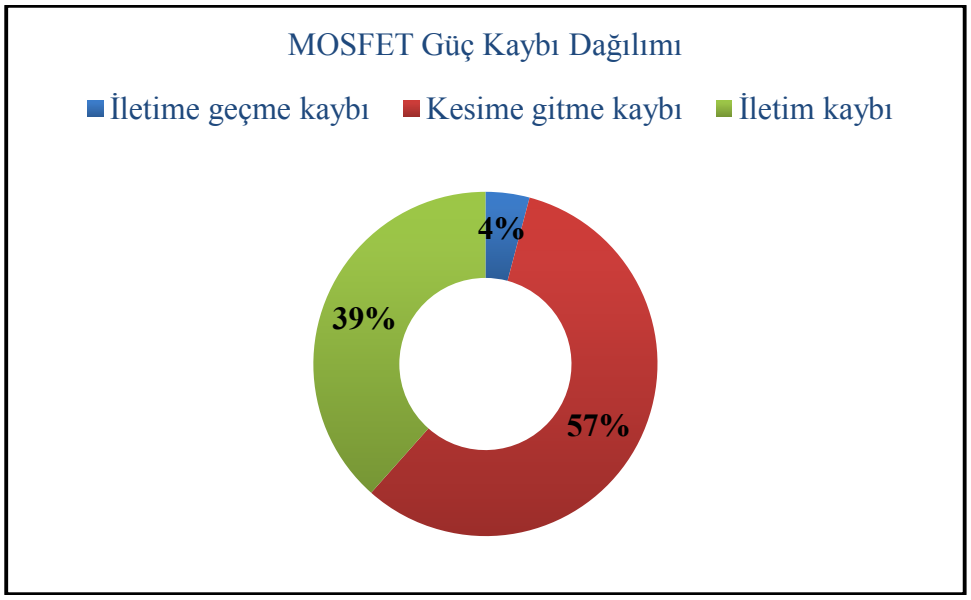
$$P_{OFF} = E_{OFF} f_{sw} = (14{,}9\mu J)(65kHz) = 970\,mW \tag{2.49}$$

Açma ve kapama hızlarının MOSFET anahtarlama kayıplarını nasıl etkilediğine yönelik gösterim ise Şekil 2.24'deki grafik ile gösterilmiştir.



Şekil 2.24. 40 W flyback uygulamasında dv/dt oranının kesime gitme kaybına etkisi

Sonuç olarak, toplam MOSFET kaybı (P_{MOSFET}) Denklem (2.44)'te olduğu gibi 1,69 W olarak hesaplanmaktadır. Bu kaybın alt bileşenleri incelendiğinde, üzerinde çalışılan evrensel girişli, 40W, kesintili mod uygulama için MOSFET'in kesime gitmesi sırasında oluşan kayıpların baskın olduğu gözlenmektedir.



Şekil 2.25. Evrensel girişli, 40 W çıkış gücünde, kesintili mod flyback için MOSFET üzerinde oluşan güç kayıplarının dağılımı

MOSFET jonksiyon sıcaklığının en kötü durumda kaç dereceye kadar yükseleceğini kestirmek de önemli bir tasarım parametresidir. Bu sıcaklık, Denklem (2.50) kullanılarak hesaplanabilmektedir. Seçilen TO220 kılıf MOSFET'in veri yaprağına göre jonksiyondan havaya olan tipik termik direnç değeri ($R_{th(J;ortam)}$) 62,5°C/W'dır. Hesaplanan maksimum jonksiyon sıcaklığı 150,6 °C'dir. Bu sıcaklık 125 °C limitini aştığı için bir soğutucuya ihtiyaç duyulmaktadır;

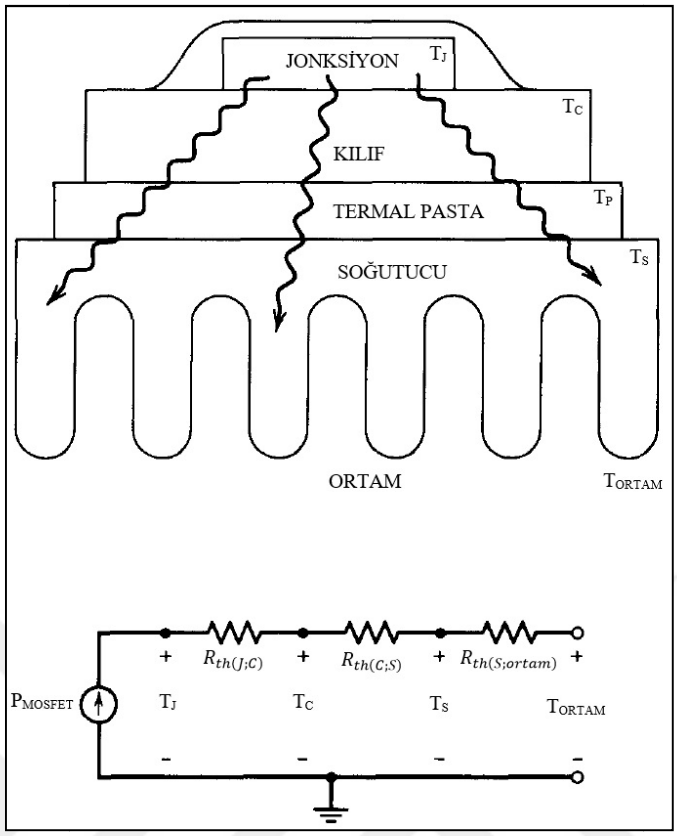
$$T_{J,MOSFET} = (P_{MOSFET} R_{th(J;ortam)}) + T_{ortam} = 150{,}6\,°C$$

(2.50)

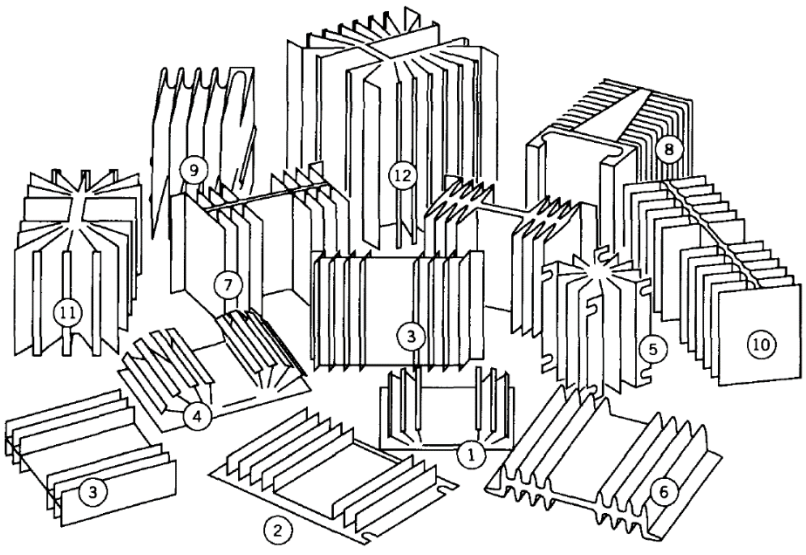
İhtiyaç duyulan soğutucuda yüzeyden ortama olması gereken minimum termik direnç ($R_{th(S;ortam)}$) ise Denklem (2.51)'e göre hesaplanabilmektedir. Doğru soğutucunun seçilebilmesi için, yarı-iletken anahtarlar için termal yönetim konusunun doğru anlaşılması gerekmektedir. Şekil 2.26'da tasvir edildiği gibi, jonksiyonda ortaya çıkan güç kaybı ısıl olarak ortama aktarılırken çeşitli termik dirençler ile karşılaşır. Bu dirençler ve ısıl akış için elektriksel benzetim yapılabilmektedir. Bu benzetimdeki jonksiyondan kılıfa olan termik direnç ($R_{th(J;C)}$) üretici veri yaprağından 4,4 °C/W olarak elde edilmiştir. Bunun yanında, kılıf ile soğutucu arasındaki termik direnci ($R_{th(C;S)}$) ise iki bileşen arasındaki termal pastanın termik direnci belirlemektedir ve bu değer tipik olarak 1,5 °C/W değerindedir. Sonuç olarak, $R_{th(S;ortam)}$ değeri 41,4 °C/W olarak hesaplanmıştır. Minimum bu termik dirence sahip olan bir soğutucu, üreticilerden elde edilebilmektedir. Şekil 2.27'deki gibi standart soğutucuların hepsi bu uygulama için uygun görünmektedir ancak fiziksel boyutlar göz önüne alınarak 3 numaraları soğutucu seçilebilmektedir;

$$R_{th(S;ortam)} = \frac{T_{J,limit} - T_{ortam}}{P_{MOSFET}} - (R_{th(J;C)} + R_{th(C;S)}) \qquad (2.51)$$

$$R_{th(S;ortam)} = \frac{125°C - 45°C}{1{,}69W} - (4{,}4 + 1{,}5)°C/W = 41{,}4°C/W$$



Şekil 2.26. MOSFET kaybı sonucu oluşan ısıl akışın fiziksel ve elektriksel benzetimi [8]



Heat sink no.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$R_{\theta sa}$ (°C/W)	3.2	2.3	2.2	0	2.1	1.7	1.3	1.3	1.25	1.2	0.8	0.65
Vol. (cm^3)	76	99	181	0	198	298	435	675	608	634	695	1311

Şekil 2.27. MOSFET'ler için üretilen standart soğutucular ve özellikleri [8]

2.4.3.6. Akım ölçme direnci

Flyback yapısında, genel olarak, hem birincil tepe akımın ölçülerek kısa devre durumuna karşı korunması hem de sarım oranı yardımıyla ikincil akımı kontrol etmek amacıyla MOSFET ile DC bara referans noktası arasında bir akım ölçme direnci (R_S) kullanılır. Bu ölçme direnci üzerindeki gerilim (V_S) kontrol entegresi tarafından algılanır. Bu gerilim entegreden entegreye değişiklik gösterse de maksimum olarak genellikle ~1 V seviyesinde olmaktadır. 1,66 A tepe akımı algılamak için gerekli olan akım ölçme direnci ise Denklem (2.52) yardımıyla 0,6 Ω olarak hesaplanabilmektedir. Öngörülen bu direncin kullanılması ile oluşacak olan güç kaybı ise Denklem (2.53) ile 261 mW olarak hesaplanmaktadır;

$$R_S = \frac{V_S}{i_{peak}} = \frac{1V}{1{,}66A} = 0{,}6\,\Omega \tag{2.52}$$

$$P_{ölçme} = R_S (i_{in,rms})^2 = (0{,}6\Omega)(0{,}66A) = 261mW \tag{2.53}$$

2.4.3.7. İkincil diyot

Genel olarak flyback topolojisinde, ikincil sargıların çıkışında anahtarlama sonucu oluşan kare dalgaların doğrultulması amacıyla bir diyot ile oluşturulan yarım dalga doğrultucu mevcuttur. Kesintili mod uygulamalarda, bu diyot üzerinde anahtarlama ve ters toparlanma kayıpları oluşmamaktadır. Dolayısıyla, dikkate alınması gereken tek güç kaybı diyot iletim durumundayken oluşan kayıplardır. Bu sebeple, iletim gerilim düşümü az olan schottky tipte diyotların kullanılması önerilmektedir. Ancak, bu türde diyotlar genellikle 200 V ve altındaki gerilim değerlerinde mevcuttur. Üzerinde çalışılan uygulama için, ikincil diyot üzerinde görülen maksimum gerilim ($V_{SD,max}$) Denklem (2.54) yardımıyla 175 V olarak hesaplanmaktadır. Bu durumda 200 V değerinde bir schottky diyot seçilebilmektedir. Akım değeri olarak ise ilk aşamada çıkış akımının 3 katı değerinde bir seçim yapılması önerilmektedir [41]. Bu çalışma için MCC firmasına ait SK3200 parça numaralı 200V, 3A anma değerleri olan schottky diyot seçilmiştir. Bu diyot üzerinde oluşacak güç kaybı (P_{SECD}) ise

Denklem (2.55)'e göre 810 mW olarak hesaplanmıştır. Güç kaybı hesabı için gerekli olan parametreler ise daha önce anlatılan teknik ile Tablo 2.12'deki veri yaprağı bilgileri ile hesaplanabilmektedir;

$$V_{SD,max} = (V_{in,max}\frac{N_s}{N_p}) + V_{out} = (375V)(\frac{14}{39}) + 40V \cong 175\,V \quad (2.54)$$

$$P_{SECD} = (V_{TO}I_O) + (R_{dyn}I^2_{sec,rms}) = (0{,}67V)(1A) + (26{,}6m\Omega)(1{,}85A^2) = 0{,}81W \quad (2.55)$$

Tablo 2.12. Seçilen ikincil diyota ait I-V eğrisine göre V_{TO} ve R_{dyn} parametrelerini bulmak için gerekli bilgiler

	I_F	VF (@ 25 °C)
@ $I_{DIYOT,ANMA}$	3 A	0,75 V
@ $2I_{DIYOT,ANMA}$	6 A	0,83 V

$$V_{TO} = \frac{(6A)(0{,}9V) - (3A)(0{,}8V)}{3A} = 0{,}67\,V \quad (2.56)$$

$$R_{dyn} = \frac{0{,}9V \quad 0{,}8V}{3A} = 26{,}6\,m\Omega \quad (2.57)$$

Hesaplanan güç kaybı ile Denklem (2.58) kullanılarak diyot jonksiyon sıcaklığının 90,6 °C'ye ulaşacağı öngörülmektedir. Bu sıcaklık değeri, limit değer olarak belirlenen 125 °C'nin altında olduğu için, seçilen diyot tasarım için uygundur;

$$T_{J,SECD} = (P_{SECD}R_{th(J;ortam)}) + T_{ortam} = (0{,}76W)(60°C/W) + 45°C = 90{,}6°C \quad (2.58)$$

2.4.3.8. Çıkış kondansatörü

Genel olarak, kesintili mod bir flyback uygulamasında, MOSFET'in iletimde olduğu süre boyunca ikincil tarafa enerji aktarılmadığı için, çıkışta istenen akım bu süre boyunca çıkış elektrolitik kondansatöründen (C_{out}) sağlanmaktadır. Kondansatör için sığa gereksinimi bu şartlara uygun bir şekilde Denklem (2.60) ile hesaplanmaktadır. Çıkış gerilim düşümü (ΔV_{out}), gerilim hassasiyeti yüksek uygulamalar için 50 mV_{pp} ve daha altında tercih edilebilmektedir. Bu uygulama için EPCOS firmasına ait

B41858C9567M000 parça numaralı 560 µF 100 V değerlere sahip aluminyum elektrolitik kondansatör seçilmiştir. Seçilen kondansatörün veri yaprağında ESR değeri 10 kHz çalışma frekansı ve 20 °C çalışma sıcaklığında 68 mΩ olarak verilmektedir;

$$i_{C,out} = C_{out}\frac{dV_C}{dt} \tag{2.59}$$

$$C_{out,min} = \frac{I_o T_{on,max}}{\Delta V_{out}} = \frac{(1A)(7{,}4\mu s)}{50mV_{pp}} = 155\,\mu F \tag{2.60}$$

Seçilen kondansatörün güç kaybı ise Denklem (2.10)'da hesaplanan etkin akım değeri ve veri yaprağında verilen ESR değeri ile Denklem(2.61) kullanılarak 163 mW olarak hesaplanmaktadır;

$$P_{C,out} = I_{sec,cap}^2 ESR = (1{,}55A_{rms})^2 (68m\Omega) = 163\,mW \tag{2.61}$$

2.4.4. Sonuçların değerlendirilmesi

Şu ana kadar takip edilen adımlar sonucunda, evrensel girişli, 40 W gücünde, kesintili mod çalışan bir flyback uygulamasında kullanılan kritik malzemelerin en kötü durumdaki güç kayıpları ve maksimum sıcaklıkları hesaplanmıştır. Bu sıcaklıkların, limit değerlerin altında kalması sağlanmıştır. Bu şekilde, termal açıdan güvenli bir tasarım ortaya koyulmuştur.

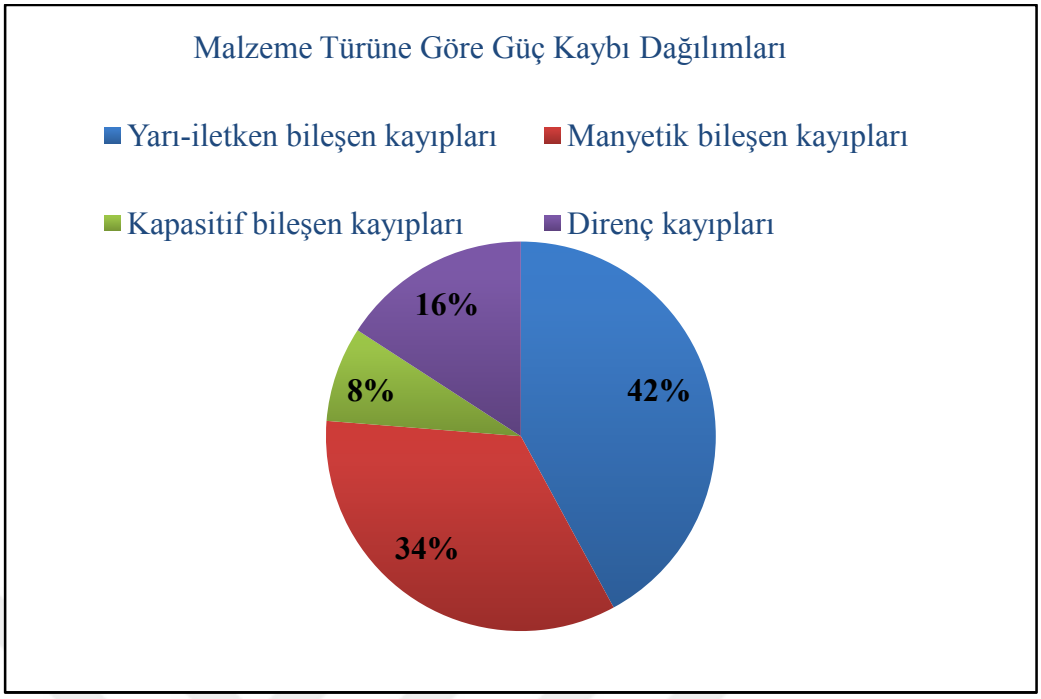
Ortaya çıkan tasarımda en kötü durum için toplam olarak 7,45 W güç kaybı olacağı ve %84,3 verim öngörülmektedir. Bu sonuç, genellikle % 80~90 aralığında olan flyback çeviriciler için yaklaşık olarak doğru öngörüler yapıldığı konusunda da ipucu vermektedir. Tablo 2.13 incelendiğinde, en büyük güç kaybının trafo üzerinde gerçekleştiği görülmektedir. Buna ek olarak, Şekil 2.28'deki gibi malzeme türlerine yönelik bir inceleme yapıldığında ise en baskın güç kayıplarının yarı-iletken ve manyetik malzemelerde gerçekleştiği görülmektedir. Ölçme, depolama, koruma ve filtreleme amaçlı kullanılan kapasitif ve rezistif malzemeler ise geri kalan güç kayıplarının sebepleridir.

Tablo 2.13. Evrensel girişli, 40 W, kesintili mod flyback uygulaması için teorik güç kaybı kestirim sonuçları

#	Güç kaybı kalemleri		Güç Kaybı [W]
1	Köprü doğrultucu kaybı	P_{KD}	0,90
2	DC bara kondansatörü kaybı	P_{CBUS}	0,47
3	Trafo kaybı	P_{trafo}	2,21
4	Bastırma devresi kaybı	P_{SN}	1,00
5	MOSFET kaybı	P_{mosfet}	1,69
6	Akım ölçme direnci kaybı	$P_{ölçme}$	0,26
7	İkincil diyot kaybı	P_{SECD}	0,76
8	Çıkış kondansatörü kaybı	P_{Cout}	0,16
	Toplam güç kaybı	$P_{kayıp}$	7,45

Tablo 2.14. 40W flyback dönüştürücüsü için çıkış gücü, kayıp güç, giriş gücü ve verim sonucu

Çıkış gücü	P_{out}	40,00 W
Kayıp güç	$P_{kayıp}$	7,45 W
Giriş gücü	P_{in}	47,45 W
Dönüştürücü verimi	η	% 84.3



Şekil 2.28. Evrensel girişli, 40 W çıkış gücünde, kesintili mod flyback uygulaması için malzeme türlerine göre güç kaybı dağılımı

2.5. Tasarım Yaklaşımlarının Değerlendirilmesi ve Karşılaştırılması

Yapılan çalışmalarda, güvenilirliği literatürde kabul görmüş, en önemli güç yarı-iletken ve flyback kontrolör üreticilerinin çeşitli uygulama notlarında anlatılan tasarım yaklaşımları kullanılarak aynı girdiler ile çeşitli sonuçlar elde edilmiştir. Kabul gören ve tasarımcılar tarafından kullanılan tüm bu yaklaşımlar, pratik sonuçlara çevrildiğinde çalışan birer ürün ortaya çıkması konusunda yüksek potansiyel içermektedir. Ancak, yaklaşımlarda öncelik verilen konuların birbirinden farklı olduğu görülmektedir. Farklı algoritmalar adım adım incelendiğinde, sıralamaların, farklı konulardaki bilgi derinliklerinin, kapsanan konuların ve dolayısıyla sonuçların farklı olabildiği görülmektedir. Bu durum, her bir yaklaşımın birbirine göre farklı avantaj ve dezavantajlar içermesine sebep olmaktadır. Farklı tasarım yaklaşımlarının aynı uygulama girdileri için ortaya çıkan kritik sonuçları Tablo 2.15'de karşılaştırmalı olarak gösterilmiştir.

Tablo 2.15. Farklı tasarım yaklaşımlarından elde edilen kritik sonuçlar

	ONSemi	IR	Diodes	TGA
IC	FSDM07652RE (Tümleşik MOSFET)	IRS2983	AP3706	UC2844
TRF	EE25	EE25	EE25	PQ2620
D_{MAX}	0,50	0,50	0,50	0,48
B_{MAX}	0,30 T	0,26 T	0,27 T	0,20 T
V_{OR}	91 V	128 V	60 V	115 V
V_{SN}	154 V	117 V	185 V	230 V
L_P	318 µH	468 µH	222 µH	557 µH
n	2,22	3,10	1,52	2,86
I_P	1,70 A-pk	2,20 A-pk	2,10 A-pk	1,66 A-pk

Elde edilen sonuçlar incelendiğinde, farklı algoritmalarla tasarlanmış olsalar bile, temel elektriksel büyüklükler arasında çok büyük farklar olmadığı görülmüştür. Ancak, yaklaşımların getirdiği bakış açılarından dolayı teoriden pratiğe geçişte çeşitli kritik farklar ortaya çıkmaktadır.

İkincil taraftan birincil tarafa yansıyan flyback gerilimi olan V_{OR} değerinin, ONSemi ve Diodes uygulama notunda düşük bir seviyede tutuluyor olması, Denklem (2.62) kullanılarak hesaplanabileceği gibi, ikincil diyotun dayanma geriliminin 200 V seviyesinin üzerine çıkmasına sebep olmaktadır. Bu durum, minimum 300 V değerinde diyot kullanılması anlamına gelmektedir. Bilindiği üzere, schottky türünde diyotların dayanma gerilimleri 200 V altındadır. Bu sebeple, diğer yaklaşımlarla yapılan bir tasarımda ikincil diyot olarak schottky diyot kullanılabilirken, ONSemi ile yapılan tasarımda ancak hızlı türde bir diyot kullanılabilmektedir. Bu durumda schottky diyot kullanmanın getirdiği düşük iletim gerilimi ve iyi anahtarlama

karakteristiği sayesinde güç kayıplarının azalması ve EMI performansının artması gibi avantajlardan faydalanılamamaktadır [42].

$$V_D = V_O + \frac{V_{DC,max}(V_O + V_F)}{V_{OR}} = 40V + \frac{(375V)(40V + 1V)}{91V} = 208\,V \qquad (2.62)$$

ONSemi uygulama notunda yer alan MOSFET ve kontrolörün tümleşik olarak bir kılıf içerisinde yer alması avantajlar barındırdığı kadar dezavantajlar da içermektedir. Tasarım kolaylığı getiren ve tasarım hızını artıran bu yaklaşım aynı zamanda kapı sürme çevrimini kısalttığı için elektriksel gürültü yayılımı ve bağışıklık konusunda da olumlu bir etkiye sahiptir. Ancak, bu durum tasarımcının müdahale edebileceği alanları kısıtlamaktadır. İstenilen MOSFET'in seçilememesi ya da değişikliğe gidilememesi bu kısıtlamalardan birisidir. Entegre kılıflarının üreticiye özgü olması da değişikliği ayrıca zorlaştırmaktadır. Bunlara ek olarak, MOSFET kapı sürme devrelerine müdahale edilememesi, EMI ya da termal problemler karşısında çözüm bulunmasını zorlaştırmaktadır. Sadece kapı direnci ile MOSFET üzerindeki gerilimin yükselme ve düşme zamanları değiştirilerek, kaçak kondansatör ve kaçak endüktansların daha az etkilendiği yani EMI açısından daha iyi bir tasarım elde edilebilir. Dahası, kapı direncinin değişimi ile anahtarlama kayıpları da kontrol edilerek ısıl problemlere karşı çözüm geliştirilebilir. Bu konuda IR ve termal olarak güvenli algoritma (TGA) tümleşik yaklaşımı kullanmayarak kazandırdığı tasarım özgürlüğü ile daha avantajlı bir konumdadır.

Trafo tasarımı konusunda da yaklaşımlar arasında farklılıklar bulunmaktadır. TGA yaklaşımında "Area Product" yöntemi kullanılmıştır. Bu yaklaşım ile trafo, en verimli kullanılacak şekilde tasarlanmaktadır. Ayrıca, henüz trafo tasarım aşamasında trafo sıcaklığının maksimum 30 $^{\circ}$C yükseleceği kestirilebilmektedir. Gerek sargıların karkasa sığması gerekse de ısıl artışlar bakımından daha güvenilir bir tasarım gerçekleştirilmektedir. Ancak, diğer tasarım yaklaşımlarında hazır bir tablo üzerinden belirli nüve tipleri arasından seçim yapılmaktadır. Bu durum tasarımcıyı kısıtlamaktadır. Örneğin, TGA yaklaşımında PQ2620 türünde bir trafo seçilebilmiştir. Bu tür bir çekirdek, maliyet bakımından bir artışa sebep olsa dahi geometrisinin getirdiği termal ve EMI performans kabiliyetleri sayesinde avantajlar sağlayabilmektedir.

TGA yaklaşımında öne çıkan bir başka özellik ise henüz tasarımın başında MOSFET üzerindeki gerilimin yükselme ve düşme zamanının bir ölçüt olarak girilmesidir. Yüksek dV/dt değerleri, MOSFET anahtarlama kayıplarını azalttığı gibi devre içerisindeki parazitik elemanları fonksiyonel hale getirerek EMI açısından da problemlere yol açabilmektedir. Tasarım sırasında bu konuda dikkatli olunmalıdır. Daha verimli bir tasarım elde etmek için yüksek dV/dt oranlarına çıkılmamalıdır. Dolayısıyla, MOSFET anahtarlama kayıpları ve EMI seviyesi arasında bir denge olması gerektiği için bu denge tasarımcı tarafından sağlanmalıdır. Bu oranın, henüz tasarımın başındayken kabul edilebilir bir seviyede tutulması bir avantaj getirmektedir. Bu oranın bilinmesi, anahtarlama kaybını da önceden kestirilebilmesini sağlar. Bu sayede, uygulama için MOSFET üzerinde ne kadar güç kaybı olacağı ve dolayısıyla ne kadar sıcaklık artışı olacağı önceden kestirilerek, tasarımsal değişiklikler yapılabilir. TGA yaklaşımını, diğerlerinden ayıran en kritik noktalardan birisi burasıdır.

Yaklaşımlar arasındaki bir diğer ayrışma noktası ise sıcaklık artışlarına verilen önem ile ilgilidir. ONSemi uygulama notlarında MOSFET ve kontrolör tümleşik olduğu için, MOSFET üzerinde yaşanacak sıcaklık artışları kontrolörü etkileyebilmektedir. Bu sebeple, bu elemanda yaşanabilecek sıcaklık artışları konusu algoritma içerisinde yer almaktadır. Ancak, diğer kritik elemanlar ile ilgili aynı kaygı gözetilmemiştir. IR ve Diodes uygulama notlarında ise bu konuda bir çalışma yer almamaktadır. Oysaki TGA yaklaşımında en önemli parametrelerden birisi güç kayıpları, dolayısıyla sıcaklık artışlarıdır. Bir tasarımı güvenilir ve uzun ömürlü yapan en önemli parametrelerden birisi sıcaklık seviyesidir. TGA yaklaşımında, dönüştürücü içerisindeki bütün kritik malzemelerin güç kayıpları ve oluşan sıcaklık artışları yaklaşık olarak kestirilebilmektedir. Bu sayede, problem görülen elemanlar için ya komponent değişimi ya da sıcaklığı azaltıcı önlemler alınabilmektedir. Tasarım esnasında bir miktar zaman harcansa dahi sonradan oluşabilecek problemlerin giderilmesinde harcanacak süreyi çok aza indirgemektedir.

Üzerinde çalışılan tüm tasarım yaklaşımlarından elde edilen değerlendirme sonuçları karşılaştırmalı bir şekilde Tablo 2.16'da görülmektedir. Sonuç olarak, tasarımları kabul gören yarı-iletken üreticilerinin yaklaşımları, tasarımcıyı hızlı bir şekilde sonuca götürürken, tasarım gerçeklendiğinde ortaya çıkabilecek problemlerin

öngörülmesi bakımından boşluklar içermektedir. TGA yaklaşımı ile bu boşlukların doldurularak, pratiğe dönüştürülen tasarımın önceden güvence altına alındığı savunulmaktadır.

Tablo 2.16. Tasarım yaklaşımlarının değerlendirilmesi

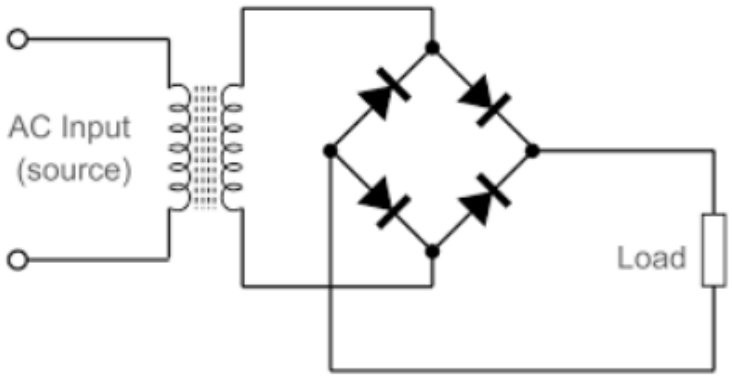
Kriterler	ONsemi	IR	Diodes	TGA
Tasarım kolaylığı	+++	+++	+++	++
İterasyon sayısı	++	++	+++	+
Kontrol edilebilirlik	+	++	++	+++
Kapsayıcılık	+	++	+	++
Güvenilirlik kaygısı	+	+	++	+++
EMI kaygısı	++	+	+	+++
Termal kaygı	+	+	+	+++

3. DENEYSEL ÖLÇÜM SONUÇLARI VE DOĞRULAMA

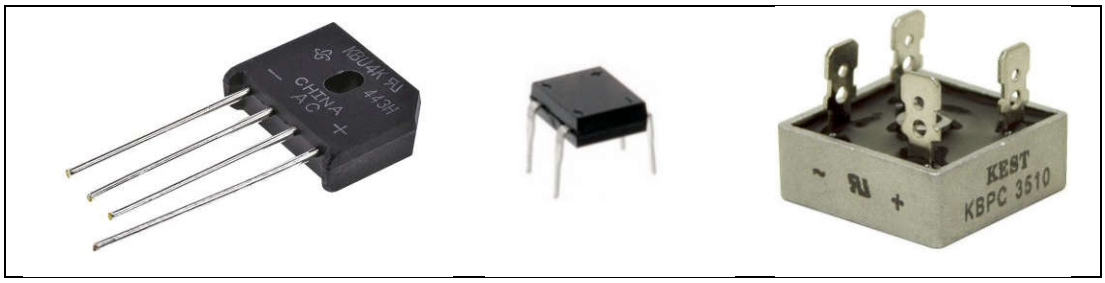
Bu bölümde tasarımı gerçekleştirilen evrensel girişli, kesintili modda çalışan 40 W flyback dönüştürücünün, tasarım öncesi bulunan kayıp hesaplamalarının doğruluğu test edilmiştir. Bu amaçla prototip devre oluşturulmuş ve prototip üzerinde elektriksel ve termal ölçümler gerçekleştirilerek kritik elemanların güç kayıpları bulunmuştur. Bölüm 2.4.3'te anlatılan, tasarım aşamasında iken hesaplanan kritik elemanların güç kayıpları ile gerçek devre üzerinde ölçülen güç kayıpları karşılaştırılarak kayıp hesaplamalarının doğruluğu ve güvenilirliği hakkında bilgiler sunulmuştur.

3.1. Köprü Doğrultucu Kayıplarının Doğrulanması

Şebekeden beslenen güç elektroniği uygulamalarında, şebeke geriliminin doğrultulması bir ihtiyaçtır. Bu amaçla şebeke hattından sonra yarım dalga veya tam dalga doğrultucu (köprü doğrultucu) kullanılmaktadır. Şekil 3.1'de verilen köprü doğrultucu yapısı, dört adet ayrı diyotun birleşimi ile oluşturulabileceği gibi, kompakt bir çözüm olması için üreticiler Şekil 3.2'deki gibi paket halinde de köprü doğrultucu üretebilmektedir. Tasarımı gerçeklenen 40 W flyback dönüştürücüde köprü doğrultucu olarak MCC firmasına ait 1000 V, 1,5 A anma değerlerleri olan SDB157 parça numaralı köprü doğrultucu kullanılmıştır.

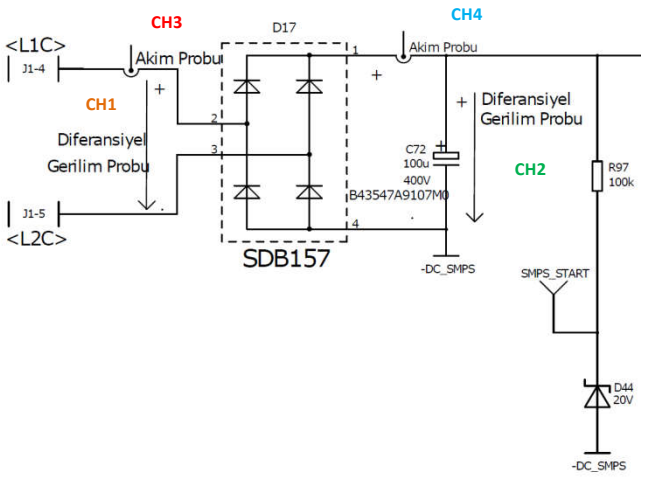


Şekil 3.1. Köprü doğrultucu yapısı



Şekil 3.2. Çeşitli kılıflarda sunulan paket halindeki köprü doğrultucular

Köprü doğrultucunun toplam kaybının bulunabilmesi için öncelikle paket içerisindeki tek bir diyotun kaybı bulunmalıdır. Köprü doğrultucu paketi içerisinde dört adet diyot bulunduğu için bulunan sonucun dört ile çarpılması ile köprü doğrultucu toplam kaybı bulunabilir. Bu amaçla, köprü doğrultucu kayıp denklemi Denklem (3.11)'e göre öncelikle diyotun aktif durumdaki modelini temsil eden eşik gerilimi (V_{TO}) ve dinamik direnci (R_{dyn}) bulunmalıdır. Bu değerler Denklem (2.12) ve Denklem (2.13)'deki hesaplamalardan 0,95 V ve 66,7 mΩ olarak bulundu. Ardından, paket içerisindeki bir diyottan akan ortalama ve etkin akım değerlerinin bilinmesine ihtiyaç vardır. Köprü doğrultucu paketi içerisindeki tek bir diyotun akım sinyaline doğrudan ulaşmak mümkün olmadığı için bu noktada mantıklı bir çözüm üretilmelidir. Bu amaçla ilk olarak Şekil 3.3'teki devre düzeneği kurulmuştur. Burada hedeflenen, şebekeden çekilen akım sinyali ve köprü doğrultucu çıkışındaki akım sinyallerinin ölçülüp Denklem (3.1) ve Denklem (3.2)'den faydalanılarak köprü doğrultucu paketinin içerisindeki tek bir diyottan akan ortalama ve etkin akım değerlerini bulmaktır.



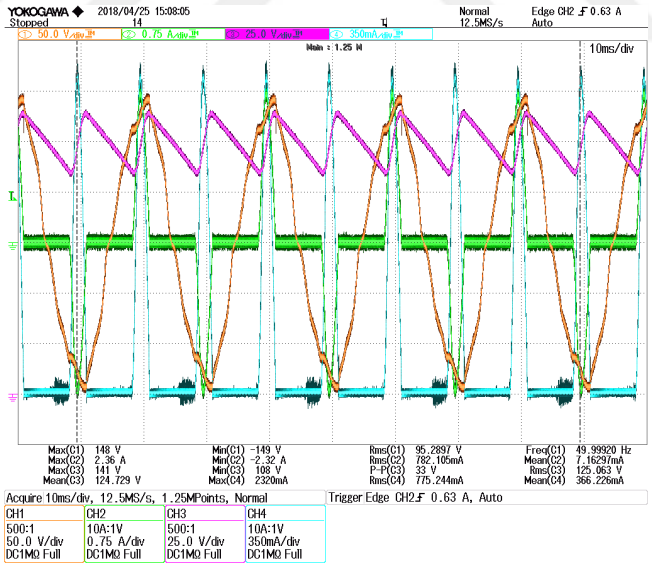
Şekil 3.3. Köprü doğrultucu kayıplarının bulunması için oluşturulan ölçüm düzeneği

$$I_{d1,ortalama} = \frac{\left|I_{line,ortalama}\right|}{2} \tag{3.1}$$

$$I_{d1,RMS} = \frac{\left|I_{line,RMS}\right|}{\sqrt{2}} \tag{3.2}$$

Köprü doğrultucu kaybının en yüksek olduğu çalışma bölgesi minimum giriş gerilimi ve maksimum yüklenme durumudur. Bu çalışma koşulları altında köprü diyottan akan akım maksimum olacak, dolayısıyla köprü diyot kaybı ve ısınması en yüksek değerine ulaşacaktır. Prototip devre, bu çalışma koşulları altında çalıştırılmış olup, devre düzeneğine ait ölçümlerin genel görüntüsü Şekil 3.4'de verilmiştir. Ölçümlere ait ekran görüntülerinde osiloskop kanallarının ifade ettiği sinyaller şu şekildedir:

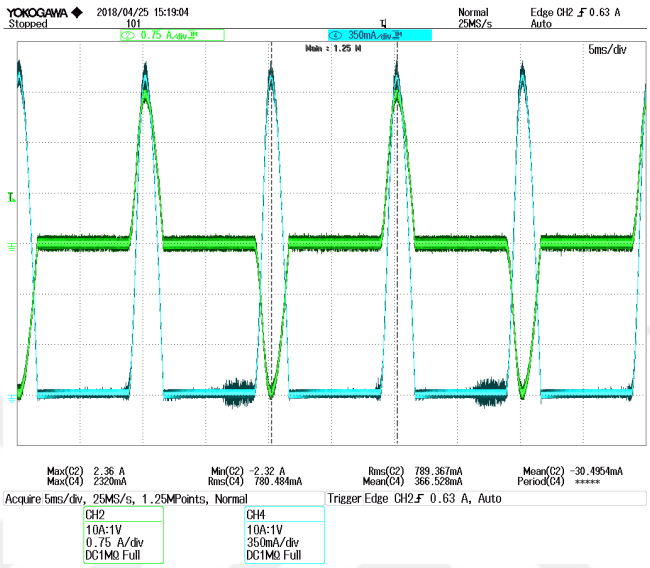
- CH1 (Birinci Kanal) : Şebeke gerilimi
- CH2 (İkinci Kanal) : Şebekeden çekilen akım
- CH3 (Üçüncü Kanal) : Köprü doğrultucu çıkış akımı
- CH4 (Dördüncü Kanal) : Doğrultucu çıkışı dc bara kondansatör gerilimi



Şekil 3.4. Ölçüm düzeneğine ait osiloskop ekran görüntüsü

Şekil 3.5'te ise şebekeden çekilen akım sinyali ve köprü doğrultucu çıkışındaki doğrultulmuş akım sinyali gösterilmektedir. Osiloskop imleçlerinin köprü doğrultucu çıkışındaki akım sinyalinin bir periyodunu kapsayacak biçimde ayarlanmasıyla köprü doğrultucu çıkışındaki akım sinyaline ait ortalama ve etkin akım değerleri elde

edilebilmektedir. Bu değerlerin sırasıyla 366 mA_{dc} ve 780 mA_{rms} olduğu gösterilmektedir. Elde edilen bu değerler aracılığı ile köprü diyot paketi içerisindeki tek bir diyottan akan ortalama ve etkin akım değerleri Denklem (3.1) ve Denklem (3.2)'den faydalanılarak 183 mA_{dc} ve 552 mA_{rms} olarak bulunmuştur.



Şekil 3.5. Şebeke akımı ve doğrultulmuş şebeke akımının osiloskop görüntüleri

Bu bilgiler aracılığı çalışan prototip devre üzerindeki köprü doğrultucunun en kötü çalışma koşulları altındaki (minimum giriş gerilimi ve maksimum yüklenme durumunda) toplam kaybı şu şekilde bulunmaktadır;

$$P_{rect} = 4[(V_{TO}\frac{I_{in,mean}}{2}) + (R_{dyn}I_{d,rms}^2)] \tag{3.3}$$

$$P_{rect} = 4[(0{,}95V)(\frac{366mA}{2}) + (66{,}7m\Omega)(\frac{780mA}{\sqrt{2}})^2] \cong 773\,mW$$

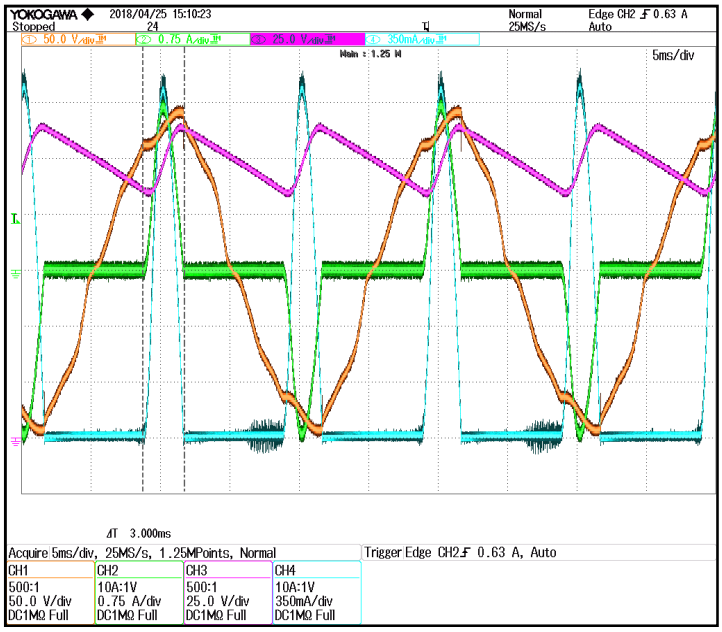
Bölüm 2.4.3.1'de tasarım öncesinde, seçilen köprü doğrultucu kaybının 900 mW olacağı öngörülmüştü. Prototip üzerinden alınan elektriksel ölçümler sonucunda seçilen köprü doğrultucunun toplam güç kaybı 773 mW olarak ölçülmektedir. Sonuç olarak, tasarım öncesi öngörülen toplam kayıp değeri ile ölçümlerle bulunan toplam kaybın yaklaşık %80 doğrulukla uyuştuğu görülmektedir.

Tablo 3.1. Köprü doğrultucu toplam kayıp sonuçlarının değerlendirilmesi

Tasarım Öncesi Matematiksel Hesaplarla Bulunan Köprü Doğrultucu Kaybı	Prototip Üzerinde Elektriksel Ölçümlerle Bulunan Köprü Doğrultucu Toplam Güç Kaybı
900 mW	773 mW

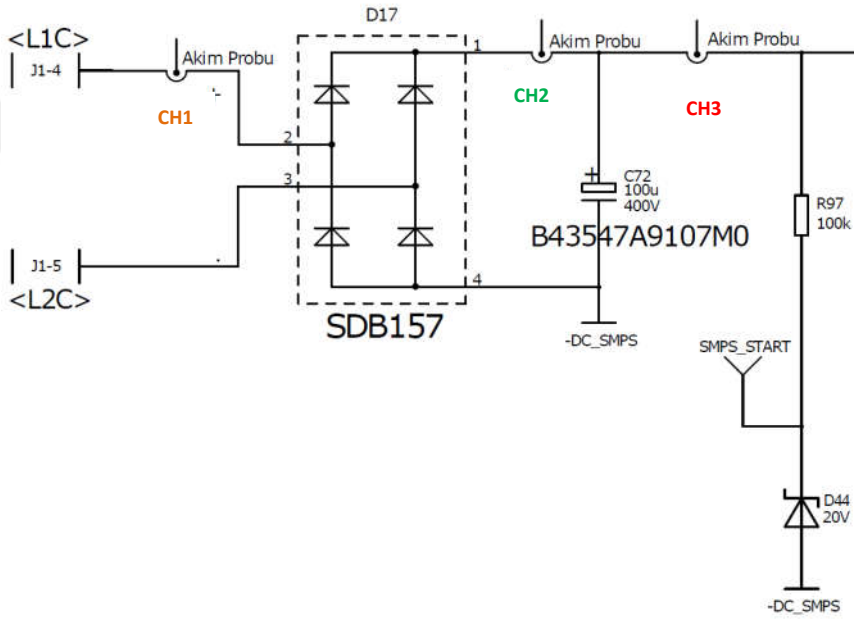
3.2. DC Bara Kondansatör Kayıplarının Doğrulanması

Tek fazlı ve köprü doğrultuculu bir sistemde dc bara kondansatörün şarj-deşarj grafiği Şekil 2.5'te gösterilmişti. Aynı bölümde dc bara kondansatörünün şarj olma süresinin 2~3ms arasında olduğu varsayılarak dc bara kondansatöründen akacak etkin akım değeri Denklem (2.6) aracılığı ile hesaplanmıştı. Şekil 3.3'teki ölçüm düzeneği üzerinden alınan ölçümler aracılığı ile en kötü çalışma koşulları altında (minimum giriş gerilimi ve maksimum yük altında) dc bara kondansatörünün şarj-deşarj grafiği Şekil 3.6'da gösterilmektedir. Bu görüntüye göre, tasarım öncesinden dc bara kondansatörünün şarj olma süresi için yapılan varsayımın doğru olduğu görülmektedir.



Şekil 3.6. Şebeke akımı ve doğrultulmuş şebeke akımının osiloskop görüntüleri

DC bara kondansatör kaybı Denklem (3.4) aracılığı ile bulunmaktadır. Bu denkleme göre dc bara kondansatörünün kaybının bulunabilmesi için kullanılan kondansatörün eş değer seri direnç (ESR) değerinin ve kondansatörden akan etkin akım değerinin bilinmesi gerekmektedir. Prototip devre üzerinde EPCOS firmasına ait 100µF, 400V değerlerine sahip B43547A9107M0 parça numaralı elektrolitik kondansatör kullanılmıştır. Kondansatörün veri yaprağında eş değer seri direnç (ESR) değeri 100 Hz çalışma frekansı ve 20 °C çalışma koşulları altında 520 mΩ olarak verilmektedir. DC bara kondansatöründen akan etkin akım değerinin bulunabilmesi için ise Şekil 3.7'deki devre düzeneği oluşturulmuştur. Kondansatörden akan etkin akım değerinin en yüksek olduğu çalışma bölgesi, flyback dönüştürücüsünün minimum giriş gerilimi ve maksimum yüklenme durumudur. Bu çalışma koşulları altında Şekil 3.7'deki devre düzeneği çalıştırıldıktan sonra elde edilen sinyaller Şekil 3.8'de gösterilmektedir.



Şekil 3.7. Şebeke akımı ve doğrultulmuş şebeke akımının osiloskop görüntüleri

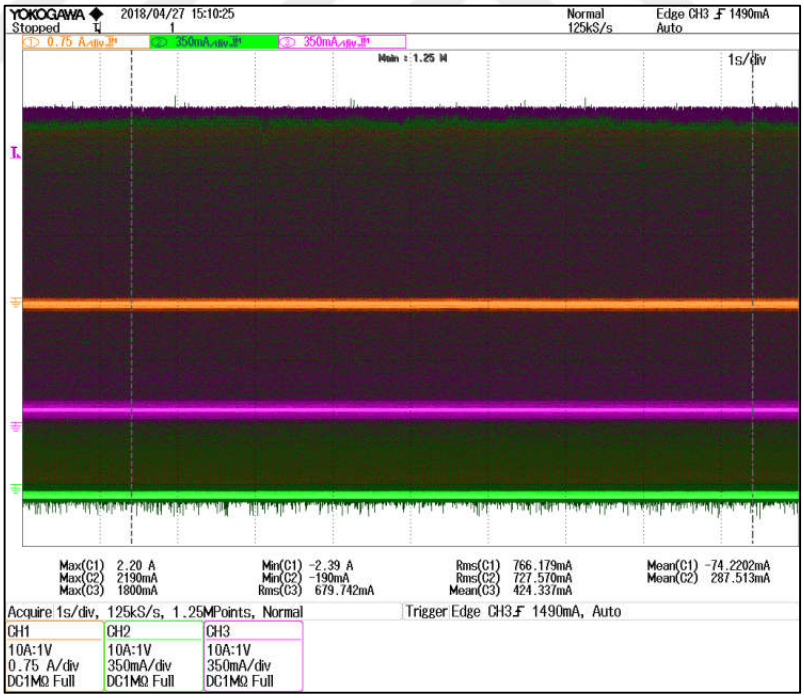
Ölçümlere ait ekran görüntülerinde osiloskop kanallarının ifade ettiği sinyaller şu şekildedir:

- CH1 (Birinci Kanal) : Şebekeden çekilen akım
- CH2 (İkinci Kanal) : Köprü doğrultucu çıkış akımı
- CH3 (Üçüncü Kanal) : Trafo birincil taraf sargı akımı

Şekil 3.8'den de görüleceği gibi en kötü çalışma koşulları altında dc bara kondansatöründen akan etkin akımın maksimum değeri 730 mA_{rms} olarak ölçülmektedir. Bu bilgiler aracılığı ile çalışan prototip üzerinde en kötü çalışma koşulları altında (minimum giriş gerilimi ve maksimum yüklenme durumunda) kullanılan dc bara kondansatörünün toplam kaybı şu şekilde bulunmaktadır;

$$P_{cap} = (I_{cap,rms})^2 ESR \tag{3.4}$$

$$P_{cap} = (0{,}732)^2 (520m\Omega) = 278mW$$



Şekil 3.8. Şebeke akımı ve doğrultulmuş şebeke akımının osiloskop görüntüleri

Bölüm 2.4.3.2'de seçilen dc bara kondansatörün güç kaybının tasarım öncesinden 470 mW olacağı öngörülmüştü. Prototip üzerinden alınan elektriksel ölçümler

sonucunda kullanılan dc bara kondansatörün güç kaybı 277 mW olarak ölçülmektedir.

Tablo 3.2. DC bara kondansatörü güç kaybı sonuçlarının değerlendirilmesi

Tasarım Öncesi Matematiksel Hesaplarla Bulunan DC Bara Kondansatör Kaybı	Prototip Üzerinde Elektriksel Ölçümlerle Bulunan DC Bara Kondansatör Kaybı
470 mW	278 mW

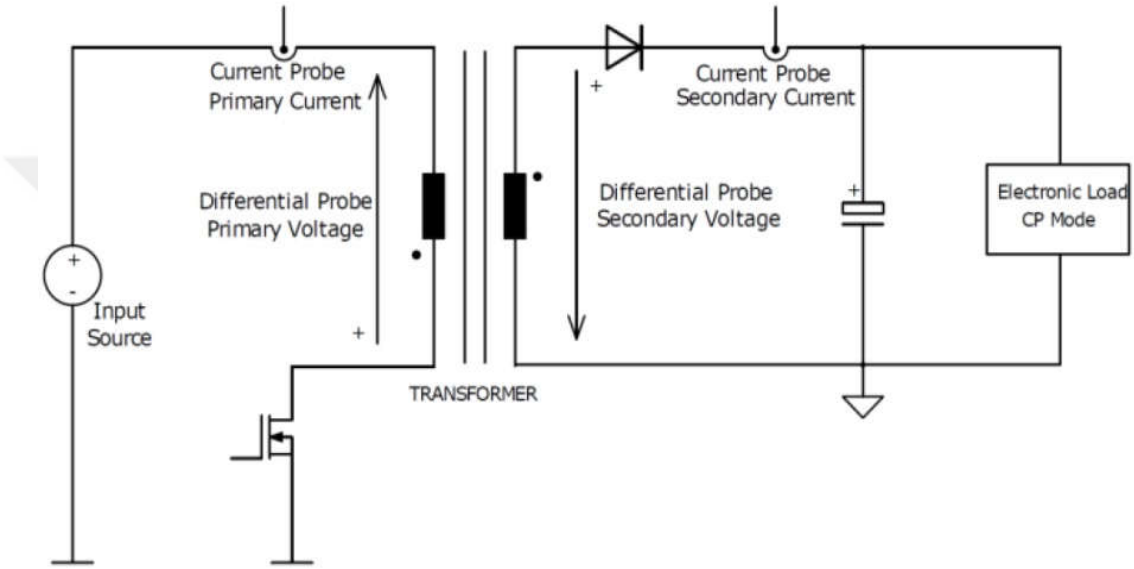
3.3. Trafo Kayıplarının Doğrulanması

Literatürde, trafo çekirdek ve bakır kayıplarının hesaplanmasına ve ölçülmesine dair birçok matematiksel ifadeler ve ölçme test düzenekleri önerilmektedir [43]. Fakat bu yöntemler ya çok uzun ve karmaşık hesaplamalar içermekte ya da hava aralıklı kesintili iletim modunda çalışan flyback trafosu için uygulanamamaktadır. Tez içeriğinde, bu karmaşıklıkların önüne geçilebilmesi için kesintili iletim modunda çalışan flyback trafosu için iki ayrı yöntem ile flyback trafosuna ait toplam kayıpların kestirilmesi hedeflenmiştir. Trafo kayıplarının bulunması için önerilen iki yöntemin doğruluğunun farklı trafolar için de kestirimi yapılabilmesi için prototip devrede kullanılacak iki ayrı trafo tasarımı gerçekleştirilmiştir. Bu trafolar PQ2620 ve E25x13x7 trafolarıdır. Prototip devre üzerinde kullanılan PQ2620 trafosunun tasarımı Bölüm 2.4.3.3'te adım adım anlatılmıştır. E25x13x7 trafosu da aynı adımlar izlenerek tasarlanmıştır. Gerçek devre üzerinde PQ2620 ve E25x13x7 trafolarına ait ölçümler sonucunda iki ayrı yöntemin de birbiri ile mantıklı ve uyuşan sonuçlar verdiği gözlemlenmiştir.

3.3.1. Elektriksel ölçümlerle trafo kayıplarının doğrulanması

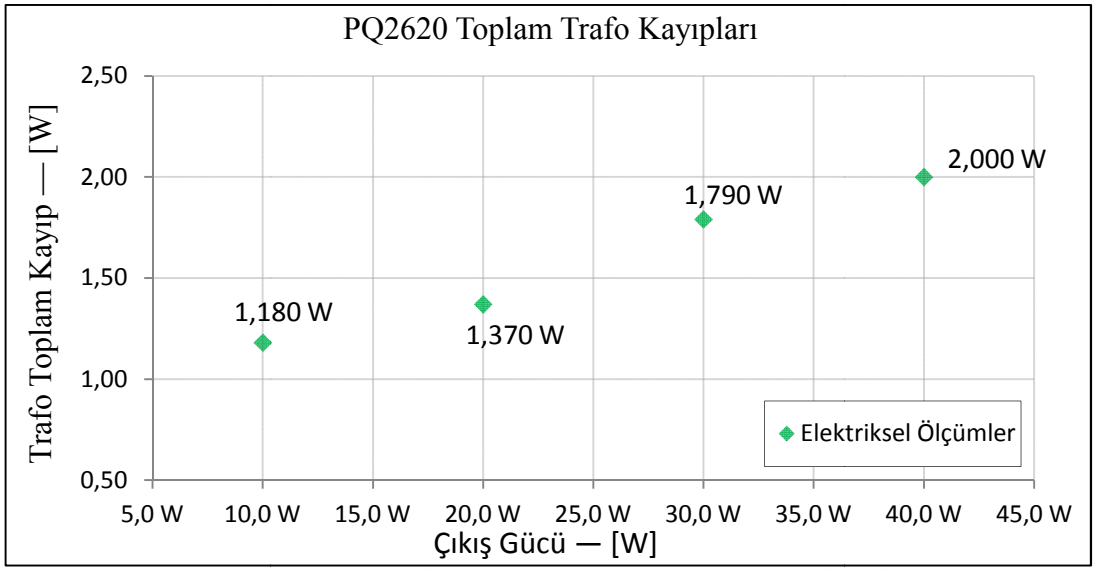
Bu bölümde prototip devre üzerinde kullanılan PQ2620 ve E25x13x7 trafolarının toplam kayıplarının elektriksel ölçümler ile bulunabileceği önerilmiştir. Önerilen bu yöntemin uygulanabilir olması için, flyback trafosunun tek çıkışlı olması gerekmektedir. Tasarım tek çıkışa sahip olduğu için önerilen yöntem ile trafo

kayıpları bulunabilecektir. Bu amaçla Şekil 3.9'daki ölçüm düzeneği kurulmuştur. Elektriksel ölçümlerle toplam trafo kaybının bulunabilmesi için trafonun birincil ve ikincil sargılarına ait akım ve gerilim sinyallerinin aynı anda ölçülüp, osiloskop aracılığı ile akım-gerilim sinyallerinin anlık değerlerinin çarptırılıp bir periyot boyunca ortalaması alınarak trafonun giriş ve çıkış güçleri bulunmalıdır. Osiloskop aracılığı ile giriş-çıkış güçleri arasındaki fark alınarak trafo üzerinde harcanan toplam kayıp bulunabilmektedir.

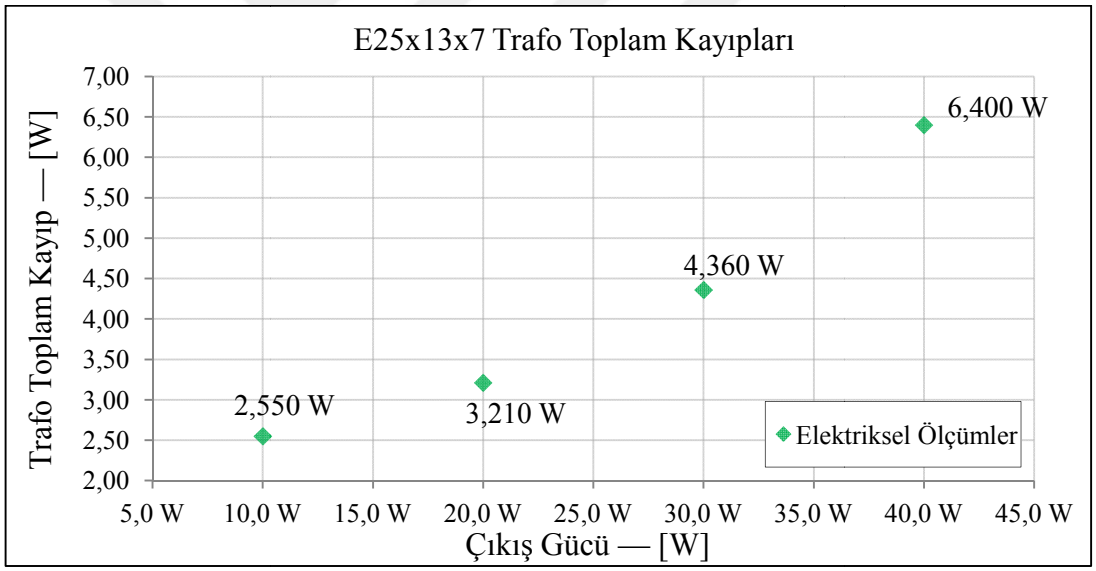


Şekil 3.9. Elektriksel yöntemle toplam trafo kaybı ölçüm düzeneği

Tasarlanan trafoların nominal giriş geriliminde, %10 yükten %100 yüklenme durumuna kadarki geçen çalışma bölgelerindeki toplam kayıplarının bulunması için devreden elektronik yük aracılığı ile sabit güç çektirilerek farklı güçler için de trafo kayıpları elektriksel olarak ölçülmüştür. Her iki tasarlanan trafo için de ölçüm sonuçları aşağıdaki grafiklerde verilmektedir.



Şekil 3.10. Elektriksel ölçüm ile bulunan yükün değişimine göre PQ2620 toplam trafo kayıpları

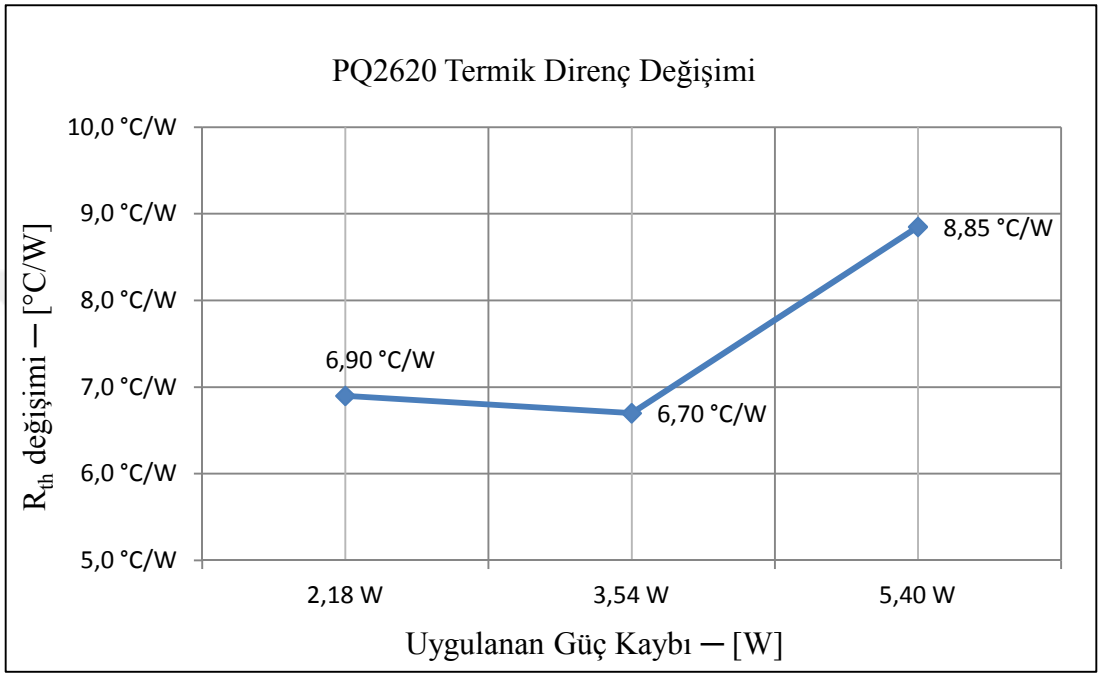


Şekil 3.11. Elektriksel ölçüm ile bulunan yükün değişimine göre E25x13x7 toplam trafo kayıpları

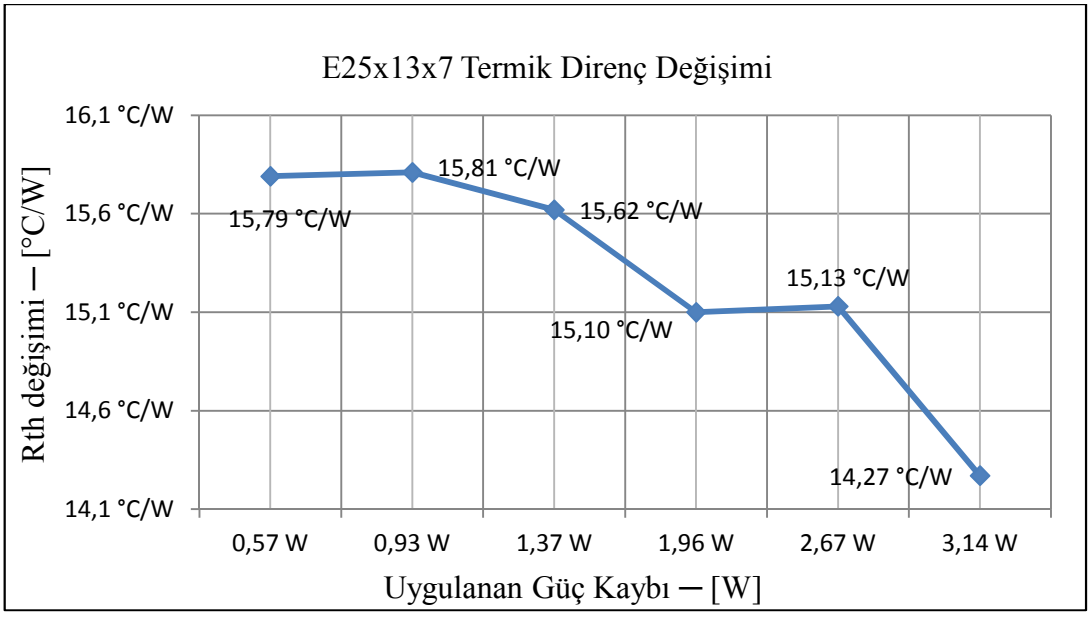
3.3.2. Termal ölçümlerle trafo kayıplarının doğrulanması

Trafo toplam kayıplarının bulunması için tezde önerilen bir diğer yöntem de termal ölçüm yöntemidir. Bu yöntem ile trafo sargılarına DC kaynak ile değeri bilinen çeşitli kayıplar verilir ve Şekil 2.21'de gösterildiği gibi trafo üzerinde çeşitli ölçüm noktalarından sıcaklık bilgileri alınır. Kayıp ve sıcaklık bilgileri aracılığı ile ölçüm noktaları ile ortam olarak belirlenen ölçüm noktası arasındaki termik direnç değerleri elde edilir. Ardından, çalışan devre üzerinde çeşitli yükleme durumlarına göre aynı

noktaların sıcaklık bilgileri elde edilir. İkinci durumda elde edilen sıcaklık bilgileri ve bir önceki ölçümlerde elde edilen termik direnç değerleri ile toplam trafo kaybı elde edilir. Ölçüm yönteminin farklı trafolara uygulanabilirliğinin test edilebilmesi için yöntem, tasarlanan PQ2620 ve E25x13x7 trafolarının her ikisine de uygulandı ve her iki trafo için de makul sonuçlar elde edildiği gözlemlendi.

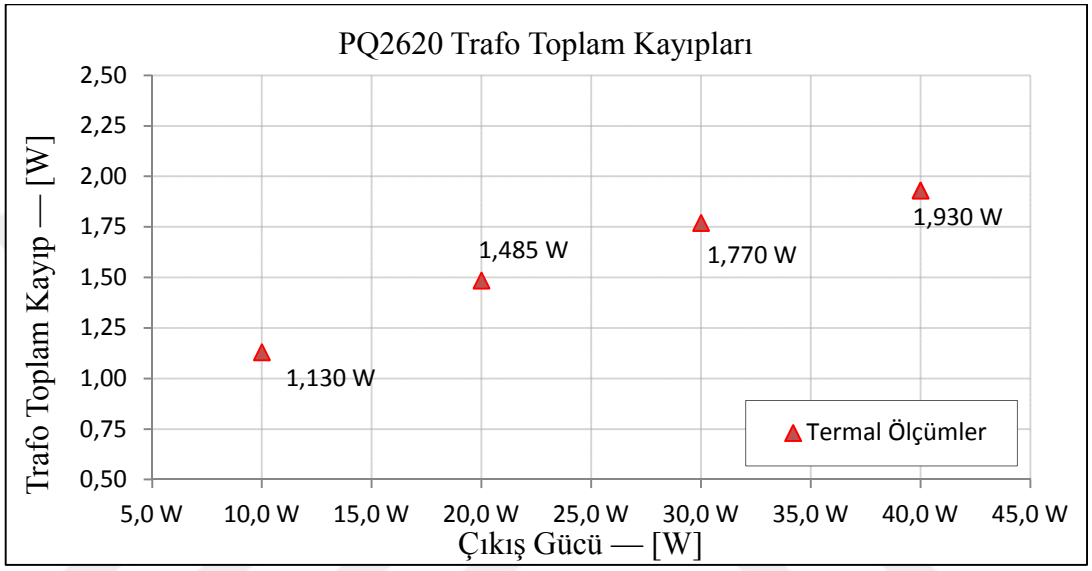


Şekil 3.12. PQ2620 termik direnç değişimi

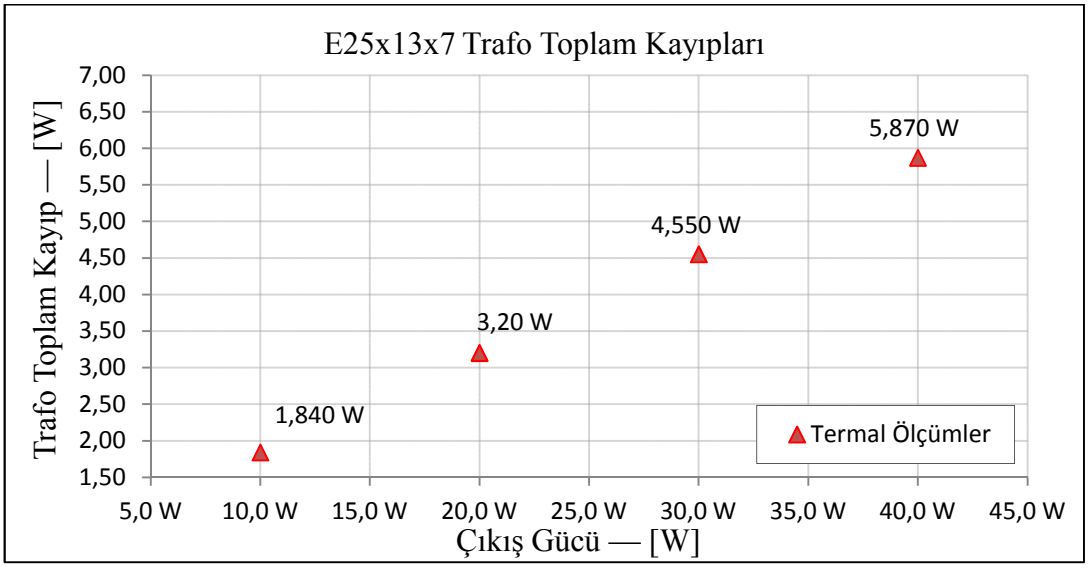


Şekil 3.13. E25x13x7 termik direnç değişimi

Şekil 3.13 ve Şekil 3.14'te gösterilen grafiklerde, tasarlanan her iki trafonun da yükün değişimine göre termik dirençlerinin değişim sonuçları verilmiştir. Trafo termik dirençlerinin değişim bilgileri elde edildikten sonra, gerçek çalışma durumu için aynı ölçüm noktalarından sıcaklık bilgileri alındı. Sıcaklık bilgileri ve termik dirençler yardımıyla her iki trafonun da yükün değişimine göre toplam kayıpları bulundu.



Şekil 3.14. Termal ölçüm ile bulunan yükün değişimine göre PQ2620 toplam trafo kayıpları

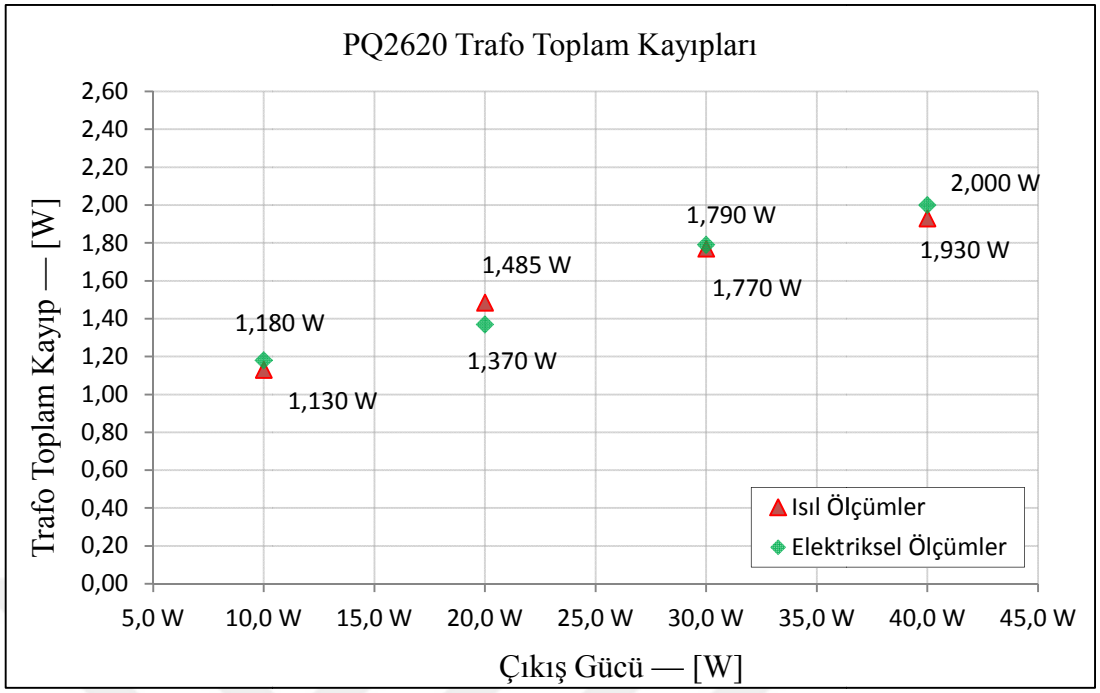


Şekil 3.15. Termal ölçüm ile bulunan yükün değişimine göre E25x13x7 toplam trafo kayıpları

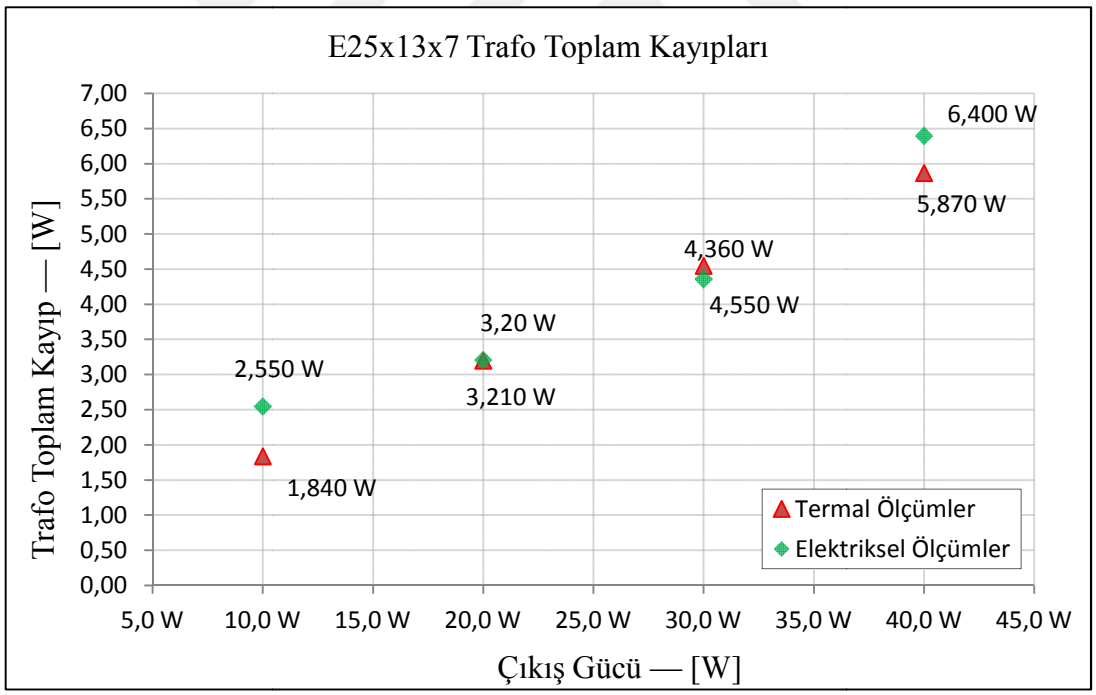
3.3.3. Elektriksel ölçümler ve termal ölçümlerle bulunan trafo kayıplarının karşılaştırması

Tasarlanan her iki trafo için de prototip üzerinde elektriksel ve termal ölçümler alınarak trafoların toplam kayıpları bulunmuştur. Şekil 3.17 ve Şekil 3.18'de trafoların elektriksel ve termal ölçümlerle bulunan toplam kayıpları gösterilmektedir. Grafiklerden de görüleceği gibi önerilen yöntemlerin birbiriyle uyumlu sonuçlar verdiği görülmektedir. Elektriksel ve termal ölçüm sonuçlarından yararlanılarak tasarlanan trafoların yüke göre verimlerinin değişimi Şekil 3.19 ve Şekil 3.20'de gösterilmektedir. Elde edilen sonuçlara göre, PQ2620 trafosu tam yükte %95 verimde çalışırken, E25x13x7 trafosu %86 verimde çalışmaktadır. Trafoların termal denge noktasına ulaştıktan sonraki ısınma değerleri de Şekil 3.21 ve Şekil 3.22'de gösterilmektedir.

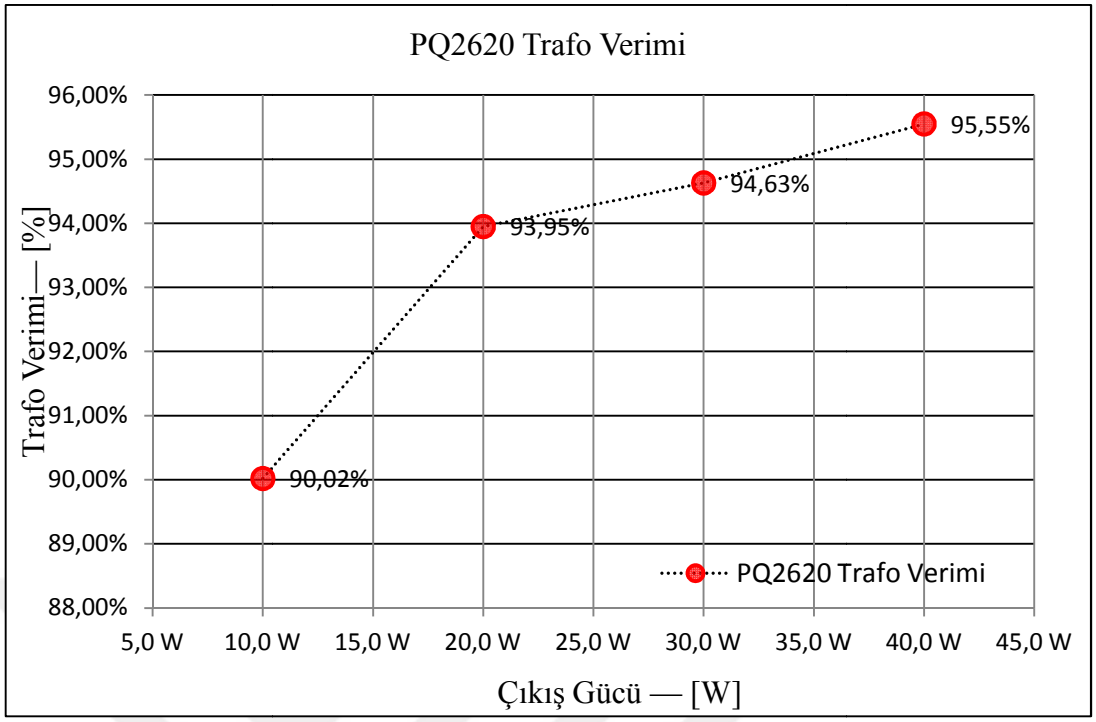
Tasarım öncesi bulunan trafo kayıpları ile prototip üzerinde alınan ölçümlerle bulunan trafo kayıplarının özeti Tablo 3.2'de gösterilmektedir. Bu bilgiler ışığında, tasarım öncesi uygulanan yöntemlerden analitik simülasyonlarla trafo kayıplarının kestirim yöntemi gerçek kayıplara en çok yaklaşan sonucu verdiği görülmektedir. Bundan sonraki aşamalarda, tasarım öncesi bulunan trafo kaybı olarak analitik simülasyonlarla elde edilen kayıp bilgisi kullanılacaktır.



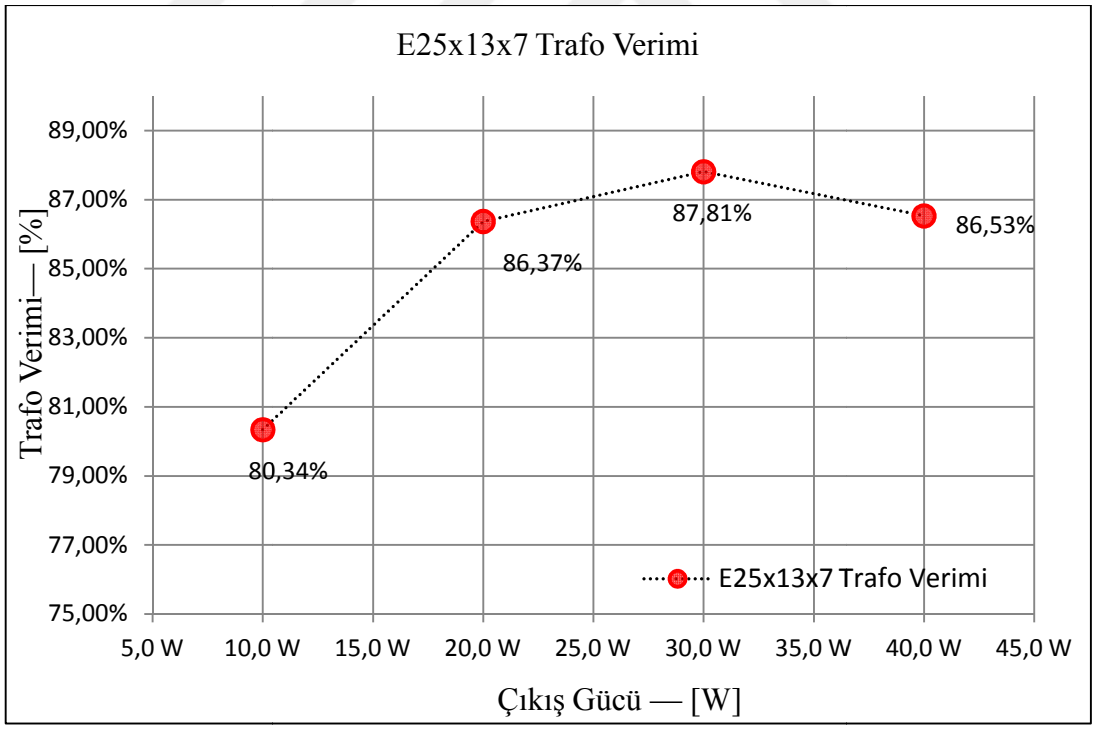
Şekil 3.16. PQ2620 toplam trafo kaybı için elektriksel ve ısıl ölçüm sonuçları



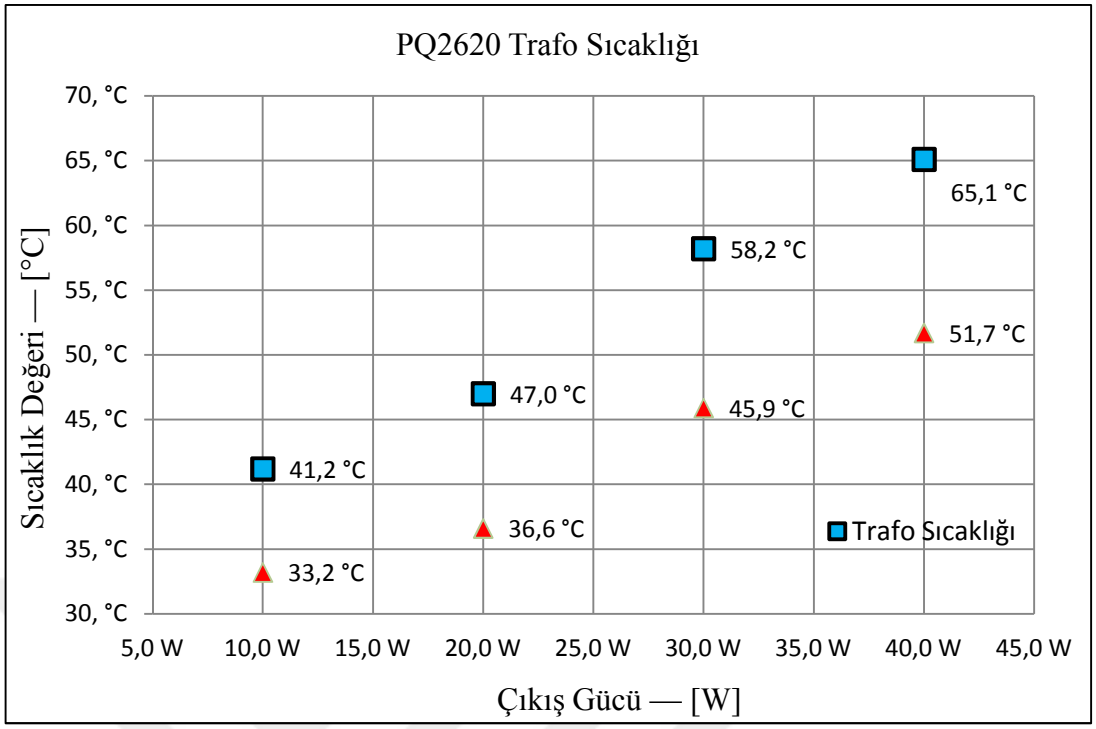
Şekil 3.17. PQ2620 toplam trafo kaybı için elektriksel ve ısıl ölçüm sonuçları



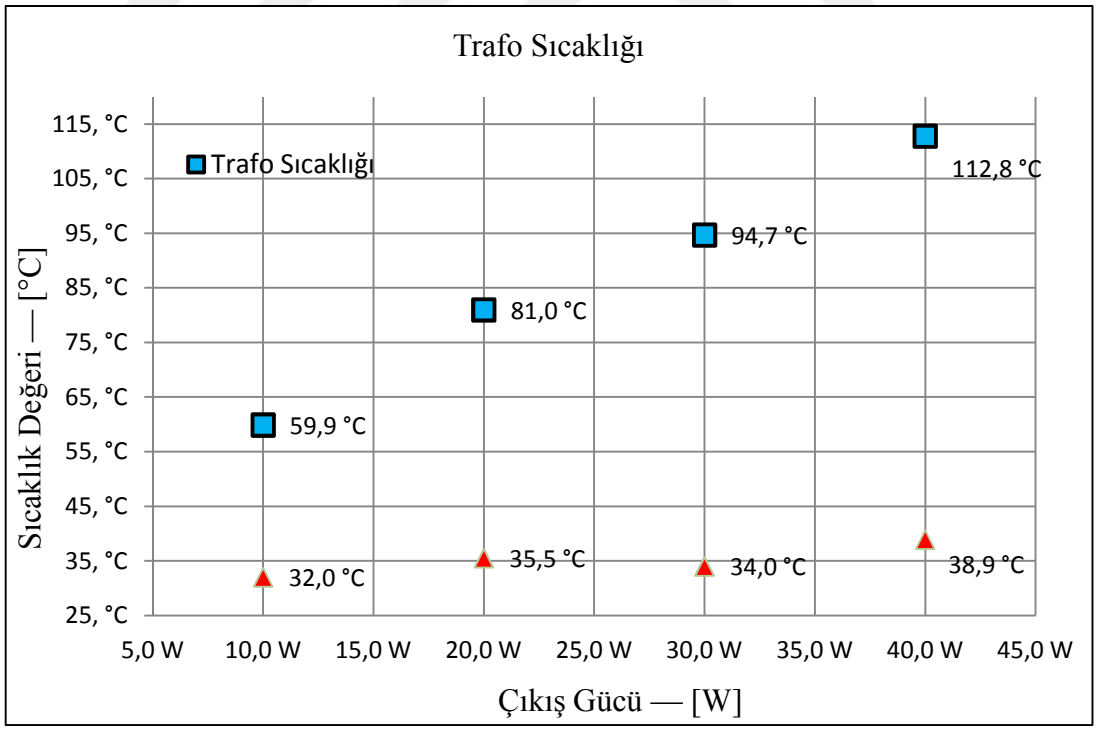
Şekil 3.18. Prototip üzerinde kullanılan PQ2620 trafosunun verimi



Şekil 3.19. Prototip üzerinde kullanılan E25x13x7 trafosunun verimi



Şekil 3.20. Prototip üzerinde kullanılan PQ2620 trafosunun ve bulunduğu ortam sıcaklığı



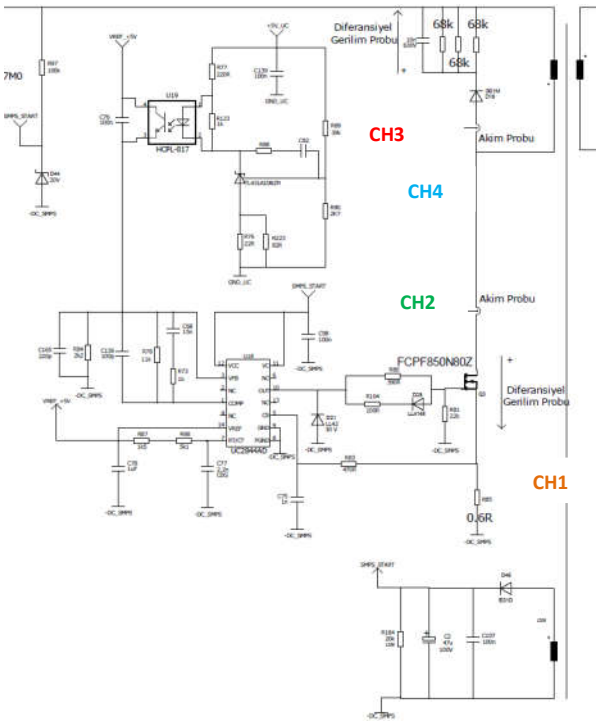
Şekil 3.21. Prototip üzerinde kullanılan E25x13x7 trafosunun ve bulunduğu ortam sıcaklığı

Tablo 3.3. Trafo güç kaybı sonuçlarının değerlendirilmesi

Tasarım Öncesi Önerilen Yöntemlerle Bulunan Trafo Kayıpları			Prototip Üzerinde Önerilen Yöntemlerle Bulunan Trafo Kayıpları	
Metot 1 Hesaplama	Metot 2 Simülasyon	Metot 3 Sonlu Elemanlar Analizi	Elektriksel Ölçümler	Termal Ölçümler
1.66 W	2.21 W	1.70 W	2.00 W	1.93 W

3.4. Bastırma Devresi Kayıplarının Doğrulanması

Tasarım öncesi RCD bastırma hücresine ait kayıp hesaplamaları Bölüm 2.4.3.4'te gösterilmişti. Bu bölümde gerçeklenen prototip üzerinde kullanılan RCD bastırma hücresindeki kayıpların hesaplanması ve tasarım öncesi bulunan kayıp değerleri ile doğruluğunun karşılaştırması yapılmıştır. Prototip üzerinde RCD bastırma hücresindeki dirence ait kayıp hesaplamalarının yapılabilmesi için öncelikle Şekil 3.23'deki ölçüm düzeneği kurulmuştur.

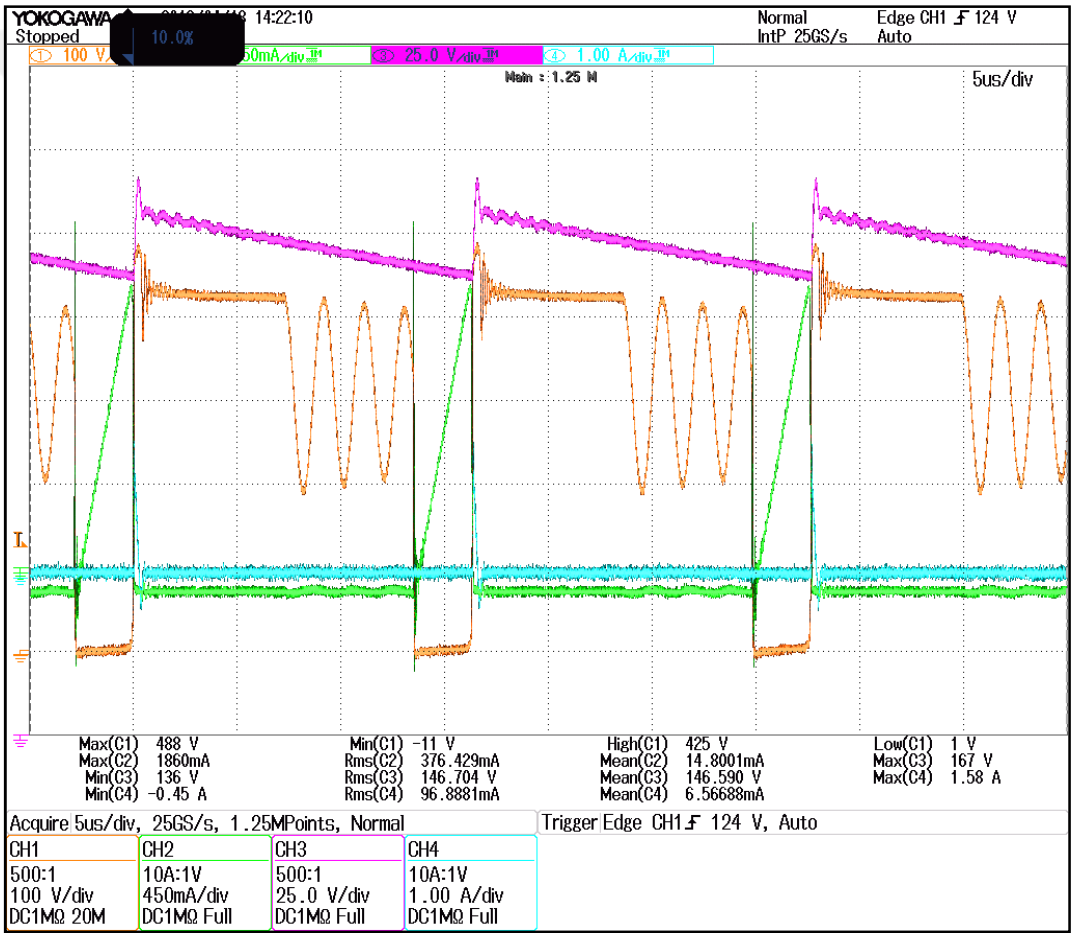


Şekil 3.22. RCD bastırma hücresi kayıplarının bulunması için oluşturulan ölçüm düzeneği

Bu bölümdeki bütün osiloskop ölçüm görüntülerindeki osiloskop kanallarının ifade ettiği sinyaller şu şekildedir:

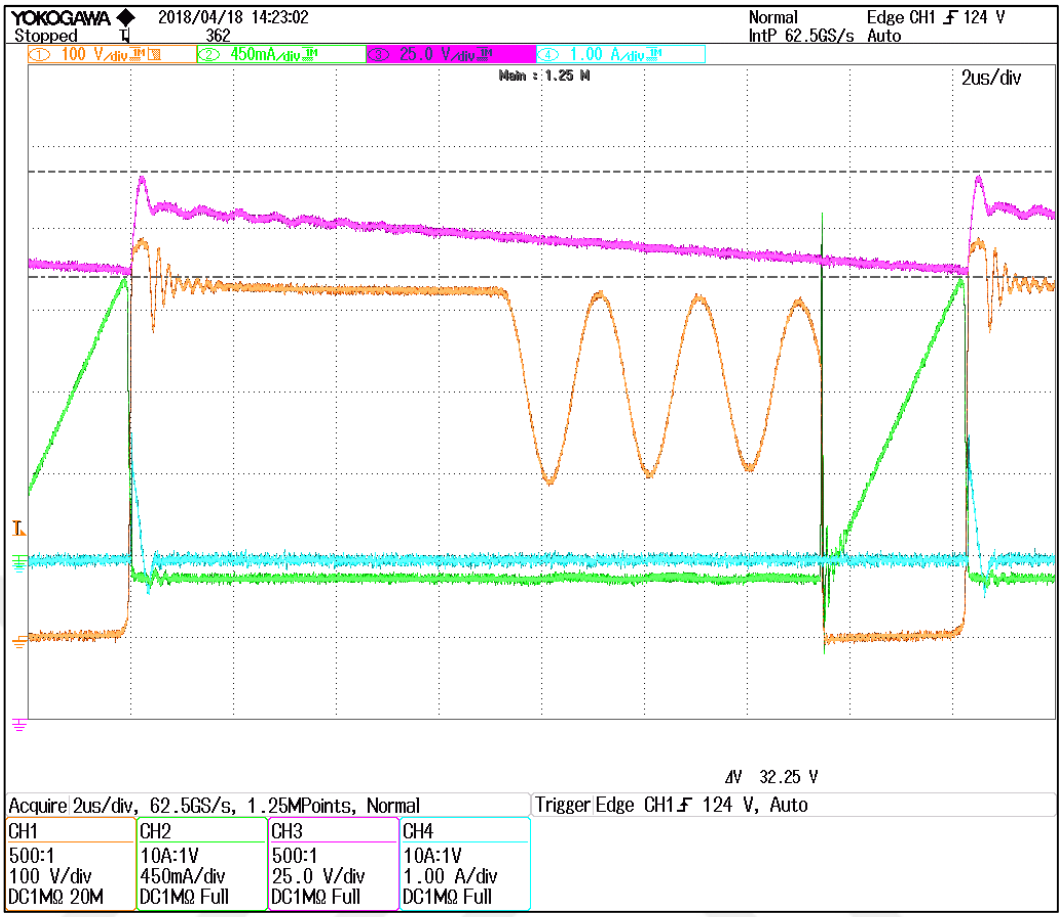
- CH1 (Birinci Kanal) : MOSFET drain-source gerilimi
- CH2 (İkinci Kanal) : MOSFET drain akımı
- CH3 (Üçüncü Kanal) : RCD bastırma hücresi direncinin gerilimi
- CH4 (Dördüncü Kanal) : DC bara kondansatör gerilimi

RCD bastırma hücresine ait kayıp hesaplamaları için kurulan düzeneğe ait ölçümlerin genel görüntüsü Şekil 3.24'te gösterilmektedir.



Şekil 3.23. RCD bastırma hücresine ait ölçümlerin genel görünümü

RCD bastırma hücresinde kullanılacak kondansatörün boyutlandırılmasında, kondansatör üzerindeki gerilim dalgalanmasının ikincil taraftan yansıyan gerilimin %5 - %10 arasında olması önerilmektedir [40]. Şekil 3.25'e göre prototip üzerinde bu dalgalanmanın tasarım öncesi değer ile uyuştuğu görülmektedir.



Şekil 3.24. RCD bastırma hücresi gerilim dalgalanması

RCD bastırma hücresinde oluşan toplam güç kaybını bulabilmek için bastırma hücresindeki direnç üzerindeki gerilimin etkin değerinin bilinmesi gerekmektedir. Bu değer, Şekil 3.23'deki sinyallerden üçüncü kanalda ~150 V_{rms} olduğu gösterilmektedir. Bastırma hücresinde 3 adet 68 kΩ direnç paralel kullanıldığı için, bastırma hücresinin toplam kaybı;

$$P_{sn} = 3\ \frac{(V_{eff})^2}{R_{sn}} \tag{3.5}$$

$P_{sn} = 3\left[\frac{(150V)^2}{68k\Omega}\right] \cong 1\,W$ olarak elde edilmiştir.

Bölüm 2.4.3.4'te tasarım öncesinde seçilen RCD bastırma hücresinin toplam kaybının yaklaşık 1,0W olacağı öngörülmüştü. Prototip üzerinde alınan elektriksel ölçümler sonucunda prototip üzerindeki RCD bastırma hücresinin toplam kaybı yaklaşık 1,0 W olarak ölçülmektedir. Sonuç olarak, tasarım öncesi öngörülen toplam

kayıp değeri ile ölçümlerle bulunan toplam kaybın yaklaşık %100 doğrulukla uyuştuğu görülmektedir.

Tablo 3.4. Bastırma devresi güç kaybı sonuçlarının değerlendirilmesi

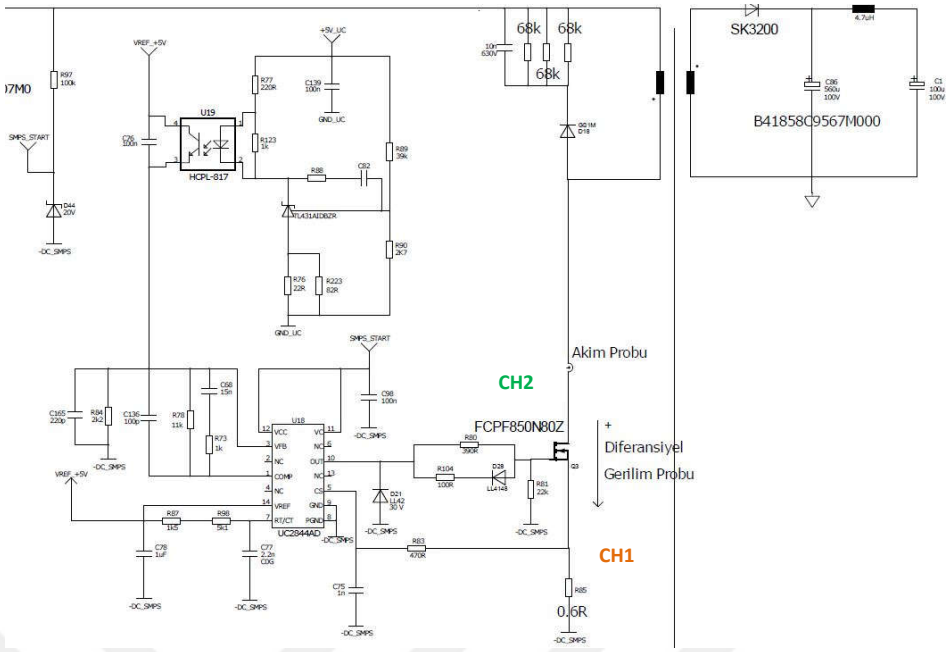
Tasarım Öncesi Matematiksel Hesaplarla Bulunan Bastırma Devresi Kaybı	Prototip Üzerinde Elektriksel Ölçümlerle Bulunan Bastırma Devresi Kaybı
1.0 W	1.0 W

3.5. MOSFET Kayıplarının Doğrulanması

Bu bölümde prototip devre üzerinde kullanılan MOSFET'in toplam kayıplarının bulunması için iki ayrı yöntem izlenmiştir. Birinci yöntemde MOSFET kayıpları elektriksel ölçümlerle bulunmuştur. Bu amaçla osiloskop aracılığı ile Şekil 3.26'daki ölçüm düzeneğinde MOSFET'e ait akım-gerilim sinyalleri incelenmiş ve MOSFET'in toplam kayıpları bulunmuştur. İkinci yöntemde ise MOSFET kayıpları termal ölçüm yöntemiyle bulunmuştur. Bu amaçla termal ölçüm yöntemleriyleönce prototip üzerinde kullanılan MOSFET'in termik direnci bulunmuş, ardından normal çalışma durumunda ısınmalardan yola çıkılarak MOSFET'in toplam kaybı kestirilmiştir.

3.5.1. Elektriksel ölçümlerle MOSFET kayıplarının doğrulanması

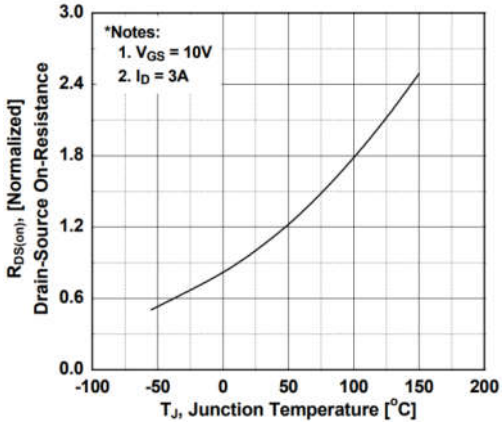
Genel anlamda MOSFET kayıpları üç grupta incelenir: İletim kayıpları, iletime geçme anahtarlama kayıpları ve kesime gitme anahtarlama kayıpları. Bu kayıplar arasında, iletim kayıpları anahtarlama frekansından bağımsız olup, anahtarlama kayıpları anahtarlama frekansı ile artmaktadır. Şekil 3.26'daki ölçüm düzeneği aracılığı ile MOSFET'in kayıpları elektriksel ölçümlerle bulunmuştur.



Şekil 3.25. MOSFET kayıplarının bulunması için oluşturulan ölçüm düzeneği

3.5.1.1. MOSFET iletim kayıpları

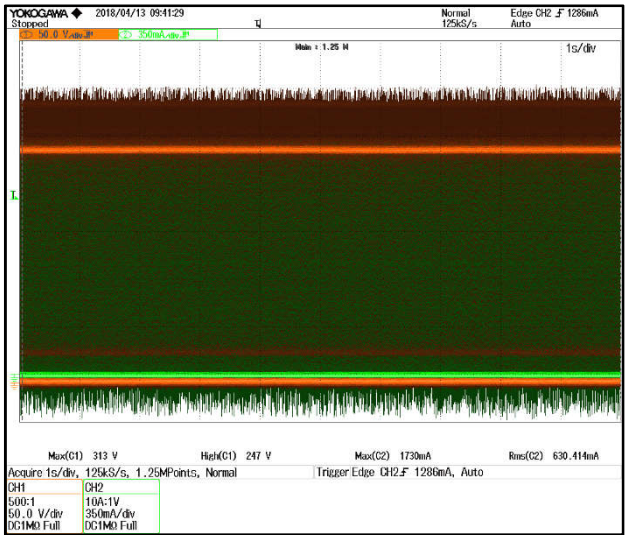
MOSFET iletim kayıpları, MOSFET'in iletim direncine ve MOSFET'ten akan etkin akım değerlerine bağlıdır. MOSFET iletim kaybı Denklem (3.6) aracılığı ile bulunmaktadır. Bu denkleme göre MOSFET iletim kaybı bulunurken MOSFET'in iletim direncinin, $R_{DS(ON)}$, kullanılan MOSFET'in veri yaprağı aracılığı ile bilinmesi gerekmektedir. Burada önemli nokta $R_{DS(ON)}$ değerinin, MOSFET jonksiyon sıcaklığına göre oldukça fazla değişmesidir. Bu sebeple veri yapraklarının son sayfalarına doğru verilen normalize edilmiş $R_{DS(ON)}$ - Jonksiyon sıcaklığı grafiğinden faydalanılarak MOSFET iletim direnci bulunabilir. Prototip üzerinde Fairchild markasına ait FCPF850N80Z parça numaralı 800V, 8A anma değerlerine sahip FCPF850N80Z MOSFET kullanılmıştır. MOSFET'in veri yaprağında verilen Şekil 3.27'deki grafik aracılığı ile MOSFET jonksiyon sıcaklığı 100 derece iken $R_{DS(ON)}$ değeri yaklaşık 1,5 Ω olarak elde edilmiştir.



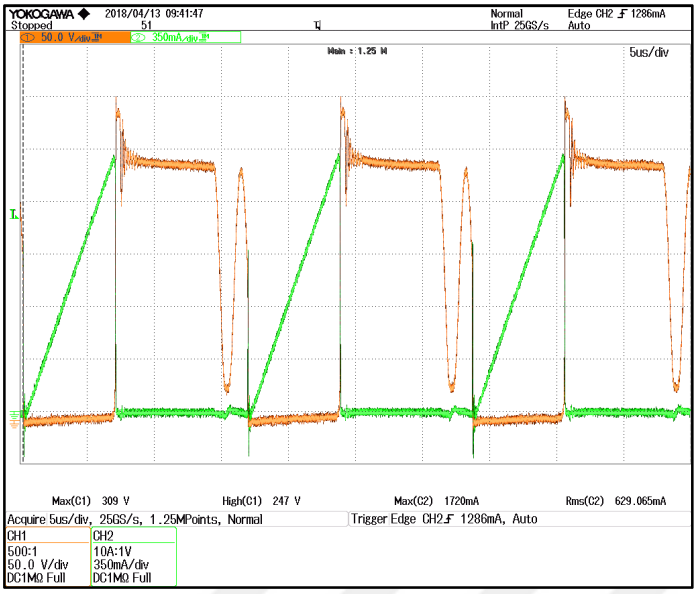
Şekil 3.26. FCPF850N80Z iletim direncinin jonksiyon sıcaklığına göre değişimi

İletim kayıpları Denklem (3.6)'ya göre MOSFET etkin akımının karesi ile orantılı olduğu için, iletim kayıplarının en yüksek olduğu çalışma noktası minimum giriş gerilimi ve maksimum yüklenme durumudur. Bu amaçla tasarım girdilerine göre prototip devre, minimum giriş gerilimi ve maksimum yüklenme durumunda çalıştırılıp elektriksel ölçümleri alındı ve Şekil 3.28'deki sinyaller elde edildi. Osiloskop ölçüm görüntülerindeki osiloskop kanallarının ifade ettiği sinyaller şu şekildedir:

- CH1 (Birinci Kanal) : MOSFET drain-source gerilimi
- CH2 (İkinci Kanal) : MOSFET akımı



Şekil 3.27. Ölçüm düzeneğine ait osiloskop ekran görüntüsü



Şekil 3.28. Minimum giriş ve maksimum yüklenme durumunda MOSFET akım-gerilim sinyali

Şekil 3.29'daki osiloskop görüntülerine göre MOSFET'ten akan maksimum etkin akım değeri 630 mA_{rms} olarak ölçülmüştür. MOSFET veri yaprağı üzerinden $R_{DS(ON)}$ değerinin de 1,5 Ω olarak bulunması ile birlikte, MOSFET üzerinde oluşan maksimum iletim kaybı ~600 mW olarak bulunmaktadır;

$$P_{iletim} = (R_{ds(on)})\ (I_{d,rms})^2 \qquad (3.6)$$

$P_{iletim} = (1{,}5\Omega)^2 (630mA)^2 \cong 600\,mW$ olarak bulunmuştur.

Denklem (2.45)'te, MOSFET iletim kaybı tasarım öncesinde 653 mW olarak bulunmuştu. Prototip üzerinde yapılan ölçümler sonucunda MOSFET'in iletim kaybı 600 mW olarak ölçüldü. Sonuç olarak, tasarım öncesi yapılan hesaplamaların %90 doğrulukla sonuç verdiği görülmektedir.

Tablo 3.5. MOSFET iletim kaybı sonuçlarının değerlendirilmesi

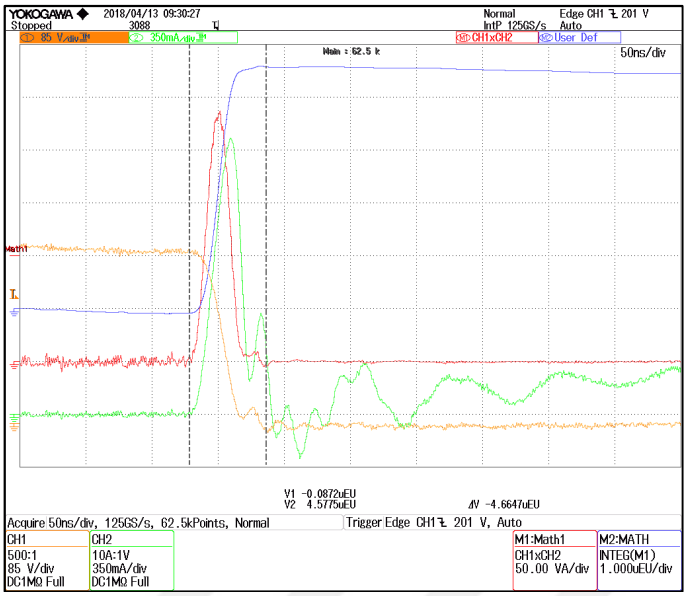
Tasarım Öncesi Matematiksel Hesaplarla Bulunan MOSFET İletim Kaybı	Prototip Üzerinde Elektriksel Ölçümlerle Bulunan MOSFET İletim Kaybı
653 mW	600 mW

3.5.1.2. MOSFET iletime geçme anahtarlama kayıplarının doğrulanması

Bölüm 1.2.1 ve Bölüm 1.2.3'de anlatıldığı gibi yeni nesil flyback entegrelerinde MOSFET üzerindeki anahtarlama kayıplarının azaltılması için yumuşak anahtarlamalı veya yarı-yumuşak anahtarlamalı teknikler entegrelere dahil edilmiştir. Bu şekilde, dönüştürücüde kullanılan anahtarlama elemanı üzerinde oluşan kayıplar ve ısınmalar azaltılarak toplam verimin artırılması hedeflenmektedir. Prototip üzerinde kullanılan entegre sert anahtarlama karakteristiği olan Texas firmasına ait UC2844 entegresidir. Dolayısı ile kesim durumundan iletim durumuna geçiş aşamasında MOSFET üzerinde kayıplar oluşacaktır. MOSFET birkaç yüz nano saniyede anahtarlama durum geçişlerini tamamlayabildiği için elektriksel olarak MOSFET anahtarlama kayıpları ölçülürken, akım-gerilim problarının doğru şekilde seçilmesi önemlidir. Bu amaçla ölçüme başlamadan önce EK B'de anlatıldığı gibi akım-gerilim probları arasında "Deskew Correction" yöntemi uygulanarak prob bandwith etkilerinin ölçüm sonuçlarına etkisi minimize edilmiştir.

Şekil 3.26'daki ölçüm düzeneği üzerinden MOSFET kesim durumundan iletim durumuna geçiş aşamasındaki akım-gerilim sinyalleri ölçülmüştür. Ölçümlere ait ekran görüntülerinde osiloskop kanallarının ifade ettiği sinyaller şu şekildedir:

- CH1 (Birinci Kanal) :MOSFET drain-source gerilimi
- CH2 (İkinci Kanal) : MOSFET drain akımı
- MATH1 (CH1xCH2) : Anlık güç kaybı
- MATH2 (Dördüncü Kanal) : İletime geçiş enerjisinin değişimi, E_{on}



Şekil 3.29. Ölçüm düzeneğine ait osiloskop ekran görüntüsü

Şekil 3.30'dan da görüleceği gibi MOSFET'i kesim durumundan iletim durumuna geçirebilmek için yaklaşık 4,6 µJ iletime geçiş enerjisine (E_{on}) ihtiyaç duyulmaktadır. İletime geçiş sürecinde MOSFET üzerinde harcanan güç kaybı Denklem (3.7) aracılığı ile bulunabilmektedir;

$$P_{on} = E_{on} f_{sw} \tag{3.7}$$

$$P_{on} = (4{,}6\mu J)(65kHz) = 300\,mW$$

Denklem (2.46)'da, MOSFET iletime geçiş kaybı tasarım öncesinde 66 mW olarak bulunmuştu. Prototip üzerinde yapılan ölçümler sonucunda MOSFET'in iletime geçiş kaybı 300 mW olarak ölçüldü.

Tablo 3.6. MOSFET iletime geçme kaybı sonuçlarının değerlendirilmesi

Tasarım Öncesi Matematiksel Hesaplarla Bulunan MOSFET İletime Geçme Kaybı	Prototip Üzerinde Elektriksel Ölçümlerle Bulunan MOSFET İletime Geçme Kaybı
66 mW	300 mW

3.5.1.3. MOSFET kesime gitme anahtarlama kayıplarının doğrulanması

MOSFET iletim durumundan kesim durumuna gidebilmek için MOSFET'in kapı devresinden E_{off} enerjisine ihtiyaç duyar. Kesime gitme anahtarlama süresi boyunca drain akımı azalırken, drain-source gerilimi yükselmektedir. Anahtarlama geçiş sürecinde akım ve gerilim aynı anda çapraz yaptığı için MOSFET üzerinde kayıplar oluşmaktadır. Bu bölümde Şekil 3.26'da verilen devre düzeneği üzerinden osiloskop aracılığı ile MOSFET'in kesime gitme kayıpları bulunacaktır. Ölçüme başlamadan önce, EK B'de anlatılan "Deskew Correction" yöntemi uygulandı ve probların bandwidth etkilerinin ölçüm sonuçlarına etkisi minimize edildi.

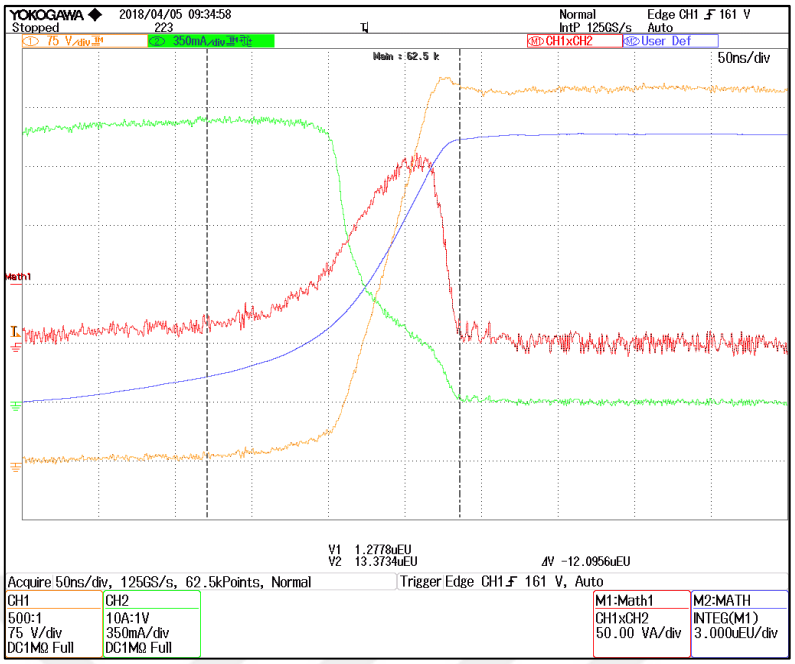
Şekil 3.26'daki ölçüm düzeneği üzerinden MOSFET'in iletim durumundan kesim durumuna gitme aşamasındaki akım-gerilim sinyalleri ölçülmüştür. Ölçümlere ait ekran görüntülerinde osiloskop kanallarının ifade ettiği sinyaller şu şekildedir:

- CH1 (Birinci Kanal) : Mosfet drain-source gerilimi
- CH2 (İkinci Kanal) : MOSFET drain akımı
- MATH1 (CH1xCH2) : Anlık güç kaybı
- MATH2 (Dördüncü Kanal) : Kesime geçiş enerjisinin değişimi, E_{off}

Şekil 3.31'den de görüleceği gibi MOSFET'i iletim durumundan kesime gitmek için yaklaşık 12,1 µJ kesime gitme enerjisine (E_{off}) ihtiyaç duyulmaktadır. Kesime gitme sürecinde MOSFET üzerinde harcanan güç kaybı Denklem (3.8) aracılığı ile bulunabilmektedir;

$$P_{off} = E_{off} f_{sw} \tag{3.8}$$

$$P_{off} = (12{,}1\mu J)(65kHz) = 786\ mW$$



Şekil 3.30. Ölçüm düzeneğine ait osiloskop ekran görüntüsü

Tasarım aşamasında iken seçilen MOSFET'in kesime gitme anahtarlama kaybı Denklem (2.49)'daki hesaplamalardan yaklaşık 970 mW olarak öngörülmüştü. Prototip üzerinde alınan ölçümler sonucunda seçilen MOSFET'in kesime gitme anahtarlama kaybı 786 mW olarak ölçülmektedir. Sonuç olarak, tasarım öncesi öngörülen kayıp ile ölçülen kaybın %75 doğrulukta örtüştüğü görülmektedir.

Tablo 3.7. MOSFET kesime gitme kaybı sonuçlarının değerlendirilmesi

Tasarım Öncesi Matematiksel Hesaplarla Bulunan MOSFET İletime Geçme Kaybı	Prototip Üzerinde Elektriksel Ölçümlerle Bulunan MOSFET İletime Geçme Kaybı
970 mW	786 mW

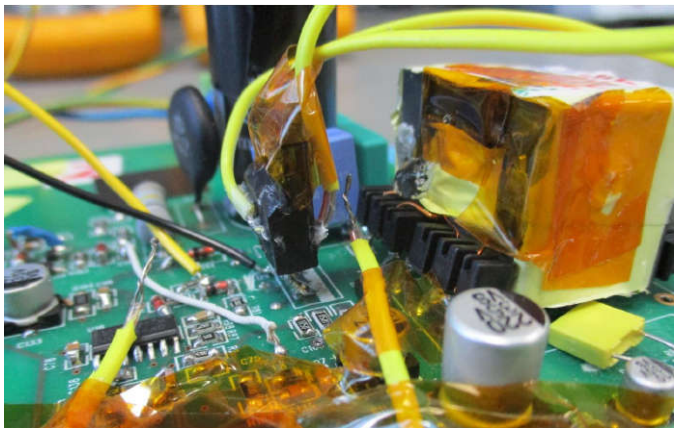
Nihai olarak; tasarım aşamasında iken seçilen MOSFET'in toplam güç kaybı Bölüm 2.4.3.5'de 1,69 W olarak öngörülmüştü. Prototip üzerinde alınan ölçümler sonucunda seçilen MOSFET'in toplam güç kaybı 1,68 W olarak ölçülmektedir. Tasarım öncesi öngörülen kayıp ile gerçek kayıp %99 doğrulukta örtüştüğü görülmektedir.

Tablo 3.8. MOSFET toplam güç kaybı sonuçlarının değerlendirilmesi

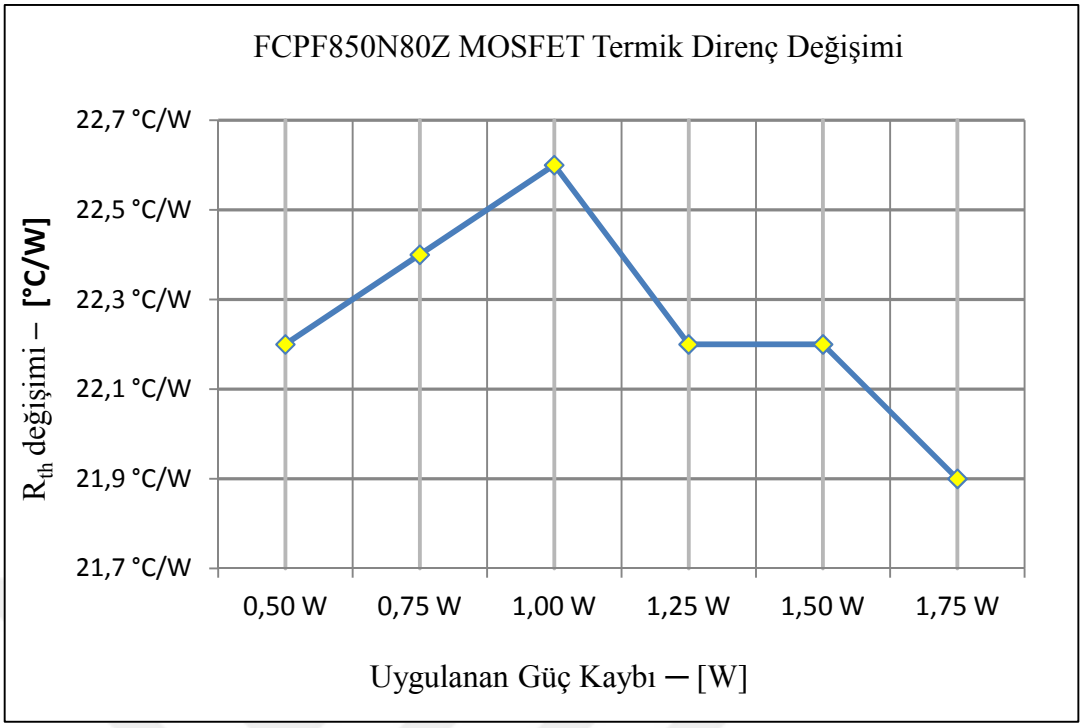
Tasarım Öncesi Matematiksel Hesaplarla Bulunan MOSFET Toplam Geçme Kaybı	Prototip Üzerinde Elektriksel Ölçümlerle Bulunan MOSFET Toplam Güç Kaybı
1.69 W	1.68 W

3.5.2. Termal ölçümlerle MOSFET kayıplarının doğrulanması

MOSFET toplam kayıplarının bulunması için tezde önerilen bir diğer yöntem de termal ölçüm yöntemidir. Bu yöntem ile MOSFET'in gate-drain uçları kısa devre edilerek harici bir DC kaynak, MOSFET'in drain-source uçlarına bağlanır. MOSFET üzerinde DC kaynak aracılığı ile değeri bilinen çeşitli kayıplar oluşturulur ve aynı anda Şekil 3.32'de gösterilen çeşitli ölçüm noktalarından sıcaklık bilgileri alınır. Kayıp ve sıcaklık bilgileri aracılığı ile ölçüm noktaları ile ortam olarak belirlenen ölçüm noktası arasındaki Şekil 3.33'te verilen termik direnç değişim grafiği elde edilir. Ardından, prototip çalıştırılarak MOSFET termal olarak kararlı duruma eriştikten sonra aynı noktaların sıcaklık bilgileri elde edilir. İkinci durumda elde edilen sıcaklık bilgileri ve bir önceki ölçümlerde elde edilen termik direnç değerleri ile MOSFET üzerinde harcanan toplam güç kaybı bulunur. Termal ölçümlerle MOSFET kaybı bulunurken, testin Şekil 3.34'de gösterildiği gibi kapalı bir ortamda yapılması gerekir.



Şekil 3.31. MOSFET üzerindeki termal ölçüm problarının yerleşimi



Şekil 3.32. FCPF850N80Z termik direnç değişimi



Şekil 3.33. Ölçüm ortamının görüntüsü

Prototip nominal giriş gerilimi ve maksimum yüklenme durumunda çalıştırıldı ve MOSFET termal kararlı duruma eriştikten sonra MOSFET paket sıcaklığı 96,8 °C'ye, kapalı kutu içinde MOSFET'e 1cm uzaklıktaki ortam sıcaklığı ise 62,0 °C'ye ulaşmaktadır. Şekil 3.33'teki MOSFET paketi ile ortam arasındaki termik direnç bilgisinden toplam MOSFET kaybı;

$$T_{yüzey} = (R_{th(YO)} P_{MOS}) + T_{ortam} \quad (3.9)$$

$$P_{MOS} = \frac{T_{yüzey} - T_{ortam}}{R_{th(YO)}} = \frac{96,8°C - 62,0°C}{22,2°C / W} \cong 1,57 \ W$$

Seçilen MOSFET'in toplam kaybının Bölüm 2.4.3.5'de tasarım öncesinde 1,69 W olacağı öngörülmüştü. Prototip üzerinde alınan termal ölçümler sonucunda seçilen MOSFET'in toplam kaybı 1,57 W olarak ölçülmektedir. Sonuç olarak, tasarım öncesi öngörülen toplam kayıp değeri ile ölçümlerle bulunan toplam kaybın yaklaşık %90 doğrulukla uyuştuğu görülmektedir.

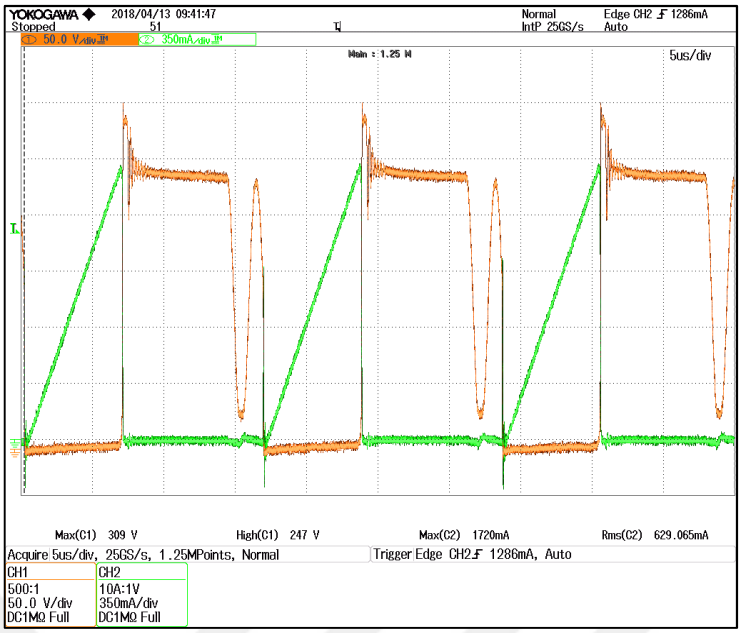
Tablo 3.9. MOSFET toplam güç kaybı sonuçlarının değerlendirilmesi

Tasarım Öncesi Matematiksel Hesaplarla Bulunan MOSFET Toplam Güç Kaybı	Prototip Üzerinde Termal Ölçümlerle Bulunan MOSFET Toplam Güç Kaybı
1.69 W	1.57 W

3.6. Akım ölçme Direnci Kaybının Doğrulanması

Prototip üzerinde akım ölçme direnci olarak 0,6Ω, 1206 kılıfında sense direnci kullanılmaktadır. Bu direnç üzerindeki kaybın bulunabilmesi için etkin akım değerinin bilinmesi gerekmektedir. Akım ölçme direnci üzerinden akan etkin akımın maksimum olduğu değer, minimum giriş gerilimi ve maksimum yüklenme durumunda oluşacaktır. Prototip devre bu şartlar altında çalıştırıldı ve akım ölçme direnci kaybının bulunması için ölçümler alındı.

- CH1 (Birinci Kanal) : MOSFET drain-source gerilimi
- CH2 (İkinci Kanal) : Akım ölçme direnci akımı



Şekil 3.34. Ölçüm düzeneğine ait osiloskop görüntüleri

Şekil 39'dan da görüleceği gibi en kötü çalışma koşulları altında akım ölçme direnci üzerinden yaklaşık 630 mA_{rms} akım akmaktadır. Bu bilgiler eşliğinde akım ölçme direncinin kaybı;

$$P_{shunt} = R_{shunt}(I_{shunt})^2 \tag{3.10}$$

$$P_{shunt} = (0{,}6\Omega)(0{,}63\text{A})^2 \cong 240\,\text{mW}$$

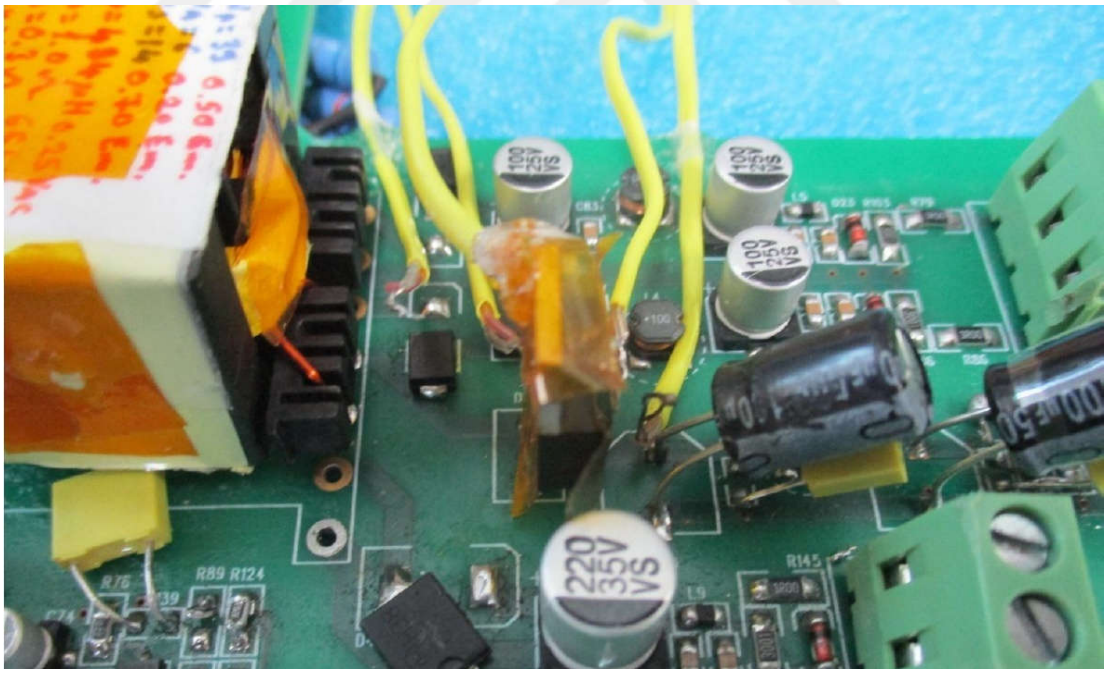
Bölüm 2.4.3.6'da tasarım öncesinde iken akım ölçme direnci kaybının 261 mW olacağı öngörülmüştü. Prototip üzerinde alınan elektriksel ölçümler sonucunda akım ölçme direnci kaybı 240 mW olarak ölçülmektedir. Sonuç olarak, tasarım öncesi öngörülen toplam kayıp değeri ile ölçümlerle bulunan toplam kaybın yaklaşık %90 doğrulukla uyuştuğu görülmektedir.

Tablo 3.10. Akım ölçme direnci güç kaybı sonuçlarının değerlendirilmesi

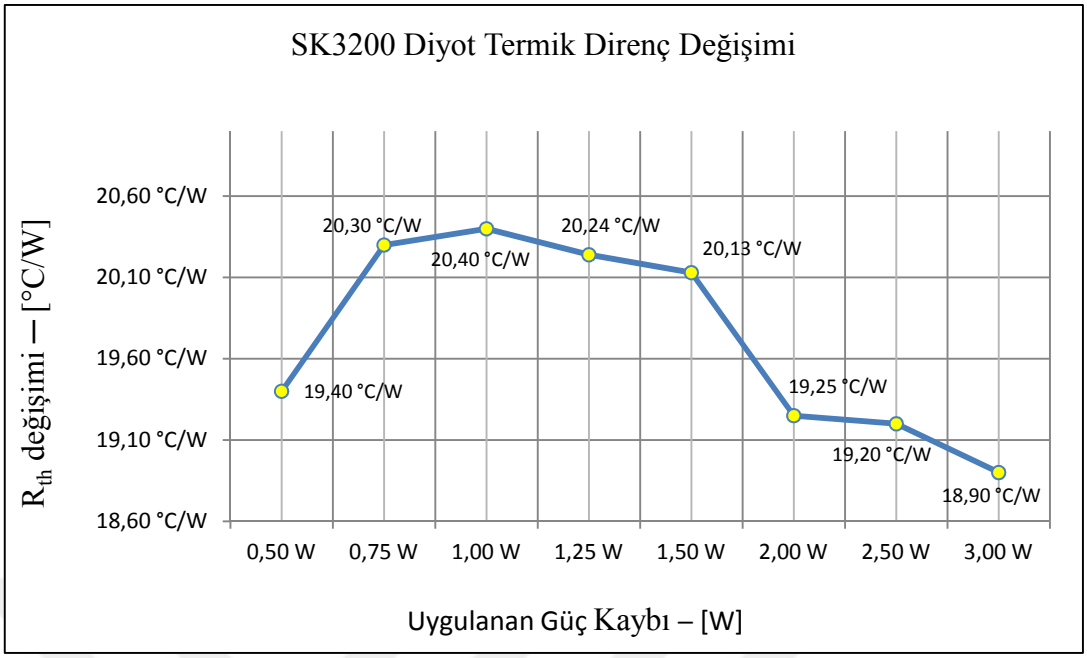
Tasarım Öncesi Matematiksel Hesaplarla Bulunan Akım Ölçme Direnci Güç Kaybı	Prototip Üzerinde Termal Ölçümlerle Bulunan Akım Ölçme Direnci Güç Kaybı
261 mW	240 mW

3.7. İkincil Diyot Kayıplarının Doğrulanması

Prototip üzerinde kullanılan ikincil diyotun toplam kaybının bulunması için termal ölçüm yöntemi uygulanmıştır. Bu amaçla, ilk olarak ikincil diyotun anot ve katot uçlarına harici bir DC kaynak bağlanarak diyot üzerinde değeri bilinen çeşitli kayıplar oluşturuldu ve aynı anda Şekil 3.36'da gösterilen çeşitli ölçüm noktalarından sıcaklık bilgileri alındı. Kayıp ve sıcaklık bilgileri aracılığı ile ölçüm noktaları ile ortam olarak belirlenen ölçüm noktası arasındaki Şekil 3.37'de verilen termik direnç değişim grafiği elde edildi. Ardından, prototip kendi çalışma koşullarında çalıştırılarak ikincil diyot termal olarak kararlı duruma eriştikten sonra aynı noktaların sıcaklık bilgileri elde edildi. İkinci durumda elde edilen sıcaklık bilgileri ve bir önceki ölçümlerde elde edilen termik direnç değerleri ile ikincil diyot üzerinde harcanan toplam güç kaybı bulundu. Termal ölçümlerle ikincil diyot kaybı bulunurken, testin Şekil 3.38'de gösterildiği gibi kapalı bir ortamda yapılması gerekmektedir.



Şekil 3.35. İkincil diyot üzerindeki termal ölçüm problarının yerleşimi



Şekil 3.36. SK3200 termik direnç değişimi



Şekil 3.37. Ölçüm ortamının görüntüsü

Prototip nominal giriş gerilimi ve maksimum yüklenme durumunda çalıştırıldı ve ikincil diyot termal kararlı duruma eriştikten sonra diyotun case sıcaklığı 54,1°C'ye, kapalı kutu içinde ikincil diyota 1cm uzaklıktaki ortam sıcaklığı ise 39,7 °C'ye

ulaşmaktadır. Şekil 3.37'deki ikincil diyot yüzeyi ile ortam arasındaki termik direnç bilgisinden toplam MOSFET kaybı;

$$T_{diode,yüzey} = (R_{th(YO)} P_{diode}) + T_{ortam} \tag{3.11}$$

$$P_{diode} = \frac{T_{diode,yüzey} - T_{ortam}}{R_{th(YO)}} = \frac{54{,}1°C - 39{,}7°C}{20{,}1°C / W} \cong 720 \text{ mW}$$

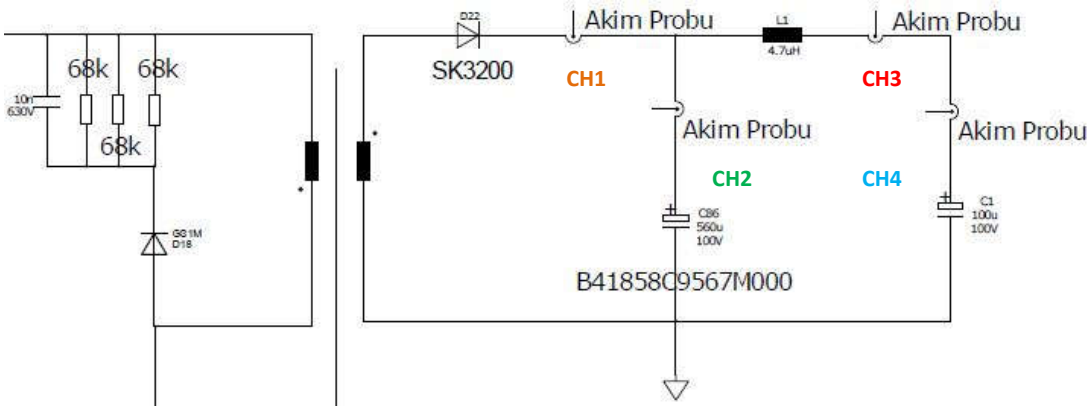
Bölüm 2.4.3.7'de tasarım öncesinde seçilen ikincil diyotun toplam kaybının 761 mW olacağı öngörülmüştü. Prototip üzerinde alınan termal ölçümler sonucunda seçilen ikincil diyotun toplam kaybı 720 mW olarak ölçülmektedir. Sonuç olarak, tasarım öncesi öngörülen toplam kayıp değeri ile ölçümlerle bulunan toplam kaybın yaklaşık %90 doğrulukla uyuştuğu görülmektedir.

Tablo 3.11. İkincil diyot toplam güç kaybı sonuçlarının değerlendirilmesi

Tasarım Öncesi Matematiksel Hesaplarla Bulunan İkincil Diyot Toplam Güç Kaybı	Prototip Üzerinde Termal Ölçümlerle Bulunan İkincil Diyot Toplam Güç Kaybı
761 mW	720 mW

3.8. Çıkış Kondansatörü Kayıplarının Doğrulanması

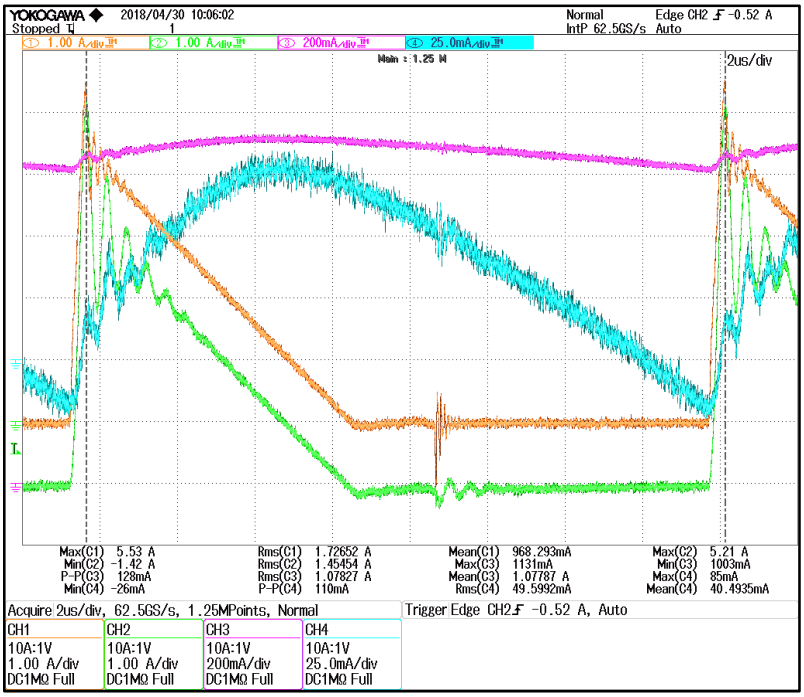
Bölüm 2.4.3.8'de de anlatıldığı gibi bir flyback dönüştürücüde, MOSFET'in iletimde olduğu süre boyunca yük, çıkış kondansatörü tarafından beslenmekte, yani çıkış kondansatörü deşarj olmaktadır. MOSFET'in kesimde olduğu süre boyunca ise çıkış kondansatörü şarj edilmektedir. Dolayısı ile çıkış kondansatöründen yüksek frekanslı yüksek akımlar geçmektedir. Bu sebeple seçilen çıkış kondansatörünün yüksek kırpıntı akımına dayanıklı olması gerekmektedir. Kayıplar açısından düşünüldüğünde ise düşük ESR değerine sahip kondansatör tercih sebebidir. Prototip üzerinde çıkış kondansatörü olarak, EPCOS firmasına ait B41858C9567M000 parça numaralı 560µF / 63V / 68 mΩ değerlere sahip elektrolitik kondansatör kullanılmıştır. Seçilen çıkış kondansatörünün kayıp hesaplamalarının yapılması için Şekil 46'daki ölçüm düzeneği kurulmuştur.



Şekil 3.38. Çıkış kondansatörü kayıplarının bulunması için oluşturulan ölçüm düzeneği

Ölçümlere ait ekran görüntülerinde osiloskop kanallarının ifade ettiği sinyaller şu şekildedir:

- CH1 (Birinci Kanal) : İkincil diyot akımı
- CH2 (İkinci Kanal) : Çıkış kondansatörü akımı
- CH3 (Üçüncü Kanal) : Çıkış filtre endüktansının akımı
- CH4 (Dördüncü Kanal) : Çıkış filtre kondansatörünün akımı



Şekil 3.39. Ölçüm düzeneğine ait osiloskop görüntüleri

Şekil 3.40'da görüldüğü gibi maksimum yüklenme durumunda çıkış kondansatörünün etkin akım değeri yaklaşık 1,45 A_{rms} olarak ölçülmektedir. Kullanılan kondansatörün veri yaprağından kondansatörün eş değer seri direnci 68 mΩ olarak verilmektedir. Bu bilgiler altında kullanılan kondansatörün kaybı;

$$P_{cap} = (I_{cap,rms})^2 \, ESR \tag{3.12}$$

$$P_{cap} = (1{,}45A)^2 (68m\Omega) \cong 142\,mW$$

Tasarım öncesinde seçilen çıkış kondansatör kaybının Denklem (2.61) aracılığı ile 163 mW olacağı öngörülmüştü. Prototip üzerinde alınan elektriksel ölçümler sonucunda seçilen kondansatörün güç kaybı 142 mW olarak ölçülmektedir. Sonuç olarak, tasarım öncesi öngörülen toplam kayıp değeri ile ölçümlerle bulunan toplam kaybın yaklaşık %85 doğrulukla uyuştuğu görülmektedir.

Tablo 3.12. Çıkış kondansatörü toplam güç kaybı sonuçlarının değerlendirilmesi

Tasarım Öncesi Matematiksel Hesaplarla Bulunan Çıkış Kondansatörü Güç Kaybı	Prototip Üzerinde Elektriksel Ölçümlerle Bulunan Çıkış Kondansatörü Güç Kaybı
163 mW	142 mW

4. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Flyback topolojisi, getirmiş olduğu önemli avantajlar ile birlikte düşük ve orta güç seviyesindeki anahtarlamalı güç kaynakları için en çok tercih edilen devre yapısıdır. Bilinirliği yüksek bu topoloji ile ilgili geniş bir literatür bilgisi mevcuttur. Dahası, bu topolojiye uygun kontrol entegresi üreticilerinin yayımladığı kabul gören tasarım algoritmaları mevcuttur. Ancak, bu tasarım algoritmaları içerisinde, dönüştürücünün güç kayıpları ve sıcaklık artışları konusunda eksiklikler mevcuttur. Sıkça tercih edilen yöntem ise, dönüştürücünün ısıl performansının tasarım sonunda ölçülmesidir. Ancak pratik hayatta yapılan bu ölçümler sırasında ya da ürün yaşam döngüsü içerisinde ortaya çıkabilecek yüksek sıcaklık kaynaklı problemlerin geri dönüşü oldukça meşakkatli bir süreç olmaktadır. Dönüştürücünün güç kayıplarının ve sıcaklık artışlarının henüz tasarım aşamasındayken başarılı bir şekilde kestirilmesi bu problemlerin ve zaman kaybının önüne geçilmesini sağlayabilmektedir.

Bu tez ile birlikte, öncelikli olarak flyback dönüştürücüler ve bu dönüştürücü topolojisinde yapılan verim iyileştirme çalışmaları ile ilgili genel bilgiler anlatılmıştır. Sonrasında ise, tezin daha iyi anlaşılabilmesi için pasif elemanlar, yarı-iletkenlerin ısıl yönetimi ve EMI konularında temel bilgiler sunulmuştur.

Tezin devamında ise evrensel girişli, 40 W gücünde bir flyback dönüştürücü için üç farklı kontrolör üreticisinin uygulama notlarındaki tasarım adımları ile yapılan çalışmaların çıktıları ve değerlendirmeleri anlatılmıştır. Sonrasında ise, bu tez için savunulan ve genel bir flyback dönüştürücüdeki sekiz kritik elemanın güç kayıplarının ve sıcaklık artışlarının henüz tasarım aşamasındayken kestirilebilmesine olanak sağlayan tasarım yaklaşımı anlatılmıştır. Bu yaklaşımın içerisinde, güç kayıpları için detaylı matematiksel hesaplamalar yapılmıştır. En kritik elemanlardan olan MOSFET'in güç kaybı kestirimini kolaylaştıran bir bakış açısı sergilenirken, drain ucundan source ucuna olan gerilimin yükselme ve alçalma zamanlarının sınırlanması tasarım sonrasında ortaya çıkabilecek EMI problemlerinin de önüne geçmektedir. Dahası, flyback trafosu gibi zorluk derecesi yüksek ve lineer

olmayan bir eleman için nümerik hesaplamalar; analitik simülasyon ve alan analizi yöntemleri ile desteklenmiştir. Ayrıca, bu karmaşık elemanın termik direncini bulmaya yönelik bir yöntem de okuyucuya anlatılarak, sıcaklık artışının önceden kestirilebilmesi sağlanmıştır. Yapılan tüm öngörüler ile birlikte, elemanların sıcaklık limitlerinin altında kalacağı bir tasarım çıktısı elde edilmiştir. Dahası, anlatılan tüm tasarım yaklaşımları değerlendirilmiş ve karşılaştırılmıştır.

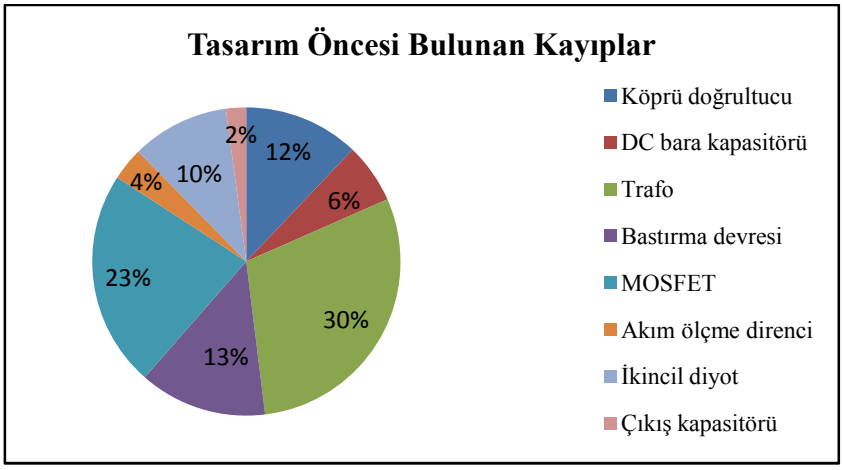
Son bölümde ise, daha önce öngörülen güç kayıplarının her birisi, sunulan elektriksel ve ısıl yöntemler yardımıyla, gerçeklenen bir prototip üzerinde ölçülerek doğrulanmaktadır. Tablo 4.1 incelendiğinde, tasarım öncesi öngörülen kayıplar ile prototip üzerinde ölçülen güç kayıpları arasında büyük bir yaklaşıklık görülmüştür. Bunların içerisinde ise DC bara kondansatörüne ait olan teorik ve pratik güç kaybı farkı küçük olmasına rağmen, yüzdesel olarak büyük görünmektedir. Literatüre göre tahmin edilmesi en zor güç kaybı olan trafo kayıpları, Tablo 4'e göre özel olarak incelendiğinde ise beş farklı yöntem ile teorik ve pratik sonuçlar elde edilmiştir. Buna göre, trafo kayıplarında, teorik öngörüler ile pratik ölçümler arasında en kötü ihtimalle %17 ve en iyi ihtimalle ise %10 yaklaşıklık elde edilmiştir. Üzerinde çalışılan uygulama için teorideki ve pratikteki güç kayıplarının elemanlara göre dağılımına Şekil 4.1 ve Şekil 4.2 incelenerek ulaşılabilmektedir. Bu dağılıma göre en baskın güç kayıplarının MOSFET ve trafo üzerinde gerçekleştiği görülmektedir. Bu dağılım ile flyback dönüştürücülerdeki güç kayıplarına yönelik genel bir bakış açısı da okuyucuya kazandırmaktadır.

Sonuç olarak, üzerinde çalışılan uygulama için, tasarım sırasında öngörülen toplam güç kaybı 7,45 W iken, tasarım sonrasında yapılan ölçümlerde bu kayıp 6,85 W olarak elde edilmiştir. Bu durumda, 40 W gücündeki bir uygulama için 0,6 W gibi bir fark ile güç kaybı kestirimi yapılabilmiştir. Verim yüzdesi olarak bakıldığında ise %84,3 olarak öngörülen verim, tasarım üzerinde %85,4 olarak %1,1 yaklaşıkla elde edilebilmiştir. Elde edilen bu sonuçlara göre, flyback uygulamaları için kritik güç kayıplarının, henüz tasarım aşamasındayken tutarlı ve güvenilir bir şekilde hesaplanabileceği görülmüştür. Bu yaklaşım ile birlikte yapılan tasarımların, pratik hayatta ortaya çıkabilecek ve anahtarlamalı güç kaynaklarında en sık görülen ısıl problemlerin önüne geçebileceği öngörülmektedir.

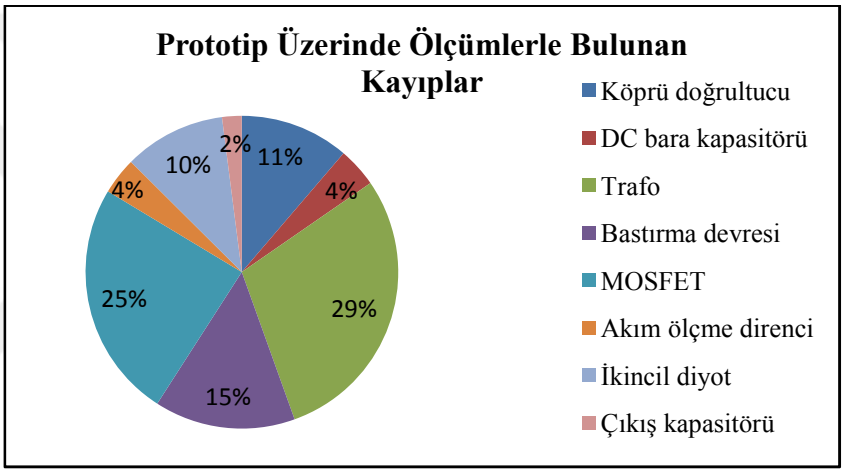
Bu tezde, flyback dönüştürücülerin kritik güç kayıplarının hesaplanma yöntemleri, özellikle trafo kayıpları ile ilgili analitik simülasyon ve alan analizi gibi yöntemler, elektriksel ve ısıl olarak güç kaybı ölçüm yöntemleri, kritik elemanların termik dirençlerini bulma yöntemi gibi yöntemler sunulmuştur. Bu yöntemler yardımıyla farklı topolojiler için de benzer çalışmalar yapılabilir durumdadır. Sadece topoloji bazında değil, odaklanılan bazı elemanlar için yapılabilecek birçok çalışmada da bu yöntemler yardımcı unsurlar olarak kullanılabilir durumdadır. Özellikle trafo kaybı kestirimi için kullanılan yöntemler, farklı sarım teknikleri gibi farklı durumlar için de kullanılarak sonuçlar gözlenebilir. Dahası, farklı topolojilerde kullanılan farklı trafo türleri için de bu yöntemler temel alınabilir durumdadır.

Tablo 4.1.Tasarım öncesi öngörülen güç kayıpları ile prototip üzerinde ölçülen güç kayıplarının karşılaştırılması

	Tasarım öncesi bulunan kayıplar [W]	Prototip üzerinde ölçülen kayıplar [W]	Fark	Hata Payı
Köprü doğrultucu	0,90 W	0,77 W	0,13 W	% 17
DC bara kondansatörü	0,47 W	0,28 W	0,19 W	% 68
Trafo	2,21 W	2,00 W	0,21 W	% 11
Bastırma devresi	1,00 W	1,00 W	0,00 W	% 0
MOSFET	1,69 W	1,68 W	0,01 W	% 1
Akım ölçme direnci	0,26 W	0,26 W	0,00 W	% 0
İkincil diyot	0,76 W	0,72 W	0,04 W	% 6
Çıkış kondansatörü	0,16 W	0,14 W	0,02 W	% 14
Toplam Güç Kaybı	7,45 W	6,85 W	0,60 W	% 9



Şekil 4.1. Tasarım öncesi öngörülen güç kayıplarının dağılımı



Şekil 4.2. Tasarım sonrası ölçülen güç kayıplarının dağılımı

KAYNAKLAR

[1] Lin R., Hsu S., Design and Implementation of Self-Oscillating Flyback Converter With Efficiency Enhancement Mechanisms, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, **62**(11), 6955-6964.

[2] Chung H., Hui S., Wang W., A Zero-Current-Switching PWM Flyback Converter with a Simple Auxiliary Switch, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1999, **14**(2), 329-342.

[3] Mantzanas P., Barwig M., Kuebrich D., Duerbaum T., Efficiency Improvement of a Flyback Converter by Employing a Stepped Air-Gap Transformer, *18th Europen Conference on Power Electronics and Applications*, Karlsruhe, Germany, 5-9 September 2016.

[4] Halder T., Compherensive Power Loss Model of the Main Switch of the Flyback Converter, *International Conference on Power, Energy and Control*, Dindigul, India, 6-8 February 2013.

[5] Huang G., Liang T., Chen K., Losses Analysis and Low Standby Losses Quasi-Resonant Flyback Converter Design, *IEEE Internationaly Symposium on Circuits and Systems*, Seoul, Korea, 20-23 May 2012.

[6] Brown M., *Power Supply Cookbook*, 2nd ed., Newnes, Boston, 2001.

[7] https://www.mouser.com/pdfdocs/DN_201301.pdf (Ziyaret tarihi: 10 Haziran 2018).

[8] Mohan N., Undeland T., Robbins W., *Power Electronics, Converters, Application and Design*, 2nd ed., John Wiley and Sons, Inc., New York, 1995.

[9] Basso C., *Switch-Mode Power Supplies Spice Simulations and Practical Designs*, 1st ed., The McGraw-Hill Companies, New York, 2008.

[10] https://www.ti.com/seclit/ml/slup302/slup302.pdf (Ziyaret tarihi: 10 Haziran 2018).

[11] Lin H., Huang C., Huang K., Wang D., Design and Implementation of Zero-Voltage-Swiching Flyback Converter with Synchronous Rectifier, *IEEE Proceedings-Electric Power Applications*, DOI: 10.1049/ip-epa:20050490.

[12] Fimiani S., Optimizing Control of Both the Sycnhronous Rectifier and Primary MOSFET in Flyback Power Supplies Improves Efficiency and Reliabilty, *Bodo's Power Systems*, 2015, **15**(04), 22-26.

[13] Zhang M., Jovanovic M., Lee F., Design Considerations and Performance Evaluations on Synchronous Rectification in Flyback Converters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1998, **13**(03), 538-546.

[14] https://www.infineon.com/dgdl/Infineon+Application+Note+PowerMOSFETs+OptiMOS%E2%84%A2+Simple+Design+Techniques+for+Optimizing+Synchronous+Rectification.pdf (Ziyaret tarihi: 10 Haziran 2018).

[15] https://training.ti.com/comparison-gan-and-silicon-fet-based-active-clamp-flyback-converters (Ziyaret tarihi: 10 Haziran 2018).

[16] Watson R., Lee F., Hua G., Utilization of an Active-Clamp Circuit to Achieve Soft Switching in Flyback Converters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1996, **11**(01), 162-169.

[17] Maniktala S.,*Switching Power Supply A-Z*, 2nd ed., Newnes, Boston, 2012.

[18] Mclyman C.W.T.,*Transformer and Inductor Design Handbook*, 3rd ed., Marcel Dekker, Inc., New York, 2004.

[19] https://en.tdk.eu/download/519704/069c210d0363d7b4682d9ff22c2ba503/ferrites-and-accessories-db-130501.pdf (Ziyaret tarihi: 10 Haziran 2018).

[20] Bağlan F.O., Design of an Educational Purpose Multifunctional DC/DC Converter Board, Yüksek Lisans Tezi, Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 2008, 176866.

[21] https://www.fairchildsemi.com/application-notes/AN/AN-4140.pdf (Ziyaret tarihi: (10 Haziran 2018).

[22] Billings K., Morey T.,*Switch Mode Power Supply Handbook*, 3rd ed., The McGraw-Hill Companies., New York, 2011.

[23] Maniktala S.,*Switching Power Supply Design and Optimization*, 2nd ed., The McGraw-Hill Companies, New York, 2014.

[24] Yang Y., Transformer Shielding Technique for Common Mode Noise Reduction in Switch Mode Power Supplies, M.Sc., Virginia Polytechnic Institute and State University , Electrical Engineering, Virginia, 2014.

[25] Horowitz P., Hill W., The Art of Electronics, 3rd ed., Cambridge University Companies, New York, 2015.

[26] https://www.vishay.com/docs/53048/pprachp.pdf (Ziyaret tarihi: 10 Haziran 2018).

[27] https://www.diodes.com/assets/App-Note-Files/dn4.pdf (Ziyaret tarihi: 10 Haziran 2018).

[28] Yılmaz H., Design, Application and Comparison Single Stage Flyback and Sepic PFC AC/DC Converters for Power LED Lighting Application, Yüksek Lisans Tezi, Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 2012, 318852.

[29] Pressman A., Billings K., Morey T.,*Switching Power Supply Design*, 3rd ed., The McGraw-Hill Companies, New York, 2009.

[30] https://www.fairchildsemi.com/application-notes/AN/AN-4137.pdf (Ziyaret tarihi: 10 Haziran 2018).

[31] http://www.ti.com/lit/an/snva744/snva744.pdf (Ziyaret tarihi: 10 Haziran 2018).

[32] https://www.infineon.com/dgdl/an1195.pdf (Ziyaret tarihi: 10 Haziran 2018).

[33] https://www.diodes.com/assets/App-Note-Files/power/sw_reg/AN1028.pdf (Ziyaret tarihi: 10 Haziran 2018).

[34] https://www.fairchildsemi.com/application-notes/AN/AN-6093.pdf (Ziyaret tarihi: 10 Haziran 2018).

[35] http://www.mccsemi.com/up_pdf/SDB151-SDB157(SDB-1).pdf (Ziyaret Tarihi: 10 Haziran 2018)

[36] http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application_note/d6/8b/bb/1b/a8/b4/4d/c6/CD00003894.pdf/files/CD00003894.pdf/jcr:content/translations/en.CD00003894.pdf (Ziyaret tarihi: 10 Haziran 2018).

[37] 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.

[38] http://www.elsan-tr.com/images/elsan/files/elsan-catalog.pdf (Ziyaret tarihi: 10 Haziran 2018).

[39] http://www.fuantronics.net/PicFile/Material%20cross.pdf (Ziyaret tarihi: 10 Haziran 2018).

[40] https://www.fairchildsemi.com/application-notes/AN/AN-4147.pdf (Ziyaret tarihi: 10 Haziran 2018).

[41] http://www.st.com/resource/en/application_note/cd00245012.pdf (Ziyaret tarihi: 10 Haziran 2018).

[42] https://www.microsemi.com/document-portal/doc_view/14629-introduction-to-rectifiers (Ziyaret tarihi: 10 Haziran 2018).

[43] 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.

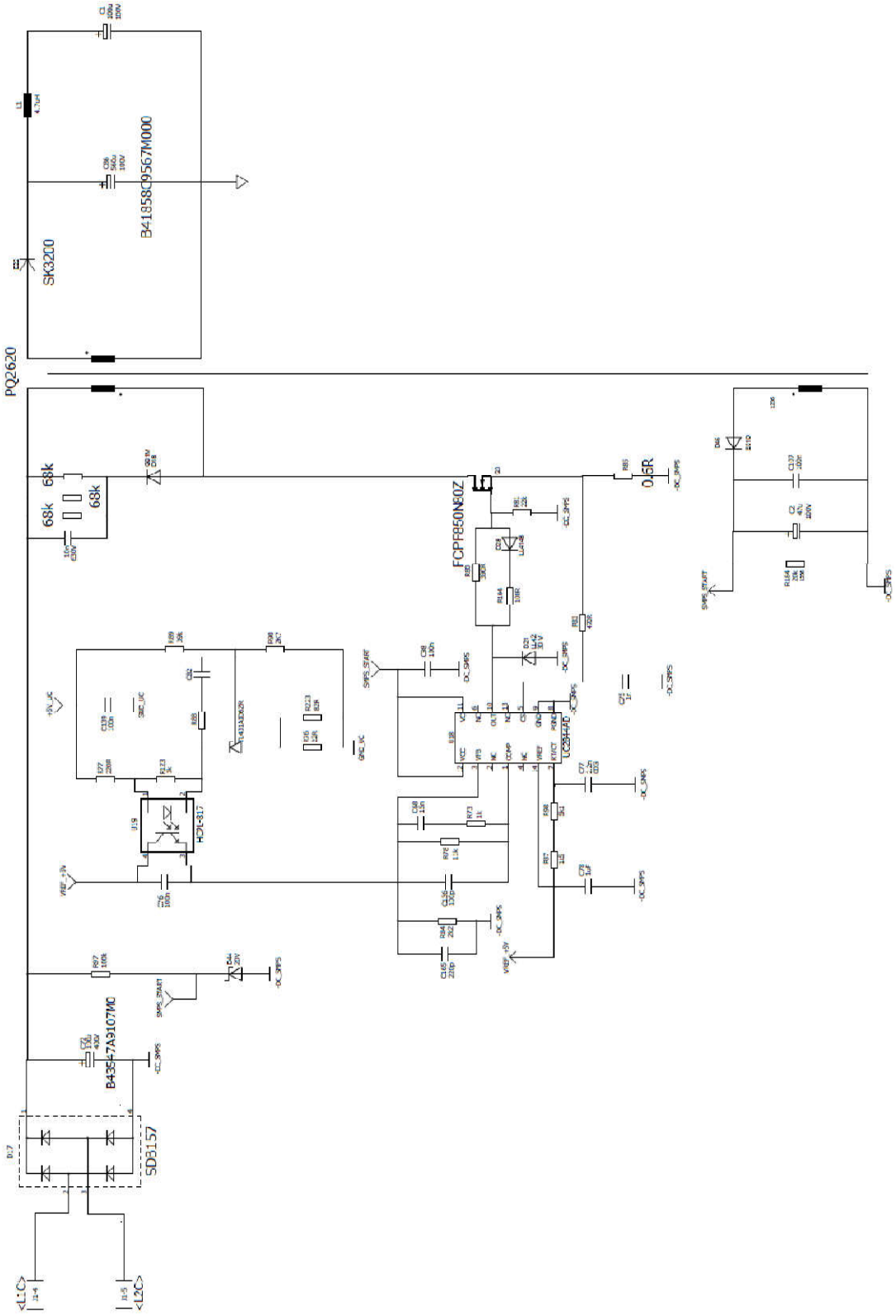
[44] https://cdn.tmi.yokogawa.com/IM701936-01EN.pdf (Ziyaret tarihi: 10 Haziran 2018).

EKLER

EK-A

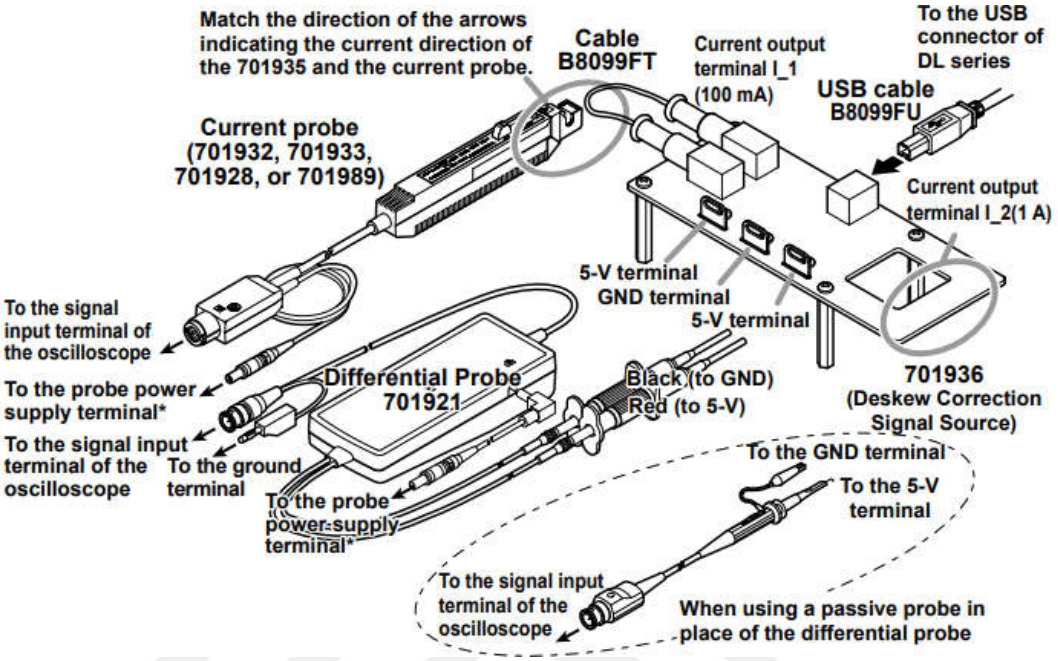
Tablo A.1. Malzeme Listesi

Malzeme	Parça Kodu
Köprü Doğrultucu	SDB157
DC Bara Kondansatörü	EPCOS B43547A9107M0
RCD Bastırma Hücresi	R: 3x68kΩ Paralel C: 10n/630V D: US1M
Trafo	PQ2620
MOSFET	FCPF850N80Z
Akım Ölçme Direnci	0.6Ω (1210)
İkincil Diyot	SK3200
Çıkış Kondansatörü	EPCOSB41858C9567M000
Kontrol Entegresi	TI UC2844



Şekil A.1.Devre şeması

EK-B



Şekil B.1. Deskew Correction Source bağlantı şeması [44]

Ölçümlerde kullanılan aktif akım ve gerilim probları, 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

========Trafo birincil sargılarının bakır kaybı için harmonik etkilerin bulunması=========

```
%Primary Harmonic Factor%
close all;clear all;clc;
A = 1.25;
n = 1:1:100;
N1 = 3;
D = 0.48;
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=1:1:100
     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
```

========Trafo ikincil sargılarının bakır kaybı için harmonik etkilerin bulunması=========

```
%Secondary Harmonic Factor%
close all;clear all;clc;
A = 1.72;
n = 1:1:100;
N1 = 2;
D = 0.52;
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=1:1:100
     OneTerm = cos(2.*pi.*i.*D);
     SecondTerm = (2.*pi.*i.*D).*(pi.*i.*D - sin(2.*pi.*i.*D));
     Sum  =  Sum + Frpn(i).*(1-OneTerm+SecondTerm)./(i.^4)
end
Frph = 1 + (1/(pi_4*D^4))*Sum
```

KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER

[1] **Onay H. A.,** Süel V., Hava A., A Compherensive Loss Analysis of Quasi Resonant Flyback Converter for Design Purpose, *Power Conversion and Intelligent Motion Asia – PCIM Asia 2018*, Shangai, China, 26-28 June 2018.

ÖZGEÇMİŞ

1989 yılında Niğde'de doğdu. İlk, orta ve lise öğrenimini Niğde'nin Bor ilçesinde tamamladı. 2008 yılında girdiği Orta Doğu Teknik Üniversitesi Kuzey Kıbrıs Kampüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden 2013 yılında Elektrik-Elektronik Mühendisi olarak mezun oldu. 2014-2018 yılları arasında, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Mekatronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda yüksek lisans eğitimini tamamladı. 2013 yılında, Akım Metal Sanayi ve Tic. A.Ş şirketinde araştırma ve geliştirme mühendisi olarak çalışmaya başlamış olup, görevini halen devam ettirmektedir.