

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

**TAŞINABİLİR ELEKTRONİK CİHAZLAR İÇİN USB GÜÇ DAĞITIMI
DÖNÜŞTÜRÜCÜSÜ TASARIMI VE META-SEZGİSEL YÖNTEMLERLE
OPTİMİZASYONU**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Ömer Said AYDIN

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Mühendisliği Programı

OCAK 2023

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

**TAŞINABİLİR ELEKTRONİK CİHAZLAR İÇİN USB GÜÇ DAĞITIMI
DÖNÜŞTÜRÜCÜSÜ TASARIMI VE META-SEZGİSEL YÖNTEMLERLE
OPTİMİZASYONU**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Ömer Said AYDIN
(504191090)**

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Dr. Öğr. Üyesi M. Onur GÜLBAHÇE

OCAK 2023

İTÜ, Lisansüstü Eğitim Enstitüsü'nün 504191090 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi Ömer Said Aydın, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı "TAŞINABİLİR ELEKTRONİK CİHAZLAR İÇİN USB GÜÇ DAĞITIMI DÖNÜŞTÜRÜCÜSÜ TASARIMI VE META-SEZGİSEL YÖNTEMLERLE OPTİMİZASYONU" başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Dr. Öğr. Üyesi M. Onur GÜLBAHÇE**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Doç. Dr. Derya Ahmet KOCABAŞ**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Nihan ALTINTAŞ
Yıldız Teknik Üniversitesi

Teslim Tarihi : **30 Aralık 2022**
Savunma Tarihi : **20 Ocak 2023**





Aileme,



ÖNSÖZ

Tez çalışmam sırasında bana yardımcı olan danışmanım Dr. Öğr. Üyesi Mehmet Onur Gülbahçe'ye ve çalışmalara destek olan Öğr. Gör. Abdulsamed Lordoğlu'na teşekkür ederim.

Ocak 2023

Ömer Said Aydın
Elektrik Mühendisi





İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ	vii
İÇİNDEKİLER	ix
KISALTMALAR	xi
SEMBOLLER	xiii
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xvii
ŞEKİL LİSTESİ.....	xix
ÖZET	xxi
SUMMARY	xxiii
1. GİRİŞ	1
2. USB GÜÇ DAĞITIMI (PD) DÖNÜŞTÜRÜCÜSÜ.....	5
2.1 Giriş.....	5
2.2 Flyback Dönüştürücüler	5
2.2.1 Flyback dönüştürücülerde denetim yöntemleri	7
2.2.1.1 Gerilim kontrol yöntemi.....	7
2.2.1.2 Akım kontrol yöntemi	8
2.3 Flyback Dönüştürücünün Çalışma İlkesi	10
2.3.1 Dönüştürücünün ideal durumu için kesintili çalışma modu.....	11
2.3.2 Dönüştürücünün ideal durumu için kesintisiz çalışma modu.....	13
2.3.3 Dönüştürücünün ideal olmaması durumu için kesintili çalışma modu ve kesintisiz çalışma modu	15
2.4 Flyback Devresinin Tasarımı	19
3. FLYBACK DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİN META-SEZGİSEL YÖNTEMLER İLE OPTİMİZASYONU	33
3.1 Parçacık Sürüsü Optimizasyon Yöntemi (PSO).....	34
3.2 Flyback Dönüştürücü Tasarım Optimizasyonu.....	36
3.2.1 Transformatör için optimizasyon tasarımı	39
3.2.2 Anahtar seçimi.....	42
3.2.3 Diyot seçimi	43
3.2.4 Optimizasyon için amaç fonksiyonunun belirlenmesi	44
4. DURUM ÇALIŞMASI: TAŞINABİLİR ELEKTRONİK CİHAZLAR İÇİN AKTİF KORUMA DEVRELİ USB PD DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI VE OPTİMİZASYONU.....	47
4.1 Hacim Kısıtı Altında Optimizasyon	57
4.2 Maliyet Kısıtı Altında Optimizasyon	60
4.3 Verim Kısıtı Altında Optimizasyon	63
4.4 Uygulaması Yapılan Tasarıma Ait Transformatörün Manyetik Analiz Sonuçları.....	66
4.5 Uygulaması Yapılan Tasarıma Ait Benzetim Sonuçları	68
4.6 Optimum Tasarımın PCB Devre Olarak Gerçeklenmesi	71
4.7 Dönüştürücüye Ait Deneysel Sonuçlar	81

5. SONUÇ ve TARTIŞMA.....	87
KAYNAKLAR.....	89
EKLER	93
ÖZGEÇMİŞ.....	95



KISALTMALAR

AA	: Alternatif Akım
ABM	: Amper Başına Mil
AGK	: Anahtarlama Güç Kaynağı
AKD	: Aktif Koruma Devresi
AKF	: Aktif Korunmalı Flyback Devresi
AWG	: American Wire Gauge
CCM	: Kesintisiz İletim Modu
ÇDÇ	: Çıplak Dış Çap
ÇDÇs	: İkincil Taraf Çıplak Dış Çap
DA	: Doğru Akım
DCM	: Kesintili İletim Modu
DÇ	: Dış Çap
DVD	: Dijital Çoklu Disk
EMI	: Elektromanyetik Girişim
ESR	: Eşdeğer Seri Direnç
FB	: Flyback Dönüştürücü
GF	: Güç Faktörü
LCD	: Sıvı Kristal Ekran
LED	: Işık Yayan Diyot
MGNT	: Maksimum Güç Noktası Takibi
MOSFET	: Metal Oksit Alan Etkili Transistör
PD	: Güç Dağıtım
PSO	: Parçacık Sürüsü Optimizasyonu
PV	: Fotovoltaik
PWM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
RFI	: Radyo Frekans Girişimi
RMS	: Efektif Değer
SA	: Sert Anahtarlama
SAA	: Sıfır Akımda Anahtarlama
SGA	: Sıfır Gerilimde Anahtarlama

SHE	: Seçici Harmonik Eliminasyonu
THD	: Toplam Harmonik Bozunumu
TM	: Geçiş Modu
YA	: Yumuşak Anahtarlama
QR	: Kısmi Rezonans



SEMBOLLER

a_1	: Birincil Sargı Sarım Sayısı
a_{AUX1}, a_{AUX2}	: Birinci ve İkinci Yardımcı Sargıların Sarım Sayısı
$C_{anahtar}$: Anahtarın Maliyeti
$C_{anahtar_best}$: Anahtarın En Yüksek Maliyeti
C_{diyot}	: Diyotun Maliyeti
C_{diyot_best}	: Diyotun En Yüksek Maliyeti
C_g	: MOSFET'in Kapı Kapasitesi
$C_{GİRİŞ}, C_{ÇIKIŞ}$: Giriş ve Çıkış Kapasitansı
C_{trf}	: Transformatorün Maliyeti
C_{trf_best}	: Transformatorün En Yüksek Maliyeti
D	: Doluluk Oranı
D_{min}	: Minimum Doluluk Oranı
E, W	: Enerji
$f_{opt_anahtar}$: Anahtar için Amaç Fonksiyonu
f_{opt_diyot}	: Diyot için Amaç Fonksiyonu
$f_{opt_flyback}$: Flyback Dönüştürücü için Amaç Fonksiyonu
f_{opt_trf}	: Transformator için Amaç Fonksiyonu
f_s	: Anahtarlama Frekansı
I_1, I_2	: Birincil ve İkincil Sargı Akımı
I_{DAL}	: Akım Dalgalanması
I_{EF}	: Efektif Akım
$I_{GİRİŞ}, I_{ÇIKIŞ}$: Giriş ve Çıkış Akımı
$I_{GİRİŞ_EFF}$: Giriş Akımının Efektif Değeri
I_{D_EFF}	: Diyot Akımının Efektif Değeri
I_{D_ORT}	: Diyot Akımının Ortalama Değeri
I_{DS_EFF}	: MOSFET İletim Akımının Efektif Değeri
I_{DS}	: MOSFET İletim Akımının Ortalama Değeri
I_{ORT}	: Ortalama Akım
I_P	: Pik Akım
$I_{sınır}$: Sınır Akım

K_{i1}, K_{i2}	: Birincil ve İkincil Sargı Akımları için Akım Faktörü
L_1, L_2	: Birincil ve İkincil Endüktans
$L_{KAÇAK}$: Transformatorün Kaçak Endüktansı
L_{MIK}	: Mıknatıslanma Endüktansı
N_P, N_S	: Birincil Sargı ve İkincil Sargı Sarım Sayısı
$P_{anahtar}$: Anahtarın Güç Kaybı
$P_{anahtar_best}$: Anahtarın En Yüksek Güç Kaybı
P_{CON}	: MOSFET İletim Kaybı
P_{CON_d}	: Diyot İletim Kaybı
P_{CU}	: Transformator Bakır Kaybı
$P_{ÇIKIŞ}$: Çıkış Gücü
P_D	: Sıcaklık Artışına Bağlı Güç Kaybı
P_{diyot}	: Diyotun Güç Kaybı
P_{diyot_best}	: Diyotun En Yüksek Güç Kaybı
P_{FE}	: Transformator Demir Kaybı
P_g	: Kapı Kaybı
P_{KORUMA}	: Pasif Koruma Güç Kaybı
P_{rr}	: MOSFET Ters Toparlanma Kaybı
P_{rr_d}	: Diyot Ters Toparlanma Kaybı
P_{SW}	: MOSFET Anahtarlama Kaybı
P_{SW_d}	: Diyot Anahtarlama Kaybı
P_{Top}	: Toplam Güç Kaybı
$P_{Top_anahtar}$: Toplam Anahtar Güç Kaybı
P_{Top_diyot}	: Toplam Diyot Güç Kaybı
P_{trf}	: Transformatorün Güç Kaybı
P_{trf_best}	: Transformatorün En Yüksek Güç Kaybı
Q_c	: Diyot Jonksiyon Yüğü
Q_g	: MOSFET'in Kapı Yüğü
Q_{rr}	: Ters Toparlanma Yüğü
R_{θ}	: Isıl Direnç
R_{dson}	: MOSFET İletimde İken Direnç Değeri
T_{ORT}	: Ortam Sıcaklığı
T_J	: Jonksiyon Sıcaklığı
t_{ON}	: İletim Süresi
t_{OFF}	: Kesim Süresi

t_r	: MOSFET İletime Girerken Akımın Yükselme Süresi
t_f	: MOSFET Kesime Girerken Akımın Azalma Süresi
USB	: Evrensel Seri Veriyolu
V_{BGM}	: Zener Bastırma Gerilim
V_C	: Nüve Hacmi
V_D	: Diyot Kesimde İken Maruz Kaldığı Gerilim
V_{DS}	: MOSFET D-S Gerilimi
V_f	: Diyotun Gerilim Düşümü
$V_{GİRİŞ}, V_{ÇIKIŞ}$: Giriş ve Çıkış Gerilimi
$V_{GİRİŞ_EFF}$: Giriş Geriliminin Efektif Değeri
V_{GS}	: MOSFET G-S Gerilimi
V_{GS_MAKS}	: MOSFET'in İletime Girmesi İçin Gerekli Olan Maksimum G-S Gerilimi
V_{KORUMA}	: Pasif Koruma için Anahtarın Maruz Kaldığı Gerilim
V_{MAKS}	: Maksimum Gerilim
V_{SD}	: MOSFET'in Ters Paralel Bağlı Diyot Gerilimi
V_{trf}	: Transformatörün Hacmi
V_{trf_best}	: Transformatörün En Yüksek Hacmi
V_{YAN}	: Yansıyan Gerilim
W_{AKT}	: Birincilden İkincile Aktarılan Enerji
W_{SW}	: Anahtarlama Enerji Kaybı
ΔT	: Sıcaklık Değişimi
α_1	: Transformatör Hacim Katsayısı
α_2	: Transformatör Maliyet Katsayısı
α_3	: Transformatör Güç Kaybı Katsayısı
β_1	: Anahtar Maliyet Katsayısı
β_2	: Anahtar Güç Kaybı Katsayısı
γ_1	: Diyot Maliyet Katsayısı
γ_2	: Diyot Güç Kaybı Katsayısı
η	: Verim



ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 4.1 : Koruma devrelerinin güç kayıpları bakımından karşılaştırılması.	51
Çizelge 4.2 : Tasarım öncesi optimizasyon parametreleri.	57
Çizelge 4.3 : Hacim kısıtı altında optimum transformatör parametreleri.	58
Çizelge 4.4 : Hacim kısıtı altında optimum ana anahtar parametreleri.	58
Çizelge 4.5 : Hacim kısıtı altında optimum yardımcı anahtar parametreleri.	58
Çizelge 4.6 : Hacim kısıtı altında optimum senkron doğrultucu parametreleri.	58
Çizelge 4.7 : Maliyet kısıtı altında optimum transformatör parametreleri.	61
Çizelge 4.8 : Maliyet kısıtı altında optimum ana anahtar parametreleri.	61
Çizelge 4.9 : Maliyet kısıtı altında optimum yardımcı anahtar parametreleri.	61
Çizelge 4.10 : Maliyet kısıtı altında optimum diyot parametreleri.	61
Çizelge 4.11 : Verim kısıtı altında optimum transformatör parametreleri.	64
Çizelge 4.12 : Verim kısıtı altında optimum ana anahtar parametreleri.	64
Çizelge 4.13 : Verim kısıtı altında optimum yardımcı anahtar parametreleri.	64
Çizelge 4.14 : Verim kısıtı altında optimum diyot parametreleri.	64



ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 : Tek anahtarlama elemanlı flyback dönüştürücü.....	6
Şekil 2.2 : Gerilim kontrol yöntemine ait şema [32].	7
Şekil 2.3 : Lineer güç kaynağı devre şeması.	9
Şekil 2.4 : Düşürücü dönüştürücü devre şeması.....	9
Şekil 2.5 : Yükseltici dönüştürücü devre şeması.....	10
Şekil 2.6 : Flyback dönüştürücünün kesintili çalışma durumu.....	13
Şekil 2.7 : Flyback dönüştürücünün kesintisiz çalışma durumu.	15
Şekil 2.8 : Dönüştürücünün ideal olmaması durumu için kesintili çalışma modu. ...	16
Şekil 2.9 : Dönüştürücünün ideal olmadığı durumda kesintisiz çalışma moduna ait gerilim değişimleri.....	18
Şekil 2.10 : Bir flyback devresi.	19
Şekil 2.11 : DA bara geriliminin değişimi.....	21
Şekil 2.12 : 110/115 V AA için V_{YAN} ve V_{BG} [32].....	22
Şekil 2.13 : 230 V AA V_{YAN} ve V_{BG} [32].....	23
Şekil 2.14 : 100/115 VAA (230 VAA) giriş için D_{MAKS} [32].....	24
Şekil 2.15 : 230 VAA giriş için D_{MAKS} [32].....	25
Şekil 2.16 : Kesintisiz mod.	25
Şekil 2.17 : Kesintili mod.	25
Şekil 3.1 : Parçacık sürüsü optimizasyonu (PSO) akış diyagramı.	35
Şekil 3.2 : Tasarım optimizasyonu iş akış diyagramı.....	38
Şekil 4.1 : Pasif korumalı ve aktif korumalı flyback dönüştürücü [37].....	49
Şekil 4.2 : Pasif ve aktif koruma devreleri için gerilim ve akım eğrileri [37].....	50
Şekil 4.3 : Hacim kısıtı altında optimum dönüştürücüye ait toplam kayıp.	59
Şekil 4.4 : Hacim kısıtı altında optimum dönüştürücüye ait anahtar kaybı.....	59
Şekil 4.5 : Hacim kısıtı altında optimum dönüştürücüye ait senkron doğrultucu kaybı.	60
Şekil 4.6 : Maliyet kısıtı altında optimum dönüştürücüye ait toplam kayıp.....	62
Şekil 4.7 : Maliyet kısıtı altında optimum dönüştürücüye ait anahtar kaybı.....	62
Şekil 4.8 : Maliyet kısıtı altında optimum dönüştürücüye ait diyot kaybı.	63
Şekil 4.9 : Verim kısıtı altında optimum dönüştürücüye ait toplam kayıp.....	65
Şekil 4.10 : Verim kısıtı altında optimum dönüştürücüye ait anahtar kaybı.	65
Şekil 4.11 : Verim kısıtı altında optimum dönüştürücüye ait diyot kaybı.....	66
Şekil 4.12 : Seçilen transformatör için manyetik akı yoğunluğu.....	67
Şekil 4.13 : Seçilen transformatör için manyetik akı dağılımı ve akım yoğunluğu. .	67
Şekil 4.14 : Seçilen tasarıma ait çıkış gerilimi.	68
Şekil 4.15 : Seçilen tasarıma ait çıkış akımı.....	69
Şekil 4.16 : Seçilen tasarıma ait diyot gerilimi.....	69
Şekil 4.17 : Seçilen tasarıma ait ana anahtar gerilimi.....	69
Şekil 4.18 : Seçilen tasarıma ait birincil sargı akımı.	70
Şekil 4.19 : Seçilen tasarıma ait ikincil sargı akımı.	70
Şekil 4.20 : Aktif koruma devreli flyback dönüştürücü mimarisi.	73

Şekil 4.21 : Flyback dönüştürücü ana devre şematik sayfası.	74
Şekil 4.22 : Flyback dönüştürücü yardımcı devre şematik sayfası.....	75
Şekil 4.23 : Flyback dönüştürücü ana devre üst katmanı.	76
Şekil 4.24 : Flyback dönüştürücü ana devre ikinci katmanı.....	76
Şekil 4.25 : Flyback dönüştürücü ana devre üçüncü katmanı.....	77
Şekil 4.26 : Flyback dönüştürücü ana devre alt katmanı.	77
Şekil 4.27 : Flyback dönüştürücü yardımcı devre üst katmanı.....	78
Şekil 4.28 : Flyback dönüştürücü yardımcı devre ikinci katmanı.	78
Şekil 4.29 : Flyback dönüştürücü yardımcı devre üçüncü katmanı.	79
Şekil 4.30 : Flyback dönüştürücü yardımcı devre alt katmanı.	79
Şekil 4.31 : Flyback dönüştürücü ana devre üstten görünüm.	80
Şekil 4.32 : Flyback dönüştürücü ana devre alttan görünüm.	80
Şekil 4.33 : Flyback dönüştürücü yardımcı devre üstten görünüm.	81
Şekil 4.34 : Flyback dönüştürücü yardımcı devre alttan görünüm.	81
Şekil 4.35 : Flyback dönüştürücü baskı devresi.	81
Şekil 4.36 : Teorik ve deneysel sonuçlar için verim karşılaştırma eğrisi.	83
Şekil 4.37 : Başlangıç anı için çıkış gerilimi.	83
Şekil 4.38 : 5V, 3A yük için çıkış gerilimi.	83
Şekil 4.39 : 9V, 3A yük için çıkış gerilimi.	84
Şekil 4.40 : 20V, 3.25A yük için çıkış gerilimi.	84
Şekil 4.41 : Çıkış gerilimi değişimi (5V-9V).	84
Şekil 4.42 : Çıkış gerilimi değişimi (9V-15V).	85
Şekil 4.43 : Çıkış gerilimi değişimi (15V-20V).	85

TAŞINABİLİR ELEKTRONİK CİHAZLAR İÇİN USB GÜÇ DAĞITIMI DÖNÜŞTÜRÜCÜSÜ TASARIMI VE META-SEZGİSEL YÖNTEMLERLE OPTİMİZASYONU

ÖZET

Günümüzde oldukça popüler durumda olan taşınabilir elektronik cihazlar (telefon, tablet, bilgisayar vb.) için en uygun dönüştürücü flyback dönüştürücülerdir. Özellikle maliyet ve hacim değerlerinden dolayı diğer dönüştürücülerin önüne geçmektedir. Elektriksel olarak yalıtım sağlama özelliği de bulunduğundan bu dönüştürücüler USB yüklerinde sıklıkla tercih edilmektedir.

Anahtarlamalı güç kaynağı mimarilerinde en yaygın kullanılan dönüştürücü tiplerinden biri olan flyback dönüştürücüler yüksek güç yoğunluğu ve tasarım kolaylığı ile çok geniş bir kullanım alanına sahiptir. Belirli bir güce kadar benzer dönüştürücü topolojilerine kıyasla daha az malzeme kullanıldığından tasarım ve üretim aşamaları daha kolay olmaktadır. Flyback dönüştürücünün yapısı gereği sahip olduğu transformatör kullanılarak farklı gerilim ve farklı akım değerlerinde aynı dönüştürücü üzerinde birden fazla çıkış alınabilir.

Günümüzde anahtarlamalı dönüştürücülerdeki problemlerden biri de anahtarlama frekansının yükselmesiyle birlikte anahtarlardaki anahtarlama güç kaybı değerinin de yükselmesidir. Dönüştürücüdeki maliyet ve hacim değerlerinin düşürülmesi için tasarımda anahtarlama frekansı yüksek seçilmektedir. Anahtarlama frekansının yükselmesiyle dönüştürücüde ihtiyaç duyulan endüktans ve kapasitans değerleri ve hacimleri azalmaktadır. Ancak yüksek frekans nedeniyle anahtarda oluşan anahtarlama güç kaybı değeri de artmaktadır. Güç kaybını azaltmak için literatürde farklı yöntemler kullanılmaktadır. Yapılan tez çalışması kapsamında anahtarlama kaybını azaltmak amacıyla aktif koruma devresi (AKD, ACC) kullanılmaktadır. Yardımcı anahtar kullanılarak oluşturulan aktif koruma devresi ile anahtarlarda meydana gelen anahtarlama güç kaybında önemli miktarda azalma meydana gelmektedir. Ana anahtar iletim durumuna geçerken sıfır gerilimde anahtarlama (SGA, ZVS) ile anahtarlanarak anahtarlama kaybının büyük bölümü geri kazanılmaktadır.

Doğadan ilham alan optimizasyon yöntemlerinin günümüzde her alanda olduğu gibi güç elektroniği uygulamalarında da kullanımı giderek artmaktadır. Gelişmiş optimizasyon yöntemleri ile birlikte güç dönüştürücülerinin tasarımı yapıldığında daha düşük maliyetli, daha düşük hacimde, yüksek güç yoğunluğunda ve yüksek verimde dönüştürücüler tasarlanabilmektedir. Buna ek olarak her bir bileşenin maliyeti optimizasyon algoritmasına dahil edilerek tasarım problemini çok amaçlı bir optimizasyon problemine dönüştürmek mümkündür. Parçacık sürüsü optimizasyon (PSO) yöntemi, doğadan ilham alan optimizasyon yöntemlerinden biri olup sıklıkla mühendislik problemlerinin çözümünde tercih edilmektedir. Yapılmış olan tasarımda parçacık sürüsü optimizasyon yöntemi kullanılarak tasarım optimizasyonu uygulaması yapılmaktadır.

Bu tez kapsamında, flyback dönüştürücüler için USB PD yüklerde kullanılmak üzere tasarım ve optimizasyon yöntemi önerilmiştir. Önerilen yöntem doğadan ilham alan optimizasyon algoritmaları sayesinde belirli bir amaç fonksiyonu dahilinde manyetik ve elektriksel bileşen veri tabanındaki birçok bileşen arasından en uygun tasarımı belirlemektedir. Geleneksel tasarım algoritmalarından farklı olarak önerilen algoritma, flyback dönüştürücünün toplam kaybını, maliyetini ve hacmini içeren bir amaç fonksiyonunu en aza indirerek tasarım için en uygun parametreleri ve devre bileşenlerini seçmektedir. Önerilen yöntem ile 230V/ 50Hz AA şebekesinden beslenen aktif korumalı 5/9/15/20V, 3.25A, 65W gücünde bir USB PD dönüştürücüsü tasarlanmıştır. Algoritmanın önermiş olduğu, benzetimlerle doğrulanmış tasarım imal edilmiş ve algoritmanın deneysel başarımı incelenmiştir.



DESIGN AND META-HEURISTICS BASED OPTIMISATION OF USB POWER DELIVERY CONVERTER FOR PORTABLE ELECTRONIC DEVICES

SUMMARY

Flyback converters, one of the most widely used converter types in switched power supply architectures, have a wide range of use with their high power density and design simplicity. Up to a certain power, less material is used compared to similar converter topologies, so the design and production stages are easier. By using the transformer that the flyback converter has due to its structure, more than one output can be taken on the same converter at different voltages and different current values. Today, parallel to the increase in processor speeds, there is an increase in optimization methods inspired by nature. In particular, nature-inspired optimizations, which are used more than other methods, have wide application areas. When power converters are designed with advanced optimization methods, converters with lower volume, high power density, and high efficiency can be designed. In addition, it is possible to transform the design problem into a multi-objective optimization problem by including the cost of each component in the optimization algorithm.

Today, one of the problems in switched converters is that the switching power loss value in the switches increases with the increase of the switching frequency. To reduce the cost and volume values in the converter, the switching frequency is chosen high in the design. As the switching frequency increases, the inductance and capacitance values and volumes needed in the converter decrease. However, due to the high frequency, the switching power loss value in the switch also increases. Different methods are used in the literature to reduce power loss. An active clamp circuit (ACC) will be used to reduce the switching loss within the scope of the thesis study. With the active clamp circuit generated by the auxiliary switch, a significant reduction will occur in the switching power loss occurring in the main switch. Most of the switching loss will be recovered by switching with zero voltage switching (ZVS) when the main switch is in the conduction state

There is a diode element in the secondary section of flyback converters. The power loss in the diode rises to high values. To reduce power loss, structures called synchronous converters are often used in the literature. Some of the power losses in the diode can be recovered by using a semiconductor switch (MOSFET, etc.) instead of the diode element in the converter. In the thesis study, the difference between power losses will be examined by using both diode elements and semiconductor switches.

Technically speaking for the first time in 1986, the term meta-heuristic consists of a combination of the Greek word 'meta' and the word 'heuristic' and is expressed as 'more heuristic' or 'high-level heuristic'. The high-level heuristic approach includes methods that perform a probabilistic but conscious search in the solution space. These methods produce new solutions based on the solution set created at each step. Thus, it is tried to reach the most suitable solution by making searches at the points that are

close to the most suitable point of the search space, avoiding the selection of the local best point.

The characteristics of metaheuristic methods are expressed as follows;

- These are the methods that direct the search process.
- The goal is to explore the search space effectively to obtain the best or near-best results.
- They range from local search techniques to complex learning processes.
- They provide an approximate solution, usually non-deterministic methods.
- They are not specific to a particular problem.
- They have structures to avoid getting stuck in the local best locations in the search space.

For metaheuristic algorithms to produce good results, the basic concepts of the method should be well adapted to the problem. Metaheuristic algorithms are broadly divided into five classes;

- Algorithms inspired by / not inspired by nature
- Population-based / Single point (local search) algorithms
- Algorithms with Dynamic / Static objective function
- Single / Multi-neighbor structure algorithms
- Algorithms using / not using memory

The methods mentioned are seen as versions of classical heuristic algorithms inspired by nature. Diversity has increased with the development of methods based on sciences such as social, biology, physics, zoology, and computers. For example, "Particle Swarm Optimization" developed by monitoring the food search of birds, and the "Firefly Algorithm" developed by investigating the interactions of fireflies with each other are some of them.

With the development of optimization methods, these methods are used in converter designs. In the literature, optimization algorithms inspired by nature have just begun to be used in power electronics circuits. The most important studies are the proposed algorithms for harmonic elimination in inverters. Harmonic content occurs due to the inverters used in the electrical network. Filter elements and electronic elements used in the network are affected due to harmonic content. Since each element is selected according to the highest THD (total harmonic distortion) value, element selection also gains great importance. In the studies, especially by using genetic algorithms and artificial neural network methods, switching angles are obtained in high-order inverters to eliminate high-order harmonics.

Optimization methods inspired by nature are very popular today. Related optimization methods are used in the design processes of power electronics converters. By using design process optimization, converters with low cost, high power density, and low volume are produced. The particle swarm optimization (PSO) method is one of the nature-inspired optimization methods and is frequently preferred. In the design to be made, design optimization will be applied by using the particle swarm optimization method. Particle swarm optimization is a type of optimization that works based on birds' search for food as a flock. At the beginning of the optimization, the number of

particles and the maximum allowed number of iterations is determined. The results of the initial values of the particles are calculated using the function to be optimized. The optimum value in the relevant iteration is called *pbest*, and the optimum value of the optimization is called *gbest*. In each iteration, the *pbest* and *gbest* values are updated to reach the optimum solution. When an iteration is completed, the rate of change of the particles is calculated and the new position of each particle is determined. A new iteration is started with the new positions of the particles. Iteration is continued until the maximum number of iterations is reached. In the converter design using the particle swarm optimization method, the operating frequency range and frequency step are initially determined. Then, different designs are made for each frequency value in the range, and the optimum design is obtained in terms of volume, power loss, and cost. When the designs for the operating frequencies in the given range are completed or the maximum number of iterations is reached, the designs at different frequencies are compared and the optimum design is determined in terms of volume, power loss, and cost.

Today, USB power delivery converters are frequently preferred in the industry in electronic products, especially chargers. These converters, which provide high power at different voltage levels, have low volume and high power density. The volume value is reduced by using converters with high operating frequencies. In USB power delivery converters fed with AC mains voltage, a flyback converter structure that can increase or decrease the voltage at the input is used.

The most important element in flyback converter design is the transformer. While designing the transformer, the documents of the transformer manufacturers were examined and a database was created for the products that provide the operating frequency range. Sizes related to transformers are used in design optimization by adding a database. While designing with optimization, a transformer is selected that provides the required magnetization inductance value, can operate at the selected operating frequency, and has a low volume value compared to the others. Thus, the power density is increased. Similarly, a database was created by examining the products of the manufacturers for the main semiconductor switch used in the flyback converter. GaN semiconductor switches, which can operate at high frequencies, are preferred. Power losses occur in switches over conduction, switching, gate, and reverse recovery. By comparing the total power losses, a switch with low loss is preferred. Thus, high efficiency is provided. A similar design optimization is made for the auxiliary switch used in the active clamp circuit.

In this study, a design optimization method for flyback converters will be implemented. The proposed method will select the most suitable design among many components in the magnetic and electrical component database with optimization algorithms inspired by nature. Unlike traditional design algorithms, the proposed algorithm selects the most appropriate parameters for the design by minimizing an objective function that includes the total loss, cost, and volume of the flyback converter. The proposed method will be tried for a flyback converter to be used in the USB load supply of 5/9/15/20V, 3.25A, 65W with active clamp fed from 230V / 50Hz AC mains. All magnetic components will be verified in the common simulation environment of Ansys Electronic Desktop and Simplorer, taking into account the different winding and conductor structures in the transformer design. The design proposed by the algorithm, verified by simulations, will be manufactured and its experimental performance will be examined. For the flyback converter circuit obtained with the design optimization, PCB printed circuit will be produced and the converter

will be implemented. The converter circuit with high power density will be tested and applied at loads with different voltage values.



1. GİRİŞ

Flyback dönüştürücü, genellikle yüksek gerilim ve düşük güç uygulamalarında kullanılan bir anahtarlamalı DA-DA dönüştürücü türüdür. Anahtarlamalı DA-DA dönüştürücülerde, kontrol yöntemi olarak genelde darbe genişlik modülasyon (DGM, PWM) yöntemi tercih edilmektedir. Güç yoğunluğunun yüksek olması ve hızlı dinamik cevap özelliği sebebiyle flyback dönüştürücüler endüstride sıklıkla tercih edilmektedir. Anahtarlamalı dönüştürücüler için temel çalışma yöntemi dönüştürücüde bulunan endüktansın anahtarlanması ile enerji aktarımına dayanmaktadır. Maliyetinin az olması ve diğer dönüştürücülere kıyasla daha az eleman kullanılmasından dolayı, yaklaşık 200 W'a kadar olan güçlerde flyback (geri dönüşlü) dönüştürücü yaygın olarak kullanılmaktadır [1,2].

Anahtarlamalı dönüştürücülerde, anahtarlama frekansının artması ile hızlı dinamik cevap ve yüksek güç yoğunluğu elde edilmektedir. Ancak, anahtarlama frekansının artması ile, anahtarlama güç kayıpları, Elektromanyetik Girişim ve Radyo Frekansı Girişimi (EMI ve RFI) değerleri de artmaktadır. Sert anahtarlama (SA, HS) tekniği yerine yumuşak anahtarlama (YA, SS) tekniğinin tercih edilmesiyle, anahtarlama güç kayıpları azaltılarak yüksek anahtarlama frekansında çalışma sağlanmaktadır. [1,2].

Klasik bastırma hücreleri kullanılarak uygulanan yumuşak anahtarlama, yarı iletken elemanların güç kayıpları azalmakta, ancak dönüştürücüdeki toplam kayıpları değişmemektedir. Rezonans devreleri kullanılarak yapılan yumuşak anahtarlama yöntemlerinden sıfır gerilimde anahtarlama (SGA, ZVS) veya sıfır akımda anahtarlama (SAA, ZCS) ile, dönüştürücünün toplam enerji kaybının azaltılabildiği bilinmektedir [3,4].

Flyback güç dönüştürücüleri için birçok yumuşak anahtarlama yöntemi bildirilmiştir. Bu yöntemler aktif bastırılmalı ve pasif bastırılmalı olarak iki kategoriye ayrılabilir. İlgili yöntemler kısmi rezonanslı devreleri kullanılarak elde edilmektedir [5].

Pasif bastırılmalı yöntemlerde, yumuşak anahtarlama yapılırken, dönüştürücünün ana yarı iletken anahtarı ve ana diyodu için sıklıkla ek gerilim ve akım baskıları oluşur.

Aktif bastırılmalı yöntemlerde, ek yarı iletken anahtarlar tercih edilerek yumuşak anahtarlama sağlanırken aynı zamanda gerilim ve akım baskıları azaltılabilir. Fakat, bastırma devresinin kontrol edilmesi zorlaşır ve ekonomik açıdan maliyet artar. Bu sebeple, iyi tasarlanan pasif bastırma devresi kullanan dönüştürücüler maliyetlerinden dolayı seçilebilir [1,5].

Literatürde doğadan ilham alan optimizasyon algoritmaları güç elektroniği devrelerinde yeni kullanılmaya başlanmıştır. Bunlardan en önemli olan çalışmalar eviricilerdeki harmonik eliminasyon için önerilen algoritmalarıdır. Elektrik şebekesinde kullanılan eviricilerden dolayı harmonik içerik oluşmaktadır. Harmonik içerikten dolayı şebekede kullanılan süzgeç elemanları ve elektronik elemanlar etkilenmektedir. Her bir eleman en yüksek toplam harmonik bozunum (THD) değerine göre seçildiği için eleman seçimleri de büyük önem kazanmaktadır. Eviricilerin kontrolünde seçici harmonik yok etme (SHE) tekniği kullanılarak harmonik içerik azaltılabilir. Bu yöntemdeki zorluk ise doğrusal olmayan denklemlerin çözümü ile eviricilerde kullanılan anahtarların anahtarlama açılarını elde etmektir. Genetik algoritma ve yapay sinir ağları yöntemlerini kullanarak yedi seviyeli eviricide, anahtarlama açıları hesaplanarak yüksek dereceli harmonikler elimine edilebilmektedir [6]. Yapılan diğer bir çalışmada yüksek frekanslı rezonanslı DA-DA dönüştürücü ve onun çıkışında DA-AA dönüştürücü ile AA çıkış sağlayan bir güç devresi kullanılmaktadır [7]. SPWM ve SHE kontrol yöntemleri için genetik algoritma ile harmonikleri aynı seviyede azaltmayı sağlayan anahtarlama açıları elde edilmektedir. Benzer bir çalışmada gerilim değerleri eşit olmayan çok seviyeli inverterler için parçacık sürüsü optimizasyon algoritması ile harmonik yok etme kabiliyetine sahip bir algoritma geliştirilip, yapay sinir ağları yöntemi ile karşılaştırılmıştır [8]. Parçacık sürüsü algoritması ile elde edilen sonuçların başarımının çok yüksek olduğu görülmüştür. Çok çıkışlı flyback dönüştürücülerde meydana gelen ortak mod gürültünün modellenmesi ve gürültü azalımı yaklaşımının ele alındığı çalışmalar bulunmaktadır [9]. Planar transformatöre sahip tek ve iki anahtar kullanan 5 çıkışlı flyback dönüştürücü için ayrı ayrı ortak mod gürültü modellenmesi ve gürültü azaltılması için yöntemler verilmektedir.

Kontrol yöntemlerinde optimizasyona yönelik çalışmalardan, paralel çalışan DA-DA dönüştürücüler için düşük güçlü yüklerde sistem veriminin artırılması için genetik algoritma yöntemini kullanarak dönüştürücülerin akım paylaşım oranları kontrol

edilebilmektedir [10]. Benzer bir çalışmada, düşürücü tip DA-DA dönüştürücülerde elde edilen sürekli hal hata oranı ve dalgalılık faktörü değerlerini azaltmak amacıyla, genetik algoritma tabanlı kontrol yöntemi geliştirilmektedir [11]. Bu yöntemle düşürücü tip dönüştürücü için sürekli hal hata oranı ve dalgalanma faktörü %3'ün altına düşürülmüştür. PV sistemlerine yönelik çalışmalarda kullanılan dönüştürücünün akım kontrol yönteminde parçacık sürüsü optimizasyonu ile çok iyi dinamik cevaplar sağlanmaktadır [12].

Yenilenebilir enerji sistemlerinde kullanılan eviriciler için endüktans tasarım optimizasyonuna yönelik çalışmalar bulunmaktadır [13]. Yapılan çalışma ile parçacık sürüsü optimizasyonu kullanılarak en küçük hacimde endüktans tasarımı yapılması sağlanmaktadır. Benzer olarak başka bir çalışmada, güç faktörü düzeltme amacıyla kullanılan yükseltici tip DA-DA dönüştürücü için süzgeç tasarım optimizasyonu geliştirilmektedir [14]. Devre girişinde kullanılan EMI filtre elemanlarının en küçük maliyeti için optimizasyon yapılarak değerleri belirlenmektedir. Diğer bir çalışmada çok çıkışlı flyback dönüştürücüler için sonlu elemanlar yöntemini kullanan endüktans simülasyon yaklaşımı ele alınmaktadır [15]. Simülasyon ve gerçek devre arasındaki uyumsuzluklar açıklanarak kullanılan simülasyon programının özellikleri verilmektedir.

Soğutucu tasarımına yönelik optimizasyon çalışması bulunmaktadır [16]. Bu çalışma ile genetik algoritma yöntemini kullanarak istenen ısı direnç ve ısı yayılım değerlerini sağlayan en küçük boyutlarda soğutucu tasarımı yapılmaktadır. Başka bir yayında, yüksek sıcaklıklarda çalışma imkanı sağlayan DA-AA dönüştürücü tasarım optimizasyonu ele alınmaktadır [17]. Optimizasyon ile farklı sıcaklıklar için tasarımlar elde edilmektedir. Tasarımlara ait uygulama verileri verilmektedir.

Meta-sezgisel yöntemlere yönelik bir çalışmada bakteri yiyecek arama optimizasyonu ile eviricilerin kontrolü yapılarak, harmonik içerik azaltılması sağlanmaktadır [18]. Benzer bir çalışmada çok seviyeli eviriciler için iki optimizasyon yönteminin karşılaştırması yapılmaktadır [19]. Genetik algoritma ve parçacık sürüsü optimizasyonu kullanılarak yapılan evirici kontrolü ile harmonik azaltılması amaçlanmaktadır. Yapılan çalışma sonucunda genetik algoritma yöntemiyle daha düşük harmonik içerik elde edilmektedir. Diğer bir çalışmada üç fazlı 11 seviyeli eviriciler için geliştirilen optimizasyon yöntemi ile THD'nin azaltılması

sağlanmaktadır [20]. Genetik algoritma yöntemi kullanılarak yapılan optimizasyon ile THD değeri önemli miktarda azaltılmaktadır.

Sürücülere yönelik bir çalışmada motor sürücü uygulamaları için kullanılan çok çıkışlı flyback dönüştürücüye ait analiz, modelleme ve simülasyon yaklaşımı ele alınmaktadır [21]. Benzer bir çalışmada LED sürücülerinde kullanılan çok çıkışlı flyback dönüştürücülerin analiz yaklaşımı ele alınmaktadır [22]. Çalışmada 3 çıkışlı flyback dönüştürücü için prototip tasarımı verilmektedir. Genişletilmiş karınca kolonisi optimizasyon algoritması ile yapılan bir çalışmada buck dönüştürücü tasarımı ele alınmaktadır [23]. Elde edilen tasarım ile başka optimizasyon algoritması ile yapılan tasarım verileri karşılaştırılmaktadır. Çok çıkışlı flyback dönüştürücülerin gerilim regülasyonlarını iyileştirmeye yönelik yöntemlerin ele alındığı çalışmalar bulunmaktadır [24]. Diğer bir çalışmada PV panellerde kullanılan maksimum güç noktası takibi (MGNT) için iki çıkışlı kapalı çevrim kontrollü flyback dönüştürücü tasarımı ele alınmaktadır [25].

İki çıkışlı flyback dönüştürücü için dönüştürücünün çıkış tarafında senkron anahtarlar kullanılarak SGA anahtarlama imkanı sağlayan yeni bir dönüştürücü tasarım çalışması yapılmaktadır [26]. 24V/8A ve 12V/4A gerilim ve akım değerlerini sağlayan prototip devreye ait bilgiler verilmektedir. Benzer bir çalışmada, iki çıkışa sahip flyback dönüştürücü tasarımı ele alınmaktadır [27]. 5V ve 9V gerilim değerlerine sahip iki çıkış için toplam 50W gücünde dönüştürücü uygulaması verilmektedir. Diğer bir yayında, yeni bir sabit frekanslı sıfır gerilimde anahtarlama yapan kısmi rezonanslı iki çıkışlı flyback dönüştürücünün tasarımı, analizi ve kontrol yaklaşımı ele alınmaktadır [28]. Dönüştürücü çıkışında 5V/1A ve 12V/0.5A gerilim ve akım değerlerine sahip olup, 165 kHz rezonans frekansında çalışmaktadır. Çok çıkışlı forward – flyback dönüştürücü tasarım yaklaşımına ait başka bir çalışma bulunmaktadır [29]. Tasarlanan devre anahtar iletimde iken forward dönüştürücü modunda, anahtar kesimde iken ise flyback dönüştürücü modunda çalışmaktadır. Toplam 12.6W gücünde 4 çıkışa sahip bir devre tasarımı verilmektedir.

2. USB GÜÇ DAĞITIMI (PD) DÖNÜŞTÜRÜCÜSÜ

2.1 Giriş

Günümüzde taşınabilir elektronik cihazların kullanımı gün geçtikçe artmaktadır. Artan cihaz sayısı sebebiyle şarj aletleri yüksek verimde ve yüksek güç yoğunluğunda üretilmektedir. Bu alanda yoğun olarak USB güç dağıtımını dönüştürücüleri kullanılmaktadır.

USB güç dağıtımını, USB bağlantısı ile elektronik cihazların daha yüksek güçlerde şarj edilmesini sağlayan özellik olarak tanımlanmaktadır. Şarj aleti ile şarj edilen elektronik cihaz arasındaki çekilebilecek güç miktarını belirleyen uyumu sağlamaktadır. Güç dağıtımını 5 V gerilim seviyesinde başlar ve 20 V gerilim seviyesine kadar yükselmektedir. Standart USB-C kablosu ile 60 W'a kadar ve özel EMCA kablo ile 100 W'a kadar güç sağlayabilmektedir. Güç dağıtımını ile ilgili başka bir özellik de devre veya bağlantıya bağlı olmaksızın iki yönlü güç akışına izin vermesidir. Örneğin iki telefonu USB-C kablo ile birbirine bağlarsanız iki telefon da birbirinden şarj olabilir.

Güç dağıtımını dönüştürücüsü olarak yüksek güç yoğunluğu, düşük maliyet ve düşük hacim sağlayan az eleman gereksinimi olan ve ayrıca elektriksel olarak izolasyon da sağlayan flyback dönüştürücüler kullanılmaktadır.

2.2 Flyback Dönüştürücüler

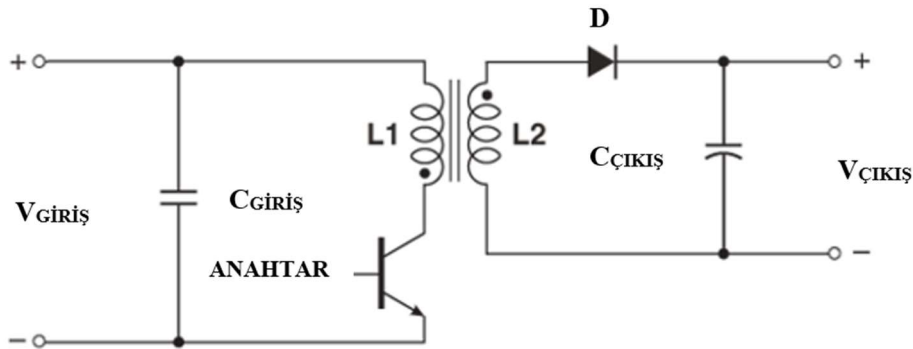
Temel özellikleri;

- Yalıtımlı güç dönüştürücülerinde tercih edilir.
- Eleman sayısı en az olan dönüştürücüdür.
- Giriş gerilimi olarak geniş aralıkta kullanılır.
- Kontrol olarak özel geri besleme (gerilim) yöntemi kullanılır.
- Bir veya birden fazla çıkış ile üretilebilir.

- Çıkış gerilimi giriş gerilimine göre yüksek veya düşük olarak ayarlanabilir.
- Çıkış gerilimi kutbu pozitif veya negatif olarak ayarlanabilir.
- Diğer dönüştürücülerde bulunan filtre endüktansında meydana gelen gerilimin bulunmaması diyot maliyetini azaltır.
- Çıkış endüktansı olmadığı için geçici durumlara hızlı cevap verir.

Güç dönüştürücülerinde genellikle standartlara uygunluk ve güvenlik nedeniyle giriş gerilimi ve çıkış gerilimi arasında yalıtım istenir. Bu yalıtımı elde etmek amacıyla dönüştürücüde transformatör elemanı kullanılır. Transformatör dönüştürme oranının ayarlanmasıyla gerilimin istenen değerlere dönüşmesini sağlamaktadır. Güç dönüştürücülerinde genellikle enerji depolama elemanı olarak endüktans kullanmak gerekir. Ayrıca DA gerilim elde etmek için de endüktansa ihtiyaç duyulur. Flyback güç dönüştürücüleri düşük güçlerde sıklıkla tercih edilir, çünkü transformatör enerji depolanmasını, gerilim dönüşümünü ve yalıtımı sağlayan tek manyetik malzemedir. İleri yönlü dönüştürücü ve diğer dönüştürücülerle kıyaslandığında, flyback dönüştürücülerde daha az devre elemanı ve manyetik eleman bulunmaktadır. Flyback dönüştürücülerin bu sayılan olumlu özellikleri çıkış gücü olarak 200 W ve çıkış akımı olarak 10 A değerine kadar geçerli olmaktadır. Bu çıkış gücü ve akım değerlerinin üstünde devre elemanlarının maruz kaldığı gerilim ve akım baskıları artar, maliyeti daha yüksek elemanların tercih edilmesi nedeniyle ekonomik avantaj yok olur.

Flyback güç dönüştürücüsünün başka bir olumlu özelliği ise çıkış gerilimi kontrolünün transformatöre bir geri besleme sargısı ilave edilerek sağlanmasıdır. Yani ikincil tarafın gerilim kontrolünün, birincil tarafta optokuplör gibi ilave bir yalıtım elemanı olmadan elde edilebileceğidir. Şekil 2.1 ile flyback dönüştürücü devresi gösterilmektedir.



Şekil 2.1 : Tek anahtarlama elemanlı flyback dönüştürücü.

Flyback dönüştürücüler için dezavantaj olarak çekirdek kayıpları verilebilir. Bu sebeple flyback dönüştürücüler 200W çıkış gücüne kadar olan uygulama alanlarında kullanılmaktadır. Dönüştürücülerde kullanılan transformatör üretiminde birincil sargı ve ikincil sargının düzgün sarılması ile kaçak endüktans düşük değerlerde elde edilebilir.

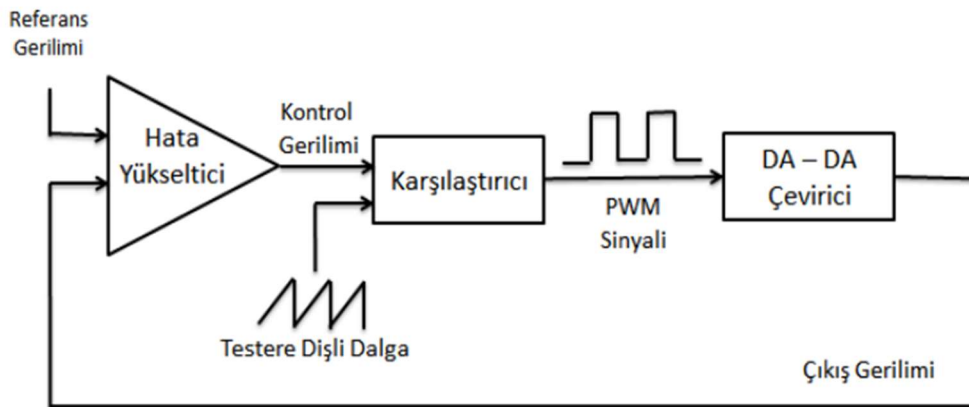
Olumsuz özelliklerinin yanında, çok çıkışlı olarak güç dönüştürücüsü uygulamalarında tercih edilmesi, basit devre yapısında olması, az elemana sahip olması, düşük maliyetler ile elde edilmesi ve ürün boyutlarının küçük olması nedeniyle hacimsel fayda elde edilmesinden dolayı flyback güç dönüştürücüler endüstride yaygın olarak tercih edilmektedir.

2.2.1 Flyback dönüştürücülerde denetim yöntemleri

Anahtarlama frekansının sabit olduğu flyback ve benzeri güç dönüştürücülerinde tercih edilen iki adet kontrol yöntemi bulunmaktadır. Bunlar; çıkış sargısından alınan geri besleme ile gerilim değeri alınarak yapılan gerilim kontrol yöntemi ve gerilim değerinin yanı sıra yarı iletken anahtardan geçen akımın da ilave edildiği akım kontrol yöntemi.

2.2.1.1 Gerilim kontrol yöntemi

İlgili yöntemine ait şema Şekil 2.2 ile gösterilmektedir.



Şekil 2.2 : Gerilim kontrol yöntemine ait şema [32].

Gerilim kontrol yönteminin olumlu özellikleri, tasarımın ve analizin kolay yapılması ve sabit yükler için yüksek doğrulukta cevap üretmesidir.

Zayıf tarafları ise çıkış yükünde bir değişim olduğunda sistem dinamik cevabının gecikmeli gelmesi ve giriş gerilimine dayalı olan geri besleme çevrim kazancından dolayı dönüştürücü kararlılığının zor elde edilmesidir.

2.2.1.2 Akım kontrol yöntemi

Gerilim kontrol yönteminin değişen yük değerlerine karşılık tepki olarak hızlı cevap vermemesi nedeniyle bu kontrol yöntemi geliştirilmiştir. Akım kontrol yöntemi için gerilim kontrol yönteminde uygulanan testere diğli sinyal yerine yarı iletken anahtardan geçen akımın dalga şekli kullanılmaktadır. Bu yöntem ile endüktans akımı ve çıkış gerilimi kontrol edilmektedir.

Akım kontrol yönteminin avantajları olarak yarı iletken anahtar akımının kontrolü sayesinde anahtar akımının değerini belirleyen giriş gerilimi değişimlerine karşı hızlı dinamik cevap üretmesi ve bir anahtarlama periyodu içinde akım limitlenmesinin yapılmasıdır.

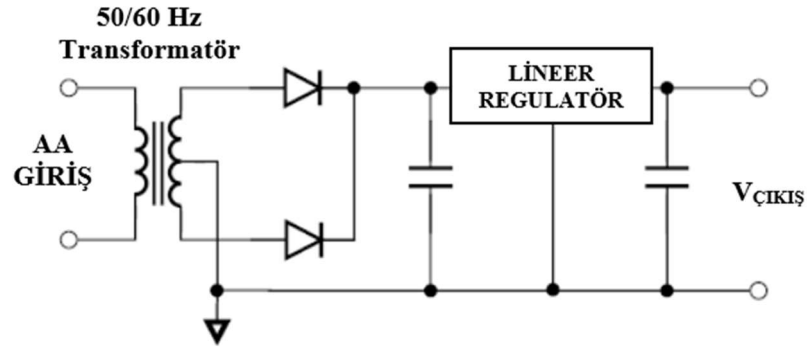
Akım kontrol yönteminin dezavantajları olarak doluluk oranının 0.5'i geçmesi halinde dönüştürücünün kararsız hale gelmesi, kontrol yönteminin birincil sargı akımına bağlı olmasından dolayı yarı iletken anahtarın kesim anında oluşan rezonansların ve yarı iletken anahtarda iletme geçerken meydana gelen ani akım değişiminin kontrol çevriminde bozucu etkiye neden olması ile dönüştürücüyü kararsızlığa geçirme durumu söylenebilir. Günümüzde kullanılan kontrol entegreleri genellikle akım kontrol yöntemini tercih etmektedir.

Flyback güç dönüştürücülerine alternatif olarak özellikle daha düşük güçlü uygulamalar için lineer güç kaynakları, buck dönüştürücü, boost dönüştürücü ve forward dönüştürücü topolojileri tercih edilebilir.

Lineer güç kaynağı AA şebeke frekansı ile çalışan transformatör, köprü diyot doğrultucusu, filtre elemanları ve lineer regülatörden meydana gelir. Şekil 2.3 ile lineer güç kaynağı gösterilmektedir. Bu dönüştürücü topolojisi düşük maliyetli ve güvenilir olmakla birlikte aşağıda belirtilen dezavantajlara sahiptir.

- Hacim olarak diğerlerine göre daha büyük olması
- Ağırlık olarak diğerlerine göre daha ağır olması
- Verim olarak diğerlerine göre daha düşük değere sahip olması

-Giriş gerilimi olarak diğerlerine göre daha küçük bir aralığa sahip olması



Şekil 2.3 : Lineer güç kaynağı devre şeması.

Düşük çıkışlı (buck) dönüştürücüye bakıldığında ise;

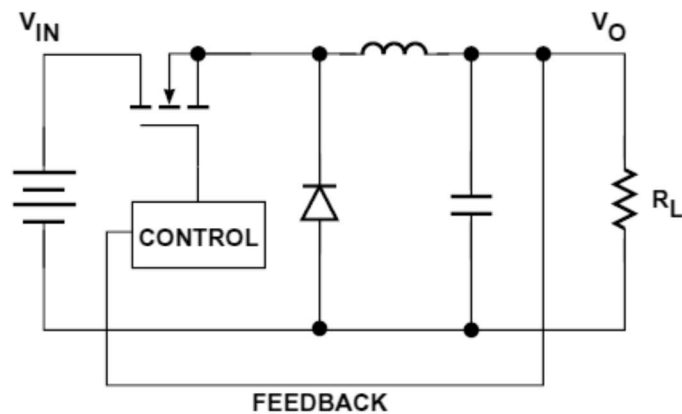
-Çıkış gerilimi giriş gerilimine göre daha düşük ve kutup olarak pozitif yönde gerilim sağlar.

-Yalıtıma sahip değildir.

-Yarı iletken anahtarın konumunun üst bölgede bulunmasından dolayı, anahtarın bootstrap veya seviye yükseltici ek devrelerle sürülmesi gerekmektedir.

-Bağıl iletim oranı kullanılarak hesaplanan gerilim dönüştürme oranı 10'a 1 oran ile sınırlıdır.

Düşürücü (buck) dönüştürücü Şekil 2.4 ile gösterilmektedir.



Şekil 2.4 : Düşürücü dönüştürücü devre şeması.

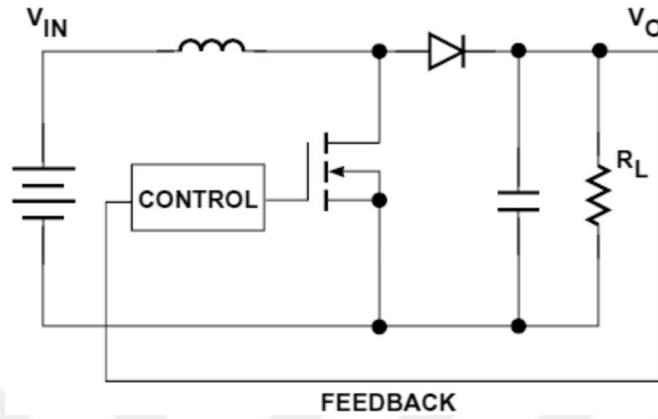
Yüksek çıkışlı (boost) dönüştürücü ile flyback dönüştürücüyü kıyaslarsak;

-Çıkış gerilimi giriş gerilimine göre daha yüksek ve kutup olarak pozitif yönde gerilim sağlar.

-Yalıtıma sahip değildir.

-Bağıl iletim oranı kullanılarak hesaplanan gerilim dönüştürme oranı kontrolcüye bağlı olarak genelde 1'e 10 oran ile sınırlıdır.

Yükseltici (boost) dönüştürücü Şekil 2.5 ile gösterilmektedir.



Şekil 2.5 : Yükseltici dönüştürücü devre şeması.

Çok anahtarlı dönüştürücüler push-pull, yarım köprü, tam köprü, iki transistörlü flyback ve iki transistörlü forward türleridir. Bu devreler en az bir ilave güç anahtarı içerir ve yapıları karmaşıktır. Bu dönüştürücüler düşük güçler için ekonomik değildir ve 200 W'tan birkaç kW'a kadar güçlerde kullanılırlar.

Rezonanslı dönüştürücüler genelde yüksek frekanslarda çalışır ve kontrol yapıları diğer güç dönüştürücülerine kıyasla daha zordur. Maksimum gerilim ve akım stresleri diğer güç kaynaklarından fazladır. Sıfır akım veya sıfır gerilimde anahtarlama gerçekleştirilir. Düşük çıkış güçlerinde maliyet açısından tercih edilmez.

2.3 Flyback Dönüştürücünün Çalışma İlkesi

Flyback güç kaynağında enerji depolama, çıkış yalıtımı ve çıkış gerilim dönüşümü amacıyla bir transformatör kullanılır. Yarı iletken anahtar iletimde iken D diyodu ters kutuplanır ve transformatörün birincil akımı aşağıdaki eşitliğe göre yükselir [31].

$$I_{PRI} = I_1 + \frac{(V_{GİRİŞ} - V_{DS(ON)}) \cdot t_{ON}}{L_p} \quad (2.1)$$

Burada transformatörün birincil tarafından akan akımın ilk değeri, $V_{GİRİŞ}$ köprü diyot doğrultucunun çıkışındaki gerilimin DA değerine, $V_{DS(ON)}$ yarı iletken anahtarın iletim durumundaki gerilim düşümüne, t_{ON} yarı iletken anahtarın iletim süresine ve L_p

transformatörün birincil endüktansı değerine bağlıdır. Yarı iletken anahtar iletimde iken, transformatör D diyodu üzerinden çıkışta bulunan yük ile izole durumda olduğundan dolayı bu aralıkta yüke aktarılan enerji $C_{\text{ÇIKIŞ}}$ çıkış kondansatörü ile gönderilmektedir.

Yarı iletken anahtar kesime durumuna geçtiğinde, transformatörün manyetik akısı azalmaya başlar ve ters yönde zıt emk oluşturarak ikincil sargının kutbunu değiştirir. Böylece çıkışta bulunan D diyodu iletime geçer ve yarı iletken anahtar iletim durumunda transformatörün birincil sargısında depo edilen enerji ikincil sargı üzerinden yüke gönderilir. Bu esnada çıkış kapasitesi şarj olur ve yük akımı transformatör tarafından sağlanır. Yarı iletken anahtar kesime girdiğinde ve D çıkış diyodu iletime girdiğinde ikincil akımın başlangıç büyüklüğü $I_P \times N_P / N_S$ ile bulunur. I_P , yarı iletken anahtar iletim durumunda iken birincil sargıdan akan I_{PR1} akımın maksimum değerini ifade eder. N_P birincil sarım sayısını ve N_S ikincil sarım sayısını ifade eder. İkincil sargı akımının değeri verilen denklem ile azalmaktadır [31].

$$I_{SEK} = \frac{I_P \cdot N_P}{N_S} - \frac{(V_{\text{ÇIKIŞ}} + V_D) \cdot t_{OFF} \cdot N_P^2}{N_S^2 \cdot L_P}, I_{SEK} \geq 0 \quad (2.2)$$

Denklem 2.2'de çıkış gerilimi $V_{\text{ÇIKIŞ}}$, D çıkış diyodunun iletim durumundaki gerilim düşümü V_D ve yarı iletken anahtarın kesim süresi t_{OFF} ile ifade edilmektedir. İkincil sargı akımı ilgili aralıkta sıfıra inerse, $C_{\text{ÇIKIŞ}}$ çıkış kapasitesi çıkış akımını sürdürür. Flyback dönüştürücünün iki adet çalışma durumu vardır. I_{SEK} akımı t_{OFF} kesim süresi bitmeden sıfıra inerse bu çalışma durumuna kesintili çalışma modu denir. t_{OFF} kesim süresi bittiğinde I_{SEK} akımı sıfırdan büyük olursa bu çalışma durumuna kesintisiz çalışma modu adı verilir [32].

2.3.1 Dönüştürücünün ideal durumu için kesintili çalışma modu

Şekil 2.6'da kesintili çalışma moduna ait dalga şekilleri gösterilmektedir. Dönüştürücü için kesintili çalışma durumu üç adet aralıktan meydana gelir. Birinci zaman aralığında transformatörün birincil sargı akımı I_{PR1} lineer şekilde yükselmektedir. Bu aralıkta transformatörde birincil sargı akımının geçmesiyle manyetik olarak enerji depolanır. Yarı iletken anahtarın iletim gerilim düşümü $V_{DS(ON)}$ bu aralıkta anahtarın $R_{DS(ON)}$ değerine göre sıfıra yakındır. Çıkış tarafında bulunan diyot transformatörün kutuplarının ters bağlanmasından dolayı kesimdedir (transformatörün birincil ve

ikincil sargıları için nokta kutbu ters konumdadur) ve çıkışta bulunan yükü beslemez. Yük akımı çıkış kapasitesi $C_{\text{ÇIKIŞ}}$ tarafından elde edilir.

İkinci zaman aralığı yarı iletken anahtar kesime durumuna geçince başlar. Birinci aralıkta transformatörün manyetik alanında depo edilen enerji birincil ve ikincil sargıda birinci aralıktaki besleme gerilimine göre ters yönde gerilim endüklenmesine sebep olur. Dönüştürücünün ideal durumu için birincil sargı akımı I_{PR1} yarı iletken anahtar kesime girdiğinde anında sıfıra düşer ve ikincil akım aynı anda çıkış tarafından geçmeye başlar. Uygulamalarda ideal durumdan farklı olarak özellikle dikkat edilmesi gereken durumlar meydana gelir. Transformatörün ikincil sargısının gerilim değeri, yük gerilimi ve iletimdeki çıkış diyodunun gerilim düşümünün toplanmasıyla elde edilir. İkincil sargının gerilim değeri transformatörün dönüşüm oranı V_{YAN} (yansıyan çıkış gerilimi) kadar birincile yansır. Bu aralıkta yarı iletken anahtarın maruz kaldığı gerilim değeri, V_{YAN} ve $V_{\text{GİRİŞ}}$ 'in toplamına eşittir. V_{YAN} yansıyan gerilimin yarı iletken anahtarda gerilim baskısı meydana getirmemesi için transformatör dönüşüm değeri özenli bir şekilde seçilmelidir. Yansıyan gerilim V_{YAN} , çıkış geriliminin transformatörün birincil sargı tarafından algılanması amacıyla da kullanılmaktadır. Bu şekilde çıkış gerilimini referans olarak alan bir uyarım (bias) sargısı ile transformatörün birincil sargı tarafından kontrol edilmesi sağlanır.

Birinci aralıkta transformatörün birincil sargısında manyetik alanda depo edilen enerji, ikinci aralıkta çıkışta bulunan yüke aktarılır. Birinci aralıkta ve üçüncü aralıkta yükü besleyen $C_{\text{ÇIKIŞ}}$ çıkış kapasitesi bu aralıkta beslenerek kendini şarj eder.

Üçüncü aralıkta transformatörün manyetik alanında depo edilen enerjinin azalmasıyla ikincil sargı akımı (I_{SEK}) sıfır olur. Bu aralıkta birincil sargı ve ikincil sargılardan akım akmaz. Yarı iletken anahtarın üzerindeki gerilim V_{DS} zamanla giriş gerilimi değerine kadar azalır. Transformatörün manyetik alanında depo edilen enerji sıfır olduğundan dolayı yük akımı çıkış kapasitesi $C_{\text{ÇIKIŞ}}$ ile elde edilir [31,32].

anahtar kesime girdiğinde anahtarda meydana gelen gerilim, giriş gerilimi $V_{GİRİŞ}$ ve ikincil sargıdan birincil sargıya yansıyan gerilimin V_{YAN} toplamı ile elde edilir [31-33].

Sabit çıkış gerilimi elde etmek için iletim süresi boyunca birincil endüktanstan geçen akımın artış miktarı ile kesim aralığı boyunca oluşan azalma miktarı aynı olmalıdır. Bu durum denklem 2.6'da verilmiştir [31-33]. Buradan yola çıkılarak çıkış gerilimi denklem 2.7 ile elde edilir.

$$\frac{(V_{GİRİŞ} - V_{DS(ON)}) \cdot D}{L_P \cdot f_S} = \frac{(V_{ÇIKIŞ} + V_{D2}) \cdot (1 - D)}{\frac{N_S}{N_P} \cdot L_P \cdot f_S} \quad (2.6)$$

$$V_{ÇIKIŞ} = \left[(V_{GİRİŞ} - V_{DS(ON)}) \cdot \frac{D}{1 - D} \cdot \frac{N_S}{N_P} \right] - V_{D2} \quad (2.7)$$

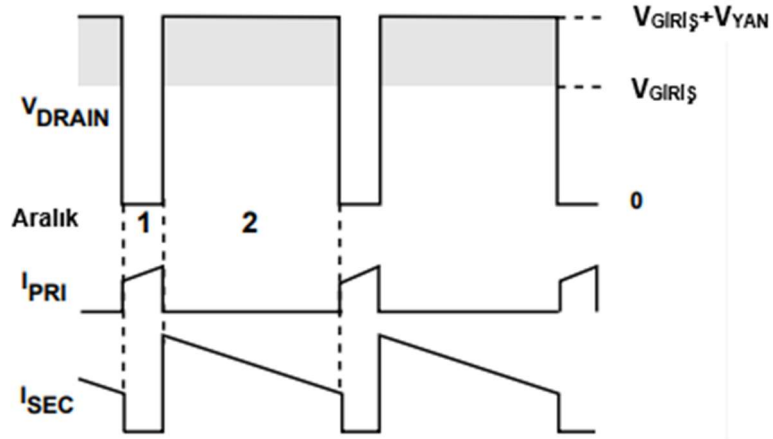
Kesintisiz çalışma modu için çıkış gerilimi ve yük arasında direkt ilişki bulunmamaktadır. Doluluk oranının değişmediği durumlar için yükte bir değişim olursa birincil sargı akımının başladığı değeri değiştirir.

Kesintili ve kesintisiz çalışma modu transformatörün birincil sargı endüktansı, çıkışta bulunan yük değeri ve yarı iletken anahtarın kesimde kaldığı süre ile belirlenir. Bu büyüklükler denklem 2.8 ile gösterilmektedir. Kesintili çalışma modu ve kesintisiz çalışma modu arasında kalan bir çalışma aralığı daha bulunmaktadır. Sınırdaki çalışma modu adı verilen bu çalışmada birincil sargı akımı, sınır akım değeri I_{OB} ile elde edilir. Bu akım çıkışta bulunan yük akımının bir periyot içerisindeki integralinin, transformatör ikincil sargı akımının bir periyodun kesim aralığı içerisindeki integraline eşitlenmesiyle bulunur. Bir anahtarlama periyodu içerisinde yükün ihtiyaç duyduğu enerji, yarı iletken anahtarın kesim aralığında transformatörün ikincil sargı üzerinden aktardığı enerjiye eşit ise çalışma modu sınırdaki çalışma modu olmaktadır.

$$I_{OB} = \frac{V_{GİRİŞ}^2 \cdot V_{ÇIKIŞ}}{2 \cdot f_S \cdot L_P \cdot \left[\left(\frac{N_S}{N_P} \cdot V_{GİRİŞ} \right) + V_{ÇIKIŞ} \right]^2} \quad (2.8)$$

Çıkış akımı sınır akım değeri I_{OB} 'den büyük değerli ise kesintisiz çalışma modunda, I_{OB} 'den küçük ise veya I_{OB} 'ye eşit ise kesintili çalışma modunda çalışma elde edilir. Transformatörün birincil sargı endüktansı çok küçük değerli ise depo edilen enerji

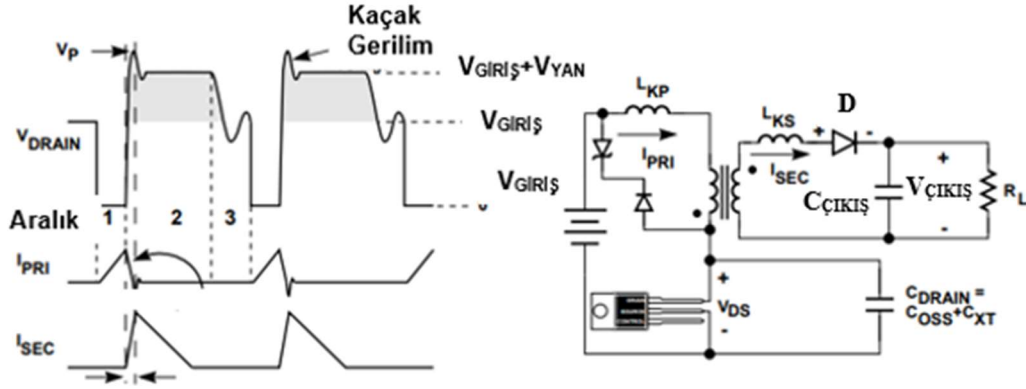
daha hızlı şekilde azalır ve böylece kesintili çalışma modu oluşur. Birincil sargı endüktansı büyük değerli ise flyback dönüştürücü için kesintisiz çalışma modu oluşur. Yük akımı sınır akım değeri I_{OB} 'nin altına düşerse flyback dönüştürücü kesintili çalışma modunda çalışır. Belirli bir yük değeri için giriş gerilimi yükseltirse kesintili çalışma modu elde edilir, çünkü sınır akımı I_{OB} giriş geriliminin yükselmesi ile yükselir [34].



Şekil 2.7 : Flyback dönüştürücünün kesintisiz çalışma durumu.

2.3.3 Dönüştürücünün ideal olmaması durumu için kesintili çalışma modu ve kesintisiz çalışma modu

İdeal durumda olmayan flyback güç dönüştürücüsünde ek olarak iki adet kaçak endüktans ve bir adet parazitik kapasite bulunmaktadır. Dönüştürücü transformatörü için birincil sargı kaçak endüktansı L_{KP} , ikincil sargı kaçak endüktansı L_{KS} olarak isimlendirilir. Yarı iletken anahtarın parazitik kapasitesi C_{OSS} ile transformatör birincil sargısının kapasitesi C_{XT} 'nin toplamı ile C_{DRAIN} elde edilir. Bu kaçak dönüştürücü elemanları pratikte dönüştürücünün performansını değiştirir [31,33]. Şekil 2.8 ile ideal olmayan duruma ait dalga şekilleri verilmektedir.



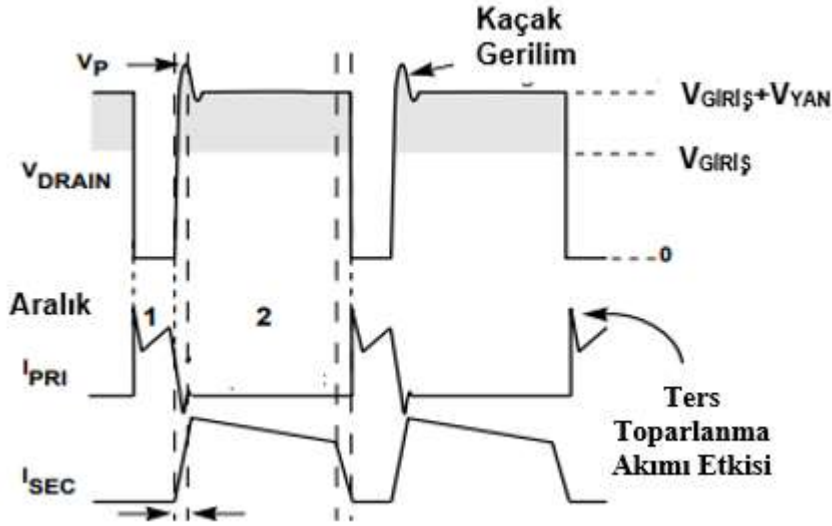
Şekil 2.8 : Dönüştürücünün ideal olmaması durumu için kesintili çalışma modu.

Dönüştürücünün kesintili çalışma modu için birinci aralıkta yarı iletken anahtar iletme girer ve C_{OSS} ile C_{XT} kapasiteleri deşarj olur. Bu kapasitelerin bir önceki periyotta aldıkları enerji, anahtarın iletim aralığının başlangıcında yarı iletken anahtarda tüketilir. Bu enerji, parazitik kapasitelerin gerilimlerinin karesi ile orantılı olarak değişir. Bu nedenle büyük değere sahip parazitik kapasiteler özellikle dönüştürücü giriş gerilimi yüksek değerli olduğunda dönüştürücünün verimini önemli miktarda etkiler. Yarı iletken anahtarın iletim aralığında kaçak endüktansın etkisi az olmaktadır, çünkü transformatörün depo ettiği enerji ve çıkışta bulunan yük akımının başladığı değer sıfır olmaktadır [31].

İkinci zaman aralığında yarı iletken anahtar kesime girer. Transformatörün manyetik alanında depo ettiği enerji ikincil sargı üzerinden çıkışa iletilir. Bu aktarım sırasında L_{KP} ile L_{KS} akım değişimine izin vermemeye çalışır. L_{KP} birincil sargı akımını ve L_{KS} ikincil sargı akımını engellemeye çalışır. Birincil sargı akımı azalırken ve ikincil sargı akımı artarken bir kesişme bölgesi (crossover) meydana gelir. Birincil sargı akımı dönüştürücü çıkış gerilimi ve kaçak endüktans değeri kullanılarak belirlenen eğim ile azalır, ikincil sargı akımı ise dönüştürücü çıkış gerilimi ve kaçak endüktans değeri kullanılarak belirlenen eğim ile artar. Birincil sargı akımının bu kesişme anında geçmeyi sürdürmesi önemli bir probleme sebep olmaktadır. Azalan birincil sargı akımı C_{OSS} ve C_{XT} kapasitelerinin V_P gerilim değerine kadar şarj olmaları ile sıfıra iner. Kaçak endüktansın sebep olduğu maksimum V_P gerilimi kaçak darbe gerilimi (leakage spike) şeklinde ifade edilir. Pratikte flyback dönüştürücüsünde kaçak darbe gerilimi yarı iletken anahtarın dayanma gerilimini geçmemelidir. Bundan dolayı ilgili gerilim darbesinin azaltılması gerekir [5,33].

Dönüştürücünün üçüncü çalışma aralığı boyunca yansıyan gerilim V_{YAN} sıfır olur. Transformator üzerinde manyetik alanda depo edilen enerji bu aralık içerisinde sıfırda kalır. Yarı iletken anahtarın V_{DS} gerilimi, $V_{GİRİŞ} + V_{YAN}$ geriliminden $V_{GİRİŞ}$ gerilimine kadar azalır. Gerilim değerinin azalması ile kaçak kapasiteler ve birincil sargı endüktansı arasında rezonans başlar. Rezonans ile kaçak kapasiteler C_{OSS} ve C_{XT} üzerindeki gerilim değerleri modüle edilerek enerjileri harcanır. Rezonans güç kaybı sebebiyle azalarak sürdürülür. Yarı iletken anahtarın iletme girmesi ile birlikte rezonans sonlanır ve kapasiteler yarı iletken anahtar kullanılarak enerjilerini harcar. Kapasitelerin deşarj enerjisi yarı iletken anahtar üzerinde harcanır ve bu enerji kayıp olarak hesaba katılır [3].

Dönüştürücünün kesintisiz çalışma modu için de belirtilen parazitik kapasite ve kaçak endüktans elemanları mevcuttur. Ek olarak AA gerilim doğrultucusunun ideal olmayan özelliklerine de dikkat edilmelidir. İdeal bir doğrultucu için, doğrultucuda bulunan diyotların iletimdeki gerilim düşümleri sıfır kabul edilir ve anahtarlama frekansı yüksektir. Pratikteki diyotlarda ise bir iletim gerilim düşümü bulunur ve diyotların kesime girme süreleri bulunmaktadır. Diyotların PN jonksiyonlarına ters yönde bir gerilimin uygulanması ile jonksiyondaki yük taşıyıcılarının yer değiştirmesi ve diyotların kesim moduna girmesi için ters toparlanma süresi t_{RR} kadar süre gereklidir. Schottky diyotlarda yapıları gereği t_{RR} süresi diyot jonksiyonunun kapasitesinden oluşur ve normal diyotlara göre daha hızlı iletme girebilir. Diyotlarda t_{RR} süresi içerisinde, diyotlar kesim moduna geçinceye kadar diyotlardan ters yönde bir toparlanma akımı akar. Bu akım darbesi diyotlarda ek güç kaybına sebep olur ve yarı iletken anahtarın iletme girmesi esnasında ek akım yüküne maruz bırakır. Bu ters akım darbesinin büyüklüğü ve süresi diyotların hızına bağlı olarak değişir. 100 kHz frekans değerinin üzerindeki frekanslarda diyotların ters toparlanma süresi t_{RR} 'nin 50 ns'den daha az olması beklenir. Ters toparlanma süresi yüksek olan diyotların kullanılması halinde ters toparlanma sırasında yüksek bir güç harcanır ve dönüştürücü verimi azalır. Flyback dönüştürücüsünde ideal olmayan çalışma durumuna ait gerilim değişimleri Şekil 2.9 ile verilmektedir [31-33].



Şekil 2.9 : Dönüştürücünün ideal olmadığı durumda kesintisiz çalışma moduna ait gerilim değişimleri.

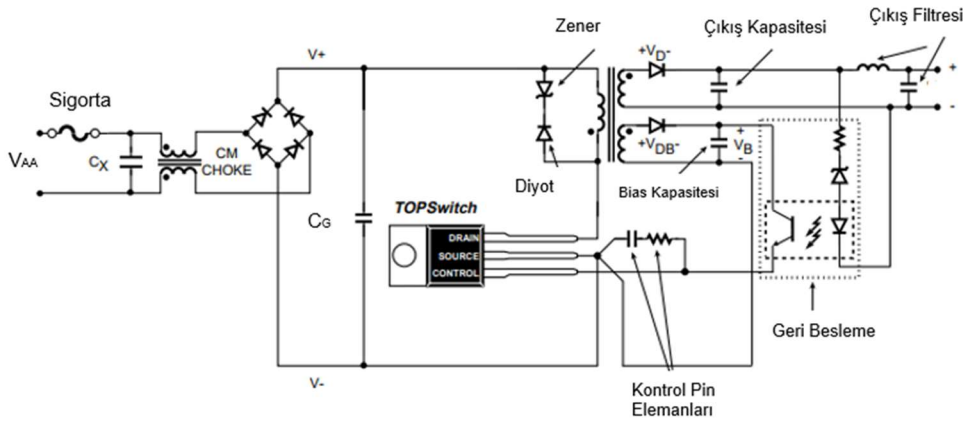
Kesintisiz çalışma modunun birinci aralığında ikincil sargıdan akım geçerken yarı iletken anahtar ilettime girer. Yarı iletken anahtar ilettime girerken anahtarın V_{DS} gerilimi, $V_{GİRİŞ}$ giriş gerilimi ile transformatörün ikincil sargısından yansıyan gerilimin V_{YAN} toplamı olur. Bu halde kaçak kapasiteler kesintili çalışma moduna göre daha yüksek gerilimle şarj olduğundan dolayı yarı iletken anahtarın ilettime girerken güç kaybı daha fazla olur. İkincil sargı akımının sıfıra düşmesi için önce ikincil kaçak endüktansındaki enerjinin bitmesi gerekir. Böylece ikincil sargı akımının azaldığı ve birincil sargı akımının arttığı bu aralıkta akımların kesişmesi meydana gelir. Önce ikincil sargı kaçak endüktansındaki enerji ve ikincil sargı akımı sıfır olur. Çıkış diyodu D'ye ters yönde bir gerilim uygulanır. Diyotta geçen akım sıfırlanır ve diyottan ters yönde bir toparlanma akımı geçer. Bu ters akım birincil sargı akımının yükselen dalga kenarında ortaya çıkar. Diyotların özelliklerine bağlı olarak ters akımın ilk darbesinin genliği, birincil sargı akımının son aldığı değere kıyasla daha yüksek olabilir. Bu durum akım sınırlama devresinin ek güç harcamasına sebep olur. Bunu önlemek için pratikte kontrol devresinde akımın yükselen dalga kenarındaki darbesi değerlendirilmeye alınmada bir süre beklenir ve daha sonra akım koruması yapılır [33].

Dönüştürücünün kesintisiz çalışma modu için yarı iletken anahtarın kesime girdiği andaki davranış, kesintili çalışma modu içerisindeki davranışına benzerlik gösterir. Birincil sargı akımı ve ikincil sargı akımı transformatörde bulunan kaçak endüktans sebebiyle kesişir. Bu durum birincil tarafta kesintili mod için geçerli olduğu gibi bir

kaçak darbe geriliminin meydana gelmesine sebep olur. Yarı iletken anahtarın ilettime girdiği ana kadar anahtarın V_{DS} gerilimi, giriş gerilimi $V_{GİRİŞ}$ ile transformatörün ikincil sargısından yansıyan gerilimin V_{YAN} toplamıdır [33].

2.4 Flyback Devresinin Tasarımı

Şekil 2.10 ile örnek bir flyback dönüştürücü devresi gösterilmektedir.



Şekil 2.10 : Bir flyback devresi.

Flyback dönüştürücülerde kullanılan transformatörlerin özellikleri

Transformatör tasarımında birincil olarak nüvenin çeşidi ve geometrisi tercih edilmelidir. Seçilen nüvenin malzemesi uygun olduğunda dönüştürücünün performansı artar. Nüvenin üretildiği malzemenin seçimi, anahtarlama frekansının çalışma aralıkları, maliyeti ve nasıl elde edileceğine göre yapılır. Nüvenin üretilen malzemelerine göre farklı çeşitleri bulunur. Bunlar metal glass nüve, silikon çelik nüve, molypermalloy toz nüve, ferrit nüve ile benzerleridir. Metalglass nüve yüksek manyetik geçirgenlik ve düşük demir kaybına sahip olduğundan dolayı yüksek frekans uygulamalarında tercih edilir. Silikon çelik nüvenin elektriksel direnci yüksek olduğu için girdap akımı (eddy akımı) kayıplarını azaltır ve malzemenin kararlılığını iyileştirir. Silikon çelik nüve doyum akı yoğunluğunun yüksek olmasından dolayı yüksek manyetik geçirgenliğe sahip olmaktadır. Molypermalloy toz nüvein en çok kullanıldığı alan anahtarlama güç kaynakları (AGK) olup yarı iletken anahtarın yüksek frekanslarda çalışmasına olanak tanır. Üretildiği malzeme sebebiyle hafif ve küçük hacimde olması güç dönüştürücüleri için tseçilme nedenidir. AGK'larda en çok kullanılan nüve ferrit nüvelerdir. İlgili nüvenin üretildiği malzemeye göre manganez-

çinko ve nikel-çinko olmak üzere iki tane farklı türü bulunmaktadır. Manganez-çinko nüve yüksek manyetik geçirgenliğe sahip olduğundan dolayı 2 MHz frekansa kadar çalışırken, nikel-çinko yüksek elektriksel dirence sahip olduğundan dolayı 1-2 MHz ile 100-200 MHz aralığında çalışmaktadır.

Ferrit nüvenin diğer manyetik nüvelere kıyasla daha düşük maliyetli olması, yüksek sıcaklıkta kararlı olması, çalışma frekans aralığının geniş olması, çok yönlü geometrik yapıya sahip olması, kolay tedarik edilebilmesi ve yeterli düzeyde tasarımsal bilgilerin olması gibi olumlu yanları bulunur. Ferrit nüveler geometrisine ve üretildiği malzeme çeşidine göre ayrılmaktadır. E, EI, ETD, I, EFD, C ve toroid olmak üzere farklı malzemen geometrisine sahip ürünleri bulunmaktadır. E tipi ferrit nüve en çok tercih edilen nüve olup çok çıkışlı flyback dönüştürücü için ise en çok ETD tipi nüve tercih edilmektedir. Çünkü bu çeşit geometriye sahip nüvelerde hava boşluğu bırakmak daha kolaydır [33].

Temel büyüklüklerin belirlenmesi

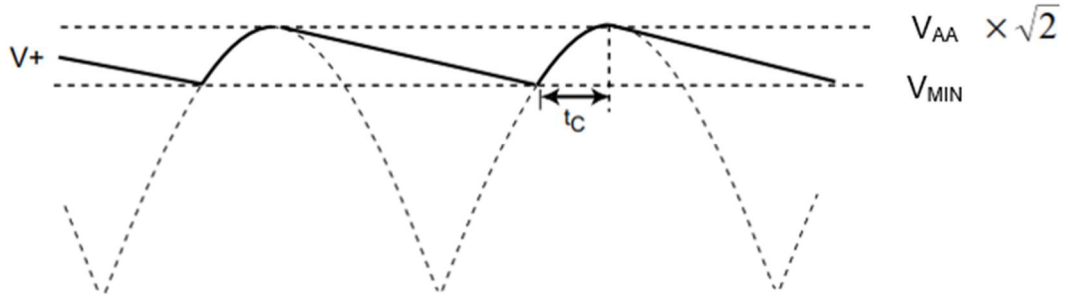
Öncelikle V_{AA_MIN} , V_{AA_MAKS} , V_{MIN} , V_{YAN} , V_{BG} ve $C_{GİRİŞ}$ büyüklükleri belirlenir. Verim %80 olarak alınabilir. Dönüştürücünün çıkış diyodunda bulunan iletim gerilim düşümü sebebiyle verim, çıkış gerilimi daha düşük olan dönüştürücülerde %75, yüksek olan dönüştürücülerde ise %85 olmaktadır.

Dönüştürücü çıkış gücü $P_{ÇIKIŞ}$ ve verimi η olmak üzere, dönüştürücüdeki kayıp güç $P_{ÇIKIŞ} \times (1 - \eta) / \eta$ denklemi ile hesaplanır ve bu kayıp güç birincil ve ikincil tarafta harcanır. İkincil ve birincil taraftaki kayıp güç dağılımını hesaplamak gereklidir. Transformatör tasarımı yapılırken çıkış gücü ve ikincil taraftaki güç kaybı dikkate alınır. Birincil taraftaki bastırma devresindeki kayıp olan güç de ikincil taraf güç kaybı olarak alınır. Çünkü ilgili kayıp güç, bastırma devresine gelirken transformatörden geçiş yapar. İkincil güç kaybı ile toplam güç kaybı arasındaki oran, Z kayıp faktörü adıyla tanımlanır ve pratikte $Z=0.5$ alınabilir.

AA şebeke gerilimi diyot köprüsü doğrultucusu ile doğrultularak giriş kapasitesi $C_{GİRİŞ}$ ile filtre edildiğinde ortaya çıkan DA gerilimi (V^+) Şekil 2.11'de gösterilmektedir. Şebeke gerilimi için en küçük değer olan V_{AA_MIN} gerilimi, tasarımda kullanılan önemli büyüklüklerden biri olup V_{MIN} minimum DA gerilimini oluşturur.

Giriş kapasitesinin $C_{GİRİŞ}$ maliyetinin düşük olması için Watt başına, 110/115 V AA giriş gerilimi ($V_{MIN} = 90 V_{DA}$) için 2-3 uF ve 235 V AA giriş gerilimi ($V_{MIN} = 240 V_{DA}$)

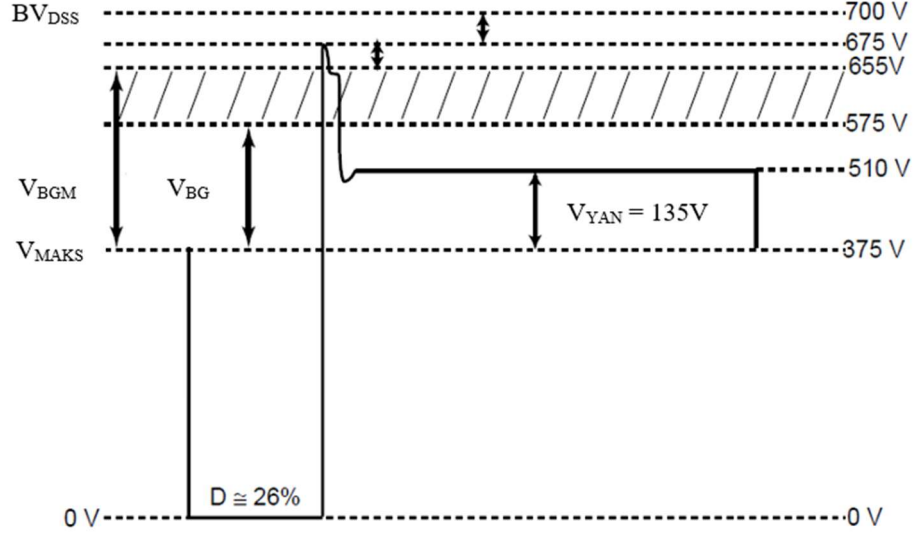
için 1 uF olarak tercih edilir. Giriş kapasitesinin $C_{GİRİŞ}$ yüksek seçilmesi ile V_{MIN} geriliminin yükselmesi ve DA gerilim dalgalanmasının azalması kapasitenin maliyetine ödenecek fazla ücreti karşılamaz. Kapasite düşük seçilirse V_{MIN} DA gerilimi azalır ve giriş akımı değeri daha yüksek olduğu için kullanılan entegrenin maliyeti de yükselir. Ek olarak giriş geriliminin dalgalanmasındaki yükseliş kontrol ve regülasyon sınırlarını geçebilir [31-33].



Şekil 2.11 : DA bara geriliminin değişimi.

Yarı iletken anahtar kesim durumunda iken üzerinde meydana gelen gerilim, BVDSS devrilme gerilimi değerini geçmemelidir. İlgili gerilim maksimum olarak DA giriş gerilimi $V_{MAKS} = 2V_{AA_MAKS}$, ikincil taraftan yansıyan V_{YAN} gerilimi ve birincil sargının kaçak endüktansı sebebiyle oluşan gerilimin toplamı olarak elde edilir. Dönüştürücüde RC tipi bastırma devresi kullanmak yerine içerisinde zener bulunan bir bastırma devresinin kullanılması daha doğru olmaktadır. Çünkü ilk çalışma anında oluşan geçici halde kaçak endüktans enerjisinin bastırılmasının, RC devresi ile yapılması daha zordur. Pratikteki sonuçlara göre, zener için anma bastırma gerilimi ($V_{BG} = \text{Zener bastırma gerilimi}$), ikincil sargıdan yansıyan gerilim V_{YAN} 'ın %50 değerinden fazla olması gerekmektedir. Bu şekilde zener sadece kaçak endüktanstaki enerjiyi bastırır ve sargı akımının birincilden ikincile geçmesine engel olmaz. Pratikteki sonuçlar ikincil sargı akımının kaçak endüktansta hızlı bir şekilde meydana gelmesi için gerilimin toleranslı bir şekilde hesaplanmasının gerekli olduğunu göstermektedir.

Düşük bastırma gerilimi tercih edilirse nüvenin manyetik alanında depo edilen enerji zener diyoda aktarılır ve zener diyaodun güç kaybı artar. V_{BG} nominal zener bastırma gerilimi oda sıcaklığı için belirlenir. Yüksek gerilimde çalışan zenerlerin sıcaklık katsayısı çok yüksek olmakla birlikte sıcaklık arttıkça V_{BGM} (maksimum zener



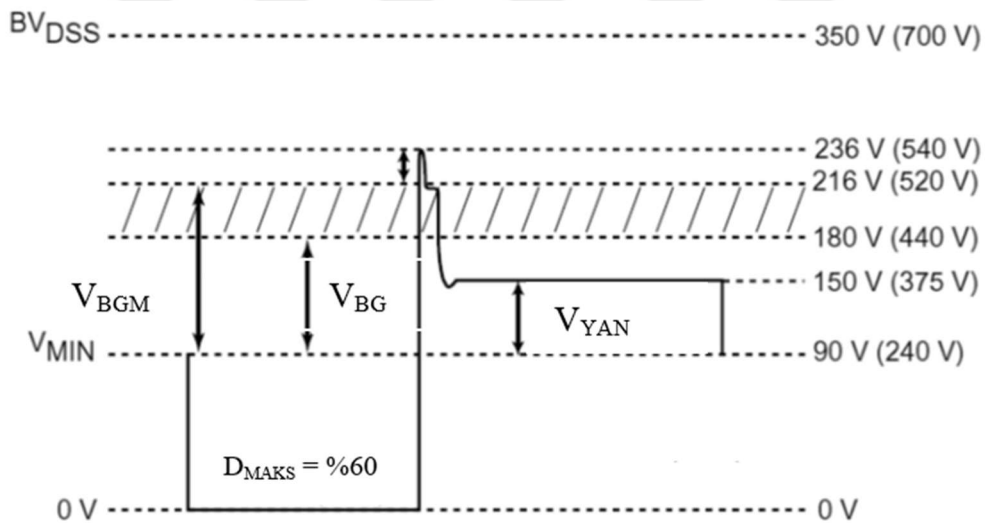
Şekil 2.13 : 230 V AA V_{YAN} ve V_{BG} [32].

115 V AA giriş gerilimi için $V_{AA_MAKS} = 132$ V AA demektir. $V_{MAKS} = \sqrt{2} \times 132 = 187$ V elde edilir. 350 V gerilim değerine sahip bir anahtar kullanıldığında, nominal zener bastırma gerilimi 90 V ve V_{YAN} gerilimi 60 V seçilirse 17 V değerinde bir tolerans elde edilir. 230 V AA giriş gerilim için $V_{AA_MAKS} = 265$ V ve $V_{MAKS} = 375$ V olur. 700 V gerilim değerine sahip bir yarı iletken anahtar kullanıldığında, 200 V'luk zener, V_{YAN} gerilimi 135 V seçilirse 25 V değerinde bir tolerans elde edilir. Bu tolerans değerleri en kötü durum için hesaplanmaktadır. Ek olarak yarı iletken anahtarın sıcaklığı yükseldikçe devrilme gerilimi değeri de yükselir [33].

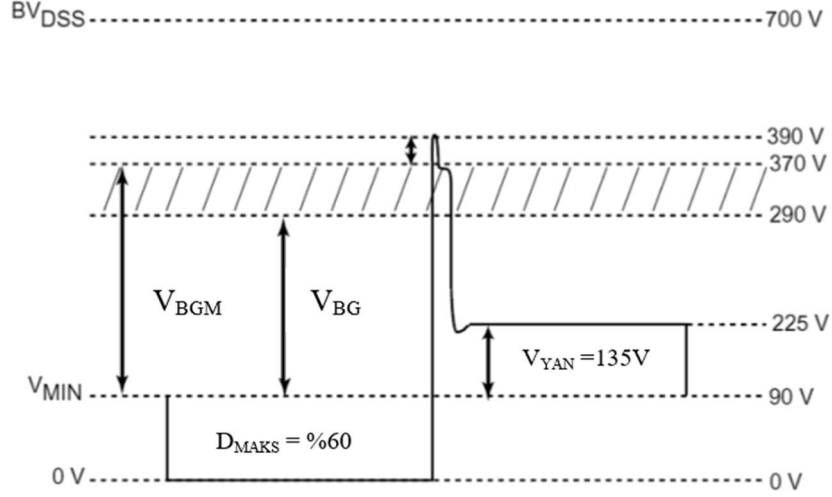
Minimum AA giriş gerilimi için D_{MAKS} 'ın hesaplanması

$$D_{MAKS} = \frac{V_{YAN}}{V_{YAN} + (V_{MIN} - V_{DS})} \quad (2.11)$$

V_{DS} , yarı iletken anahtarın iletimdeki geriliminin ortalamasını ifade eder. V_{DS} sıfır alınırsa D_{MAKS} sabit giriş gerilimi için %36 ile %40 arasında ve 230 V AA giriş gerilimi aralığı için %60 olarak elde edilir. Uygulamada $V_{DS} = 10$ V alınırsa D_{MAKS} değeri yükselir. V_{MIN} geriliminin yüksek değerli olması ile yarı iletken anahtardan daha yüksek çıkış gücü elde edilebilir. V_{MAKS} geriliminin düşük değerli alınması V_{YAN} gerilimi ile D_{MAKS} değerinin daha büyük alınmasını ve daha yüksek çıkış gücü sağlar. AA giriş gerilimi aralığının dar olması ile daha yüksek değerli çıkış gücü ve daha düşük değerli dönüştürücü maliyeti elde edilir [33]. Şekil 2.14 ve Şekil 2.15 ile sırasıyla 115 VAA ve 230 VAA için D_{MAKS} değeri gösterilmektedir.



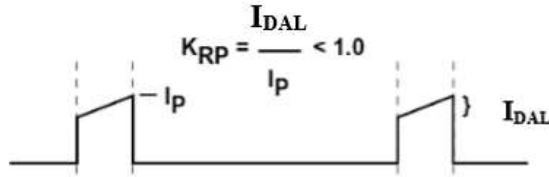
Şekil 2.14 : 100/115 VAA (230 VAA) giriş için D_{MAKS} [32].



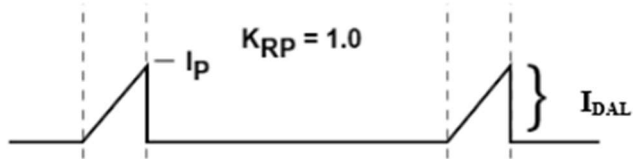
Şekil 2.15 : 230 VAA giriş için D_{MAKS} [32].

Birincil sargı akımının belirlenmesi

Şekil 2.16 ve Şekil 2.17 ile kesintisiz ve kesintili modlara ilişkin birincil akımın dalgalanması gösterilmektedir.



Şekil 2.16 : Kesintisiz mod.



Şekil 2.17 : Kesintili mod.

$K_{RP} = 0.4 \rightarrow 110/115 V_{AA}$ giriş gerilimi için alınması gereken değer.

$K_{RP} = 0.6 \rightarrow 230 V_{AA}$ giriş gerilimi için alınması gereken değer. Giriş gerilimi değeri yüksek olduğunda yarı iletken anahatarın kaçak kapasitesinin deşarj olması ile akımın dalga şeklinin yükselen kenarında büyük değerli bir akım piki oluşmaktadır. Bundan dolayı akım dalgalanma faktörü 0.4'ten büyük seçilmiştir [31,33].

K_{RP} belirtilen değerlerde alınırsa düşük giriş geriliminde dönüştürücünün kesintisiz çalışma modunda çalışması sağlanır. Sabit bir çıkış gücü için birincil sargı akımının tepe değeri minimuma düşer ve yarı iletken anahtarın akımı azalır. $K_{RP} = 1$ alınırsa dönüştürücü kesintili çalışma modunda çalışmaya başlar. Kesintili çalışma modunda kontrol çevriminin kararlılığı daha kolay bir şekilde sağlanır [31,33].

Birincil akımın I_{ORT} , I_P , I_{DAL} , I_{EF} büyüklüklerinin elde edilmesi

AA giriş gerilimi minimum olduğunda giriş akımının ortalama değeri I_{ORT} denklem 2.12 ile hesaplanır.

$$I_{ORT} = \frac{P_{\text{ÇIKIŞ}}}{\eta \cdot V_{MIN}} \quad (2.12)$$

K_{RP} ve D_{MAKS} önceden belirlendiğinden dolayı, giriş akımının dalga şekli bilinmektedir. Giriş akımının dalga şekli ve ortalama değeri I_{ORT} kullanılarak tepe akım değeri I_P , dalgalanma (ripple) akım değeri I_{DAL} ve efektif akım değeri I_{EF} bulunur.

$$I_P = \frac{I_{ORT}}{\left(1 - \frac{K_{RP}}{2}\right) \cdot D_{MAKS}} \quad (2.13)$$

$$I_{DAL} = I_P \cdot K_{RP} \quad (2.14)$$

$$I_{EF} = I_P \cdot \sqrt{D_{MAKS} \cdot \left(\frac{K_{RP}^2}{3} - K_{RP} + 1\right)} \quad (2.15)$$

Yarı iletken anahtarın akım limiti göz önünde bulundurulmalıdır. Yarı iletken anahtarların kataloglarında genellikle I_{SINIR} oda sıcaklığında çalışma için verilir. Sıcaklık yükseldiğinde bu değer %10 oranında azalır. I_{SINIR} ve I_P arasındaki bağıntı denklem 2.16 ile elde edilir. Maliyet bakımından en uygun seçim I_{SINIR} değerinden yüksek değere sahip olan ürünün tercih edilmesidir.

$$I_{SINIR} \geq I_P / 0.9 \quad (2.16)$$

Güç ve sıcaklık sınırının belirlenmesi

AA giriş gerilimi minimum değerde iken yarı iletken anahtarın iletimdeki güç kaybı denklem 2.17 ile hesaplanır.

$$P_{IL} = I_{EF}^2 \cdot R_{DS(ON)} (100^\circ\text{C}) \quad (2.17)$$

Yarı iletken anahtara ait anahtarlama güç kaybı giriş gerilimi maksimum iken hesaplanır. C_{XT} yarı iletken anahtarın D-S uçlarındaki toplam kaçak kapasitedir.

$$P_{AN} \cong \frac{1}{2} \cdot C_{XT} \cdot (V_{MAKS} + V_{YAN})^2 \cdot f_s \quad (2.18)$$

Jonksiyon sıcaklığı T_J ise toplam güç kaybı ve ısı direnç θ_{JA} ile hesaplanır.

$$T_J = 25 \text{ C} + (P_{IL} + P_{AN}) \cdot \theta_{JA} \quad (2.19)$$

Denklem 2.19 ile elde edilen sıcaklık değeri 100°C 'nin üzerinde ise farklı bir yarı iletken anahtar tercih edilir.

Düşük AA giriş geriliminde kesintisiz çalışma modunda, giriş akımının tepe değeri sabit güç için daha düşük olur ve düşük güçlü yarı iletken anahtar kullanılmasına imkan tanır. Nüvenin daha küçük boyutlarda tasarlanması isteniyorsa K_{RP} yükseltilir ve yüksek güçlü yarı iletken anahtar tercih edilir. K_{RP} büyük alınırsa tepe akımı I_P artar ve daha düşük değerli endüktansa ihtiyaç duyulur. K_{RP} dalgalanma faktörünün büyük alınması I_{EF} ve iletim güç kayıplarını yükseltir. K_{RP} dalgalanma faktörünün orta değerlerde alınması hacim, ağırlık ve verim bakımından en uygun çözümü verir [33].

Birincil sargı endüktansının elde edilmesi

Her yarı anahtarlama periyodu için birincil taraftan ikincil tarafa iletilen enerji denklem 2.20 ile bulunur.

$$W_{AKT} = \left(\frac{1}{2} L_P \cdot I_P^2 \right) - \left(\frac{1}{2} L_P \cdot (I_P - I_R)^2 \right) \quad (2.20)$$

L_P birincil sargı endüktansı I_P , K_{RP} , f_s , $P_{ÇIKIŞ}$, η ve Z büyüklüklerine bağlı olarak denklem 2.21 ile elde edilir.

$$L_P = \frac{10^6 \cdot P_{ÇIKIŞ}}{I_P^2 \cdot K_{RP} \cdot \left(1 - \frac{K_{RP}}{2}\right) \cdot f_s} \cdot \frac{Z \cdot (1 - \eta) + \eta}{\eta} \quad (2.21)$$

Z ikincil tarafa ait güç kayıplarının toplam dönüştürücü güç kaybına oranı ile bulunur. Güç kayıplarının tamamı ikincil tarafta ise $Z=1$, birincil tarafta ise $Z=0$ olarak elde ediri. Eğer bir bilgi yoksa $Z=0.5$ olarak alınabilir [33].

Çıkış gücü kullanılarak nüve, bobin, A_e , L_e , A_L ve B_w 'nin belirlenmesi

İkincil sarım sayısı N_s , birincil sarım sayısı N_p ve yardımcı sargı sarım sayısı N_B belirlenir. B_m , CMA ve L_G değerleri kontrol edilir. İterasyon yöntemi kullanılarak gerekiyorsa L , N_s , nüve ve bobin değiştirilir.

Nüve ve bobin seçimi ile birlikte, transformatörün tasarımı için aşağıdaki 9 büyüklüğün belirlenmesi gerekir.

1. Birincil sargı endüktans L_p
2. Nüvedeki hava boşluğu L_G
3. Birincil sargı sarım sayısı N_p
4. İkincil sargı sarım sayısı N_s
5. Yardımcı sargı sarım sayısı N_B
6. Birincil telin dış çapı D_C
7. İkincil telin dış çapı D_{C_s}
8. Çıplak birincil telin dış çapı ÇDC
9. Çıplak ikincil telin dış çapı ÇDC_s

Yardımcı sargının akımı maksimum 10 mA olduğu için yardımcı sargı telinin yarıçapı bir soruna neden olmaz.

L_p 'nin haricindeki büyüklükler birbirine bağlı olarak elde edilir. Başlangıç noktası olarak ikincil sargının sarım sayısı alınabilir. 110/115 VAA giriş gerilimi için 1 sarım/V ve 230 VAA giriş gerilimi için ise 0.6 sarım/V kabulleri kullanılır.

Örnek tasarım olarak başlangıçta 115 VAA giriş gerilimi için, 15 V çıkış ve 0.7 V doğrultucu diyot gerilim düşümü için ikincil sarım sayısı 16 alınır. N_p büyüklüğü ikincil sargı sarım sayısı N_s , yansıyan gerilim V_{YAN} , çıkış gerilimi $V_{ÇIKIŞ}$ ve diyot gerilimi V_D 'ye bağlı olarak bulunur.

$$N_P = N_S \cdot \frac{V_{YAN}}{V_{ÇIKIŞ} + V_D} \quad (2.22)$$

Yardımcı sargı sarım sayısı N_B denklem 2.22'ye benzer bir denklemle elde edilir. Yardımcı sargı gerilimi V_B ve yardımcı sargı doğrultucu diyodunun gerilimi V_{DB} hesaplamalara dahil edilir.

$$N_B = N_S \cdot \frac{V_B + V_{DB}}{V_{ÇIKIŞ} + V_D} \quad (2.23)$$

Nüvenin boyutundan birincil sargıya ve ikincil sargıya ait tellerin dış çapları ve birincil sargı için kat sayısı boşluklu olarak elde edilir.

$$DÇ = \frac{BWE}{N_P} \quad (2.24)$$

Etkin bobin genişliği BWE ; fiziksel nüve genişliği BW , boşluk değeri ($M = \text{Marjin}$ (mm)) ve kat sayısı L kullanılarak bulunur.

$$BWE = L \cdot [BW - (2 \cdot M)] \quad (2.25)$$

$DÇ$ değerine en yakın olan çapa sahip tel tercih edilir. İletken kablo kesitinin maksimum efektif akım değeri için uygun olup olmadığı kontrol edilir. Bobin telinin akım taşıma kapasitesi ABM (Amper başına dairesel mil uzunluğu) ile ifade edilir. $ÇDÇ$ çap değerinde gösterilir.

$$ABM = \frac{1.27 \cdot ÇDÇ^2 \cdot \frac{\pi}{4}}{I_{EF}} \cdot \left(\frac{1000}{25.4}\right)^2 \quad (2.26)$$

ABM değeri, 200'den düşük ise, çapı daha büyük olan bir tel tercih edilmelidir. Bu durumda eğer tek bir kat bulunuyorsa ek bir kat daha eklenerek ikinci kata geçilebilir. ABM , 500'den büyük ise, nüve daha küçük boyutlarda veya birincil sargı sarım sayısı N_P daha yüksek tercih edilebilir. $ÇDÇ$ değerleri uygulamalarda tel ölçü birimi AWG (American Wire Gauge) tablosu ile elde edilebilir. ABM değeri sonrasında AWG değerinden bulunur.

Tasarımda önem verilmesi gereken başka bir kritik büyüklük ise nüveye ait maksimum akı yoğunluğu B_M değeridir.

$$B_M = \frac{100 \cdot I_P \cdot L_P}{N_P \cdot A_E} \quad (2.27)$$

Burada A_E nüvenin eşdeğer kesitidir.

B_M , 3000 Gauss değerinden büyük ise nüvenin kesiti olan A_E veya birincil sargı sarım sayısı N_P artırılabilir. Böylece B_M değeri genelde tercih edilen 2000-3000 Gauss aralığına getirilir. B_M 2000 Gauss değerinden küçük ise nüvenin kesiti olan A_E veya birincil sargı sarım sayısı N_P azaltılabilir. Ek olarak birincil sargı sarım sayısı N_P ile birincil sargı endüktansı L_P 'yi elde etmek için gerekli olan hava aralığı değeri L_G hesaplanmalıdır.

$$L_G = 40 \cdot \pi \cdot A_e \cdot \left(\frac{N_P^2}{1000 \cdot L_P} - \frac{1}{A_L} \right) \quad (2.28)$$

L_G değerinin hesaplanması için nüveye ait olan kesit değeri A_e ve sarım başına endüktans değeri olan A_L değeri kullanılır. Transformatördeki hava aralığı genelde nüvenin ortasında bulunur ve pratikte L_G en az 51 μm (2 mil) değerinde alınmalıdır. Eğer L_G değeri 51 μm 'den küçük bulunursa nüvenin boyutu veya birincil sargı sarım sayısı N_P artırılmalıdır [31,33].

Nüve üreticisinden elde edilen hava aralığına bağlı endüktans değeri A_{LG} , birincil sargı sarım sayısı N_P değeri sabit alınarak bulunabilir.

$$A_{LG} = 1000 \cdot \frac{L_P}{N_P^2} \quad (2.29)$$

Transformatör tasarımı fazla sayıda iterasyon uygulamayı gerektiren bir süreçlerden meydana gelir. N_P değeri değiştiğinde N_S ve N_B değerleri de önceden belirlenen oranlar kullanılarak değişir. Nüve boyutunda meydana gelen bir değişim ABM , B_M ve L_G büyüklüklerinin tekrardan hesaplanmasını ve kontrol edilmesini gerektirir [31-33].

İkincil I_{SP} , I_{SEF} , I_{DAL} , ÇDÇS , DÇS büyüklüklerinin belirlenmesi

İkincil sargı pik akımı denklem 2.30 ile elde edilir.

$$I_{SP} = I_P \cdot \frac{N_P}{N_S} \quad (2.30)$$

Birincil sargı akımı yarı iletken anahtar kesimde olduğu sürece (1-D) ikincil sargıya yansıdığından dolayı, ikincil sargı akımının K_{RP} değeri birincildeki ile aynıdır. İkincil sargı efektif akımı I_{SEF} , birincil sargı akımına benzer şekilde elde edilir.

$$I_{SEF} = I_{SP} \cdot \sqrt{(1 - D_{MAKS}) \cdot \left(\frac{K_{RP}^2}{3} - K_{RP} + 1\right)} \quad (2.31)$$

Çıkış kapasitesinin akımının dalgalanmasının efektif değeri I_{DAL} akım yasası gereği denklem 2.32 'de görüldüğü üzere hesaplanır.

$$I_{DAL} = \sqrt{I_{SEF}^2 - I_{\zeta}^2} \quad (2.32)$$

Çıkış akımı aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$I_{\zeta} = \frac{P_{\zeta}}{V_{\zeta}} \quad (2.33)$$

I_{SEF} akımı bulunduğundan sonra ζ hesaplanır.

$$\zeta = \sqrt{\frac{4 \cdot ABM \cdot I_{SEF}}{1.27 \cdot \pi}} \cdot \frac{25.4}{1000} \quad (2.34)$$

AWGs pratikte ABM ve I_{SEF} değerleri ile bulunabilir. ζ ise AWGs kullanılarak bulunur.

Kesit alanı belirlenirken deri etkisi de göz önünde bulundurulmalıdır. Örnek olarak, ikincil iletken kesiti 26 AWG'den büyük bulunuyor ise, 100 kHz çalışma frekansı için deri etkisinin sınır kesit alanı değeri 26 AWG olduğundan dolayı, sargılar paralel bağlanarak 26 AWG'den daha büyük kesitli kabloya geçilmemelidir. Eğer kesit büyütülürse deri etkisinden dolayı meydana gelen AA kayıpları önemli miktarda yüksek olacağından kayıplar artmaktadır.

DÇs değeri denklem 2.35 ile bulunur [33].

$$D_{\zeta S} = \frac{BW - (2 \cdot M)}{N_S} mm \quad (2.35)$$

Çıkışta bulunan diyotların seçilmesi

Çıkış diyotlarına uygulanan ters gerilimler PIV_S ve PIV_B 'ye ait değerler denklem 2.36 ile hesaplanabilir.

$$PIV_S = V_{ÇIKIŞ} + (V_{MAKS} \cdot \frac{N_S}{N_P}) \quad (2.36)$$

$$PIV_B = V_B + (V_{MAKS} \cdot \frac{N_B}{N_P}) \quad (2.37)$$

Çıkış diyotlarının dayanma gerilimi V_R , $1.25 \times PIV$ gerilim değerinden büyük seçilmelidir. Diyot akımı için nominal değer maksimum DA yük akımının 3 katı olarak alınır. V_R gerilimi 45 V değerinden küçük ise schottky diyot kullanılır. V_R gerilimi 45 V değerinden büyük ise çok hızlı diyotlar tercih edilir [33].

Köprü doğrultucunun seçimi

Köprü doğrultucunun maksimum akımı,

$$I_{AA_EF} = \frac{P_{\zeta}}{\eta \cdot V_{AA_MIN} \cdot GF} \quad (2.38)$$

ile hesaplanır. GF dönüştürücünün güç faktörü olup 0.5 – 0.7 aralığında değişir. Köprü doğrultucunun akımının efektif değeri I_D ve diyotların maruz kaldığı ters gerilim V_R denklem 2.39 ve 2.40 ile hesaplanır [33].

$$I_D > 2 \cdot I_{AA_EF} \quad (2.39)$$

$$V_R > 1.25 \cdot 1.414 \cdot V_{AA_MAKS} \quad (2.40)$$

Çıkış kapasitesinin ESR büyüklüğünün seçilmesi

ESR değeri daha küçük olan bir kapasite tercih edilmelidir. 35 V değerinin altında ESR değeri kapasitenin boyutu ile orantılı olarak hesaplanır. Dönüştürücü çıkışındaki dalgalanma yüksek değerli ise bir LC filtre uygulanabilir [31-33].

3. FLYBACK DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİN META-SEZGİSEL YÖNTEMLER İLE OPTİMİZASYONU

Kelime olarak ilk 1986 yılında kullanılan meta-sezgisel terim ifadesi Yunanca ‘meta’ kelimesi ile ‘heuristic’ kelimesinin birleşiminden oluşmaktadır ve ‘daha ileri sezgisel’ veya ‘üst seviye sezgisel’ kelimeleri ile ifade edilmektedir.

Üst seviye sezgisel yaklaşım, çözüm uzayında olasılık temelli ancak bilinçli bir mantıkla arama gerçekleştiren yöntemleri içermektedir. Bu yöntemler her adımda oluşturulan çözüm kümesinden yola çıkarak yeni çözümler üretmektedirler. Böylece arama uzayının en uygununa yakın olan noktalarında aramalar yaparak, yerel en iyi nokta seçiminden de kurtularak en uygun çözüme ulaşmaya çalışılır [36].

Meta-sezgisel yöntemlere ait özellikler aşağıdaki gibi ifade edilmektedir;

- Arama işlemine yön veren yöntemlerdir.
- Yöntemde amaç, arama uzayını etkin bir şekilde kullanarak en iyi veya en iyiye en yakın sonuçları bulmaktır.
- Yerel arama tekniklerinden, karmaşık öğrenme işlemlerine kadar yayılım gösteren yapıdadırlar.
- Yaklaşık bir çözüm sunarlar, genelde belirleyici olmayan yöntemlerdir.
- Sabit bir probleme özgü olmamaktadırlar.
- Arama uzayında yerel en iyi konumlara takılmayı engelleyecek yapıları bulunmaktadır.

Meta-sezgisel yöntemlerin iyi sonuçlar üretebilmesi için yöntemin temel büyüklükleri probleme en iyi bir şekilde uygulanmalıdır. Meta-sezgisel yöntemler genelde beş kategoriye ayrılır;

- Doğadan esinlenerek / esinlenmeden geliştirilen algoritmalar
- Popülasyon tabanlı / Tek noktalı (yerel aramalı) algoritmalar
- Dinamik / Statik amaç fonksiyonlu algoritmalar
- Tek / Çok komşu yapıları algoritmalar
- Hafıza kullanan / kullanmayan algoritmalar

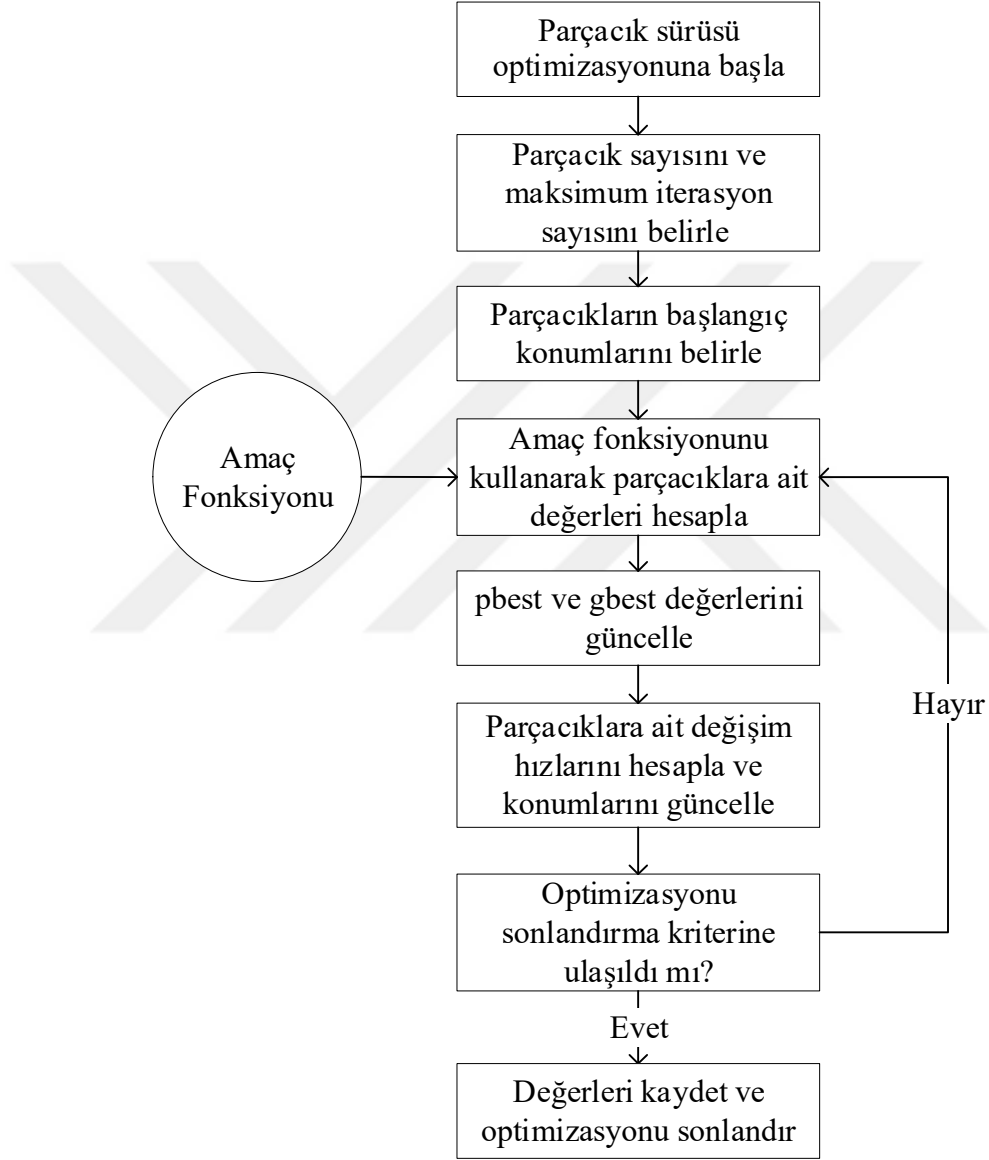
Belirtilen yöntemler, klasik sezgisel algoritmaların doğadan esinlenerek geliştirilmiş durumları olarak görülmektedir. Yöntemlerin sosyal, biyoloji, fizik, zooloji, bilgisayar gibi bilimlerde temel alınarak geliştirilmesiyle çeşitlilik artırılmıştır. Örnek olarak kuşların besin arayışının takip edilmesiyle üretilen ‘Parçacık Sürüsü Optimizasyonu’, ateş böceklerinin birbirleriyle olan ilişkilerinin araştırılmasıyla üretilen ‘Ateş Böceği Algoritması’ bunlardan bazılarıdır. Aktif koruma devreli flyback dönüştürücü tasarımında meta-sezgisel yöntemlerden biri olan Parçacık Sürüsü Optimizasyon yöntemini kullanılmıştır. Bu yöntemle tasarım optimizasyonu yaparak verim, hacim ve maliyet bakımından en optimum sonuçlar elde edilmiştir.

Güç elektroniği mimarilerinde yüksek verim, yüksek güç yoğunluğu ve düşük maliyet gibi istenilenlerden dolayı tasarım problemleri oldukça karmaşık bir hale gelmiştir. Günümüzde dünya üzerinde güç elektroniği literatürüne yön veren insanların çalışmaları yeni topoloji ve mimarilerden ziyade, en bilindik topolojilerin tasarımını çok amaçlı bir optimizasyon problemi olarak ele almaya dayanmaktadır. Bu nedenle, bu tez kapsamında anahtarlamalı güç kaynağı mimarilerinde en yaygın kullanılan dönüştürücü tiplerinden biri olan flyback dönüştürücü için bir tasarım ve optimizasyon yöntemi elde edilmiştir. İlgili yöntem doğadan ilham alan optimizasyon algoritmaları sayesinde manyetik ve elektriksel bileşen veri tabanındaki birçok bileşen arasından en uygun tasarımı seçmektedir. Geleneksel tasarım algoritmalarından farklı olarak önerilen algoritma, flyback dönüştürücünün toplam kaybını, maliyetini ve hacmini içeren bir amaç fonksiyonunu en aza indirerek transformatör ve endüktans tasarımı için en uygun manyetik akı yoğunluğunu seçmektedir. Transformatör ve endüktans tasarımında farklı sargı ve iletken yapıları da dikkate alınmakta ve tüm manyetik bileşenler ortak benzetim ortamında doğrulanmaktadır. Son olarak algoritmanın önermiş olduğu, benzetimlerle doğrulanmış tasarım imal edilerek ve deneysel başarımı incelenmiştir.

3.1 Parçacık Sürüsü Optimizasyon Yöntemi (PSO)

Parçacık sürüsü optimizasyonu kuşların sürü olarak besin arayışını temellendirerek çalışan optimizasyon çeşididir. Optimizasyon başlangıcında parçacık sayısı ve maksimum izin verilen iterasyon sayısı belirlenir. Optimize edilecek olan fonksiyon kullanılarak parçacıkların ilk değerlerine ait sonuçlar hesaplanır. İlgili iterasyondaki en optimum değer p_{best} olarak adlandırılır ve optimizasyona ait en optimum değer ise

g_{best} olarak isimlendirilir. Her iterasyonda p_{best} ve g_{best} değerleri güncellenerek optimum çözüme ulaşılmaya çalışılır. Bir iterasyon tamamlandığında parçacıklara ait değişim hızları hesaplanarak, her parçacığın yeni konumu belirlenir. Parçacıklara ait yeni konumlar ile yeni bir iterasyona başlanır. Maksimum iterasyon sayısına ulaşıncaya kadar iterasyona devam edilir. Parçacık sürüsü optimizasyonuna yönelik iş akış diyagramı Şekil 3.1’de verilmektedir.



Şekil 3.1 : Parçacık sürüsü optimizasyonu (PSO) akış diyagramı.

Denklem 3.1, denklem 3.2 ve denklem 3.3’te verilen PSO denklemlerinde; i parçacık sayısını, x parçacık değerini, v parçacığın değişim hızını, c_1 ile c_2 sabit değerleri, $rand_1$ ile $rand_2$ ise rastgele üretilen değerleri göstermektedir.

$$v_{i+1} = v_i + a + b \quad (3.1)$$

$$a = [c_1 \cdot rand_1 \cdot (p_{best} - x)] \quad (3.2)$$

$$b = [c_2 \cdot rand_2 \cdot (g_{best} - x)] \quad (3.3)$$

Denklem 3.1 ile parçacık kendi en iyi çözümüne ve global en iyi çözüme yönelirken parçacığı da çözümü en iyi parçacık ile kendi en iyi durumunun yakınlarında aramaya zorlar.

3.2 Flyback Dönüştürücü Tasarım Optimizasyonu

Önceki bölümde bahsedilen meta-sezgisel optimizasyon yöntemlerinde parçacık sürüsü optimizasyon (PSO) yöntemi kullanılarak flyback dönüştürücü tasarım optimizasyonu yapılacaktır. Flyback dönüştürücü az sayıda eleman kullanılarak gerçekleştirilen dönüştürücülerden biridir. Dönüştürücüde bulunan transformatör tasarımı, ana anahtar ve yardımcı anahtar seçimi ve diyot seçimi tasarım optimizasyonu kullanılarak yapılmıştır. Transformatör tasarımında nüve malzemesi, nüve boyutu, sarım sayıları, dönüştürücü oranları, sargı akım yoğunlukları, sargı kesitlerinin belirlenmesi ve çekirdek ile bakır kayıpları algoritma kullanılarak elde edilmiştir. Transformatör ürünlerine ait bilgiler toplanarak data bankası oluşturulmuştur. Transformatör tasarımı için gerekli matematiksel ifadeler verilerek data bankasındaki veriler ile dönüştürücü için gerekli olan hesaplamalar yapılmıştır. Transformatör tasarımı için ana parametre, güç kaybına bağlı olarak maksimum sıcaklık değişimi değeridir. Bu değer ile transformatör tasarımının uygunluğu değerlendirilmiştir. Data bankasında bulunan ürünlerden istenen değerleri sağlayan ürünler; güç kaybı, hacim ve maliyet bakımından değerlendirildiğinde en uygun transformatör tasarımı elde edilmiştir.

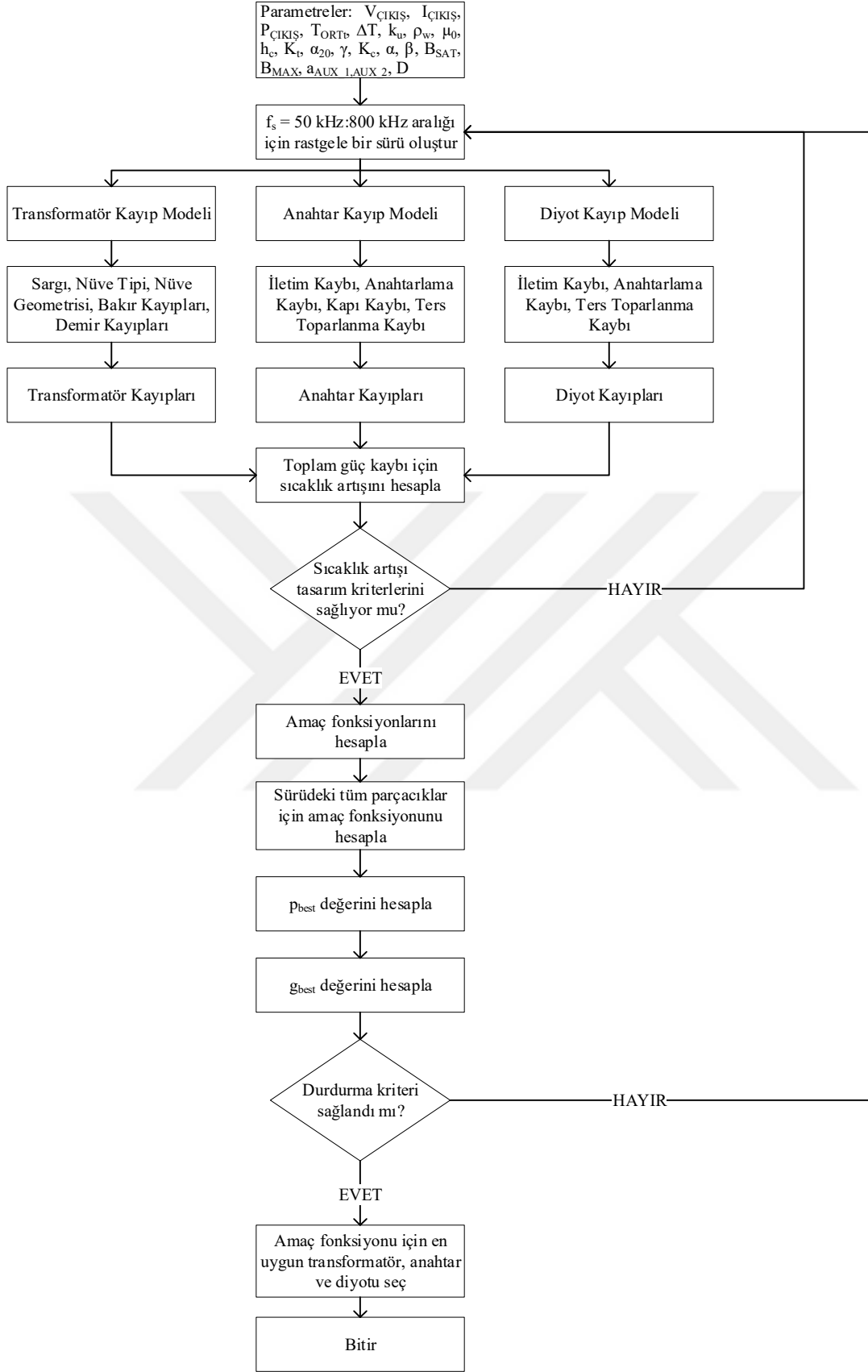
Ana anahtarın seçimi için aktif korumalı flyback dönüştürücüsü yüksek frekansta çalışacağından özellikle günümüzde oldukça popüler olan GaN yarı iletkenli anahtarlar tercih edilmiştir. Çeşitli firmalara ait ürünler için veriler toplanmış ve data bankaları oluşturulmuştur. Anahtar seçimindeki önemli parametre anahtarın güç kaybıdır. Anahtar için toplam güç kaybı; iletim kaybı, anahtarlama kaybı, ters toparlanma kaybı ve kapı kaybı olmak üzere dört kayıptan oluşmaktadır. İlgili kayıplara ait matematiksel formüller sonraki bölümlerde verilmektedir. Data

bankasındaki anahtarlara ait veriler kullanılarak güç kayıpları hesaplanmış ve değerlendirmede kullanılmıştır. Ürünlere ait maliyet değerleri ile birlikte güç kaybı değerleri ürünlerin seçiminde önemli parametrelerdir. Anahtarın seçimi için güç kaybı ve maliyet bakımından değerlendirme yapılarak en uygun anahtar seçimi yapılmıştır.

Diyot seçimi için anahtarın seçimine benzer bir süreç işlemektedir. Diyotun toplam güç kaybı hesaplanırken iletim kaybı, anahtarlama kaybı ve ters toparlanma kaybı dikkate alınmaktadır. İlgili kayıplara ait matematiksel formüller sonraki bölümlerde verilmiştir. Özellikle düşük gerilim değerine sahip ve yüksek frekanslarda kullanımı sıklıkla tercih edilen SiC yarı iletken tabanlı diyot ürünleri data bankasına kaydedilmiştir. Daha sonra ürünler güç kaybı ve maliyet bakımından değerlendirilerek en uygun diyot seçimi yapılmıştır.

Flyback dönüştürücüde güç kaybını azaltmak için çıkış tarafında bulunan diyot yerine yarı iletken anahtar kullanılarak (senkron doğrultucu flyback dönüştürücü) alternatif bir uygulama da yapılmıştır. Böylece verimin daha yüksek değerlere çıkması sağlanmaktadır.

Şekil 3.2’de uygulanacak olan optimizasyon tasarımına ait iş akış diyagramı gösterilmektedir.



Şekil 3.2 : Tasarım optimizasyonu iş akış diyagramı.

İş akış diyagramına göre tasarım optimizasyonu için öncelikle parametreler belirlenir. Parametreler kullanılarak transformatör, anahtar ve diyot elemanları için kayıp modeller elde edilir. Elde edilen toplam güç kaybı ile sıcaklık artış değeri hesaplanır ve tasarım kriterlerini sağlayıp sağlamadığı kontrol edilir. Eğer sağlıyorsa amaç fonksiyonu ile optimizasyon işlemine başlanır ve PSO algoritması çalıştırılarak en optimum tasarım bulunur. Eğer sıcaklık kriteri sağlanmıyorsa başlangıca dönülerek tekrar eleman seçimine başlanır.

3.2.1 Transformatör için optimizasyon tasarımı

Transformatöre ait nüve malzemesi, nüve boyutu, sarım sayıları, dönüştürme oranları, iletken kalınlığı ve paralel iletken sayısı büyüklükleri optimizasyon yapılarak elde edilmektedir.

Flyback dönüştürücü için sürekli iletim durumuna (CCM) ait en küçük endüktans ile giriş ve çıkış akımlarına ait değerler verilen denklemler kullanılarak bulunmaktadır. Denklemlerde; D darbe doluluk oranını, f_s anahtarlama frekansını (Hz), $V_{GİRİŞ_PIK}$ giriş geriliminin tepe değerini (V), $P_{ÇIKIŞ}$ çıkış gücünü (W), L_{MIN} mıknatıslanma endüktansının minimum değerini (H) ve a transformatör sarım sayıları oranını göstermektedir. Denklem 3.4 ile verilen denklem dönüştürücünün sürekli iletim durumunda çalışması için gerekli olan en küçük mıknatıslanma endüktansını vermektedir [38].

$$L_{MIN} = \frac{v_{GİRİŞ_PIK}^2 \cdot D^2}{P_{ÇIKIŞ} \cdot 2 \cdot f_s} \quad (3.4)$$

$$I_{1_ORT} = \frac{P_{ÇIKIŞ}}{D \cdot v_{GİRİŞ_PIK}} \quad (3.5)$$

Denklem 3.5'te birincil akımın ortalama değeri (I_{1_ORT}) verilmektedir.

$$\Delta I_1 = \frac{v_{GİRİŞ_PIK} \cdot D}{L \cdot f_s} \quad (3.6)$$

Denklem 3.6'daki denklem ile birincil akımın dalgalanma değeri (ΔI_1) hesaplanmaktadır.

$$I_{1_{PIK}} = I_{1_{ORT}} + \frac{\Delta I_1}{2} \quad (3.7)$$

Denklem 3.7'de birincil akımın tepe değeri ($I_{1_{PIK}}$) verilmektedir.

$$y_1 = \frac{\Delta I_1}{I_{1_{PIK}}} \quad (3.8)$$

$$K_{i_1} = \sqrt{D \cdot \left(1 - y_1 + \left(\frac{y_1^2}{3} \right) \right)} \quad (3.9)$$

Denklem 3.9'da birincil akımın dalgalılık faktörü (K_{i_1}) verilmektedir.

$$I_{1_{EFF}} = K_{i_1} \cdot I_{1_{PIK}} \quad (3.10)$$

Denklem 3.10 ile birincil akımın efektif değeri ($I_{1_{EFF}}$) verilmektedir.

$$I_{2_{ORT}} = \frac{P_{\text{ÇIKIŞ}}}{(1-D) \cdot v_{\text{ÇIKIŞ}}} \quad (3.11)$$

Denklem 3.11 ile ikincil akımın ortalama değeri ($I_{2_{ORT}}$) verilmektedir.

$$\Delta I_2 = a \cdot \Delta I_1 \quad (3.12)$$

Denklem 3.12 ile ikincil akımın dalgalanma değeri (ΔI_2) verilmektedir.

$$I_{2_{PIK}} = I_{2_{ORT}} + \frac{\Delta I_2}{2} \quad (3.13)$$

Denklem 3.13 ile ikincil akımın tepe değeri ($I_{2_{PIK}}$) verilmektedir.

$$y_2 = \frac{\Delta I_2}{I_{2_{PIK}}} \quad (3.14)$$

$$K_{i_2} = \sqrt{(1-D) \cdot \left(1 - y_2 + \left(\frac{y_2^2}{3} \right) \right)} \quad (3.15)$$

Denklem 3.15 ile ikincil akımın dalgalılık faktörü (K_{i_2}) verilmektedir.

$$I_{2_{EFF}} = K_{i_2} \cdot I_{2_{PIK}} \quad (3.16)$$

Denklem 3.16 ile ikincil akımın efektif değeri (I_{2_EFF}) verilmektedir.

Uygun bir transformatör tasarımında, tasarım başlangıcında sınır koşulu olarak belirlenen sıcaklık artışı ve bu sıcaklık artışına neden olan kayıp değeri aşılmamalıdır. Denklem 3.17, 3.18, 3.19 ve 3.20 ile transformatörün bakır ve çekirdek kayıplarına ait denklemler verilmektedir. Burada; P_{CU} transformatörün bakır kaybını (W), MLT ortalama bir sarım uzunluğunu (m), N sarım sayısını, ρ öz direnç değerini (Ω/m), α ısıl katsayısı ($1/^\circ C$), T_{MAKS} maksimum sıcaklığı ($^\circ C$), P_{FE} transformatörün çekirdek kaybını (W), K_c , α ve β Steinmetz katsayılarını ifade etmektedir.

$$P_{CU} = a \cdot b \cdot I^2 \quad (3.17)$$

$$a = MLT \cdot N \cdot \rho_{20} \quad (3.18)$$

$$b = [1 + \alpha_{20} \cdot (T_{MAKS} - 20^\circ C)] \quad (3.19)$$

$$P_{FE} = K_c \cdot f^\alpha \cdot \left(\frac{\Delta B}{2} \right)^\beta \quad (3.20)$$

Denklemlerde; T_{MAKS} maksimum sıcaklığı ($^\circ C$), ρ_{20} $20^\circ C$ 'deki öz direnç değerini (Ω/m), α_{20} $20^\circ C$ 'deki sıcaklık sabitini ($1/^\circ C$), ΔB değeri tepeden tepeye akı yoğunluğu dalgalanmasını (T) ifade etmektedir. Denklemdaki K_c , α ve β terimleri nüve üreticileri tarafından verilen çekirdek kaybı grafiklerinden çıkartılarak elde edilmektedir. Sıcaklık artışına bağlı olarak güç değeri denklem 3.21 ve 3.22 yardımıyla bulunmaktadır.

$$R_\theta = \frac{0.06}{\sqrt{V_C}} \quad (3.21)$$

$$P_D = \frac{\Delta T}{R_\theta} \quad (3.22)$$

Denklemlerde; R_θ değeri $^\circ C/W$ olarak ısıl direnci, V_C ise m^3 olarak nüve hacmini ifade etmektedir. P_D değeri ΔT sıcaklık artışına denk gelen kayıp güç ifadesini (W) vermektedir. Eğer transformatörün toplam güç kaybı ($P_{CU} + P_{FE}$), P_D değerinden küçükse tasarım uygulanabilir, eğer toplam güç kaybı ($P_{CU} + P_{FE}$), P_D değerinden büyükse tasarım uygulanamaz. Başka bir tasarıma geçilir.

3.2.2 Anahtar seçimi

Anahtar seçimi günümüzde güç elektroniği uygulamalarında yaygın olarak kullanılan SiC, GaN ve MOSFET yarı iletken anahtarları arasından yapılmıştır. Başlangıçta anahtarlar ait veriler data bankasına yüklenir. Seçim için gerekli olan fonksiyonlar kullanılarak data bankasından en uygun anahtar elemanı seçilir. Algoritmada anahtar seçimi anahtar üzerinde meydana gelen toplam güç kayıpları referans alınarak yapılır. Anahtar güç kayıpları ise iletim kaybı, anahtarlama kaybı, kapı kaybı ve ters toparlanma kaybının toplamı olarak ifade edilebilir [39].

İletim kaybı hesaplanırken anahtarın iletim anındaki direnç değeri (R_{dson} , Ω) ve anahtardan geçen akımın etkin değeri (I_{DS_EFF} , A) kullanılmaktadır. Denklem 3.23'te iletim kaybının ifadesi verilmiştir.

$$P_{CON} = R_{dson} \cdot I_{DS_EFF}^2 \quad (3.23)$$

Denklem 3.24 ile anahtarlama elemanının veri dokümanındaki anahtarlama enerjisi değerleri kullanılarak anahtarlama kaybı hesaplanabilir. Eşitlikte; W_{SW} , Joule cinsinden anahtarlama enerji kaybını ve f_s , Hz cinsinden anahtarlama frekansını göstermektedir.

$$P_{SW} = W_{SW} \cdot f_s \quad (3.24)$$

Eğer anahtara ait dokümanda anahtarlama enerji kaybı verilmemişse, denklem 3.25 kullanılarak yaklaşık güç kaybı bulunabilir. Verilen eşitlikte V_{DS} anahtarın kesim anındaki gerilim değerini (V), I_{DS} anahtardan iletim anında geçen akımın ortalama değerini (A), t_r saniye cinsinden anahtardan geçen akımın iletime girerken meydana gelen yükselme süresini, t_f saniye cinsinden anahtardan geçen akımın kesime girerken oluşan azalma süresini göstermektedir.

$$P_{SW} = \left(\frac{1}{2}\right) \cdot V_{DS} \cdot I_{DS} \cdot (t_r + t_f) \cdot f_s \quad (3.25)$$

Anahtara kontrol işareti verilirken kapı bacağına bulunan parazitik kapasitelerden dolayı meydana gelen kapı kaybı denklem 3.26 ile hesaplanabilir. Eşitlikte Q_g anahtarın Coulomb cinsinden kapı bacağına bulunan yük değerini, C_g anahtarın kapı

bacağının kapasitesini (F), V_{GS_MAKS} anahtarın iletme girmesi için gereken en yüksek kapı-kaynak gerilimini (V) göstermektedir.

$$P_g = Q_g \cdot V_{GS_MAKS} \cdot f_s = C_g \cdot V_{GS}^2 \cdot f_s \quad (3.26)$$

Ters toparlanma kaybı, anahtarın yarı iletken yapısı gereği üzerinde bulunan ve anahtara ters paralel bağlı olan diyottan dolayı oluşan güç kaybıdır ve denklem 3.27 ile ifade edilmektedir. Verilen eşitlikte Q_{rr} Coulomb cinsinden anahtarın ters toparlanma yük değerini, V_{SD} anahtara ters paralel bağlı olan diyotun üzerindeki gerilim düşümünü (V) göstermektedir.

$$P_{rr} = \left(\frac{1}{2}\right) \cdot Q_{rr} \cdot V_{SD} \cdot f_s \quad (3.27)$$

Yarı iletken anahtarlama elemanı üzerinde meydana gelen toplam güç kaybı denklem 3.28'de verilmiştir.

$$P_{Top\ anahtar} = P_{CON} + P_{SW} + P_g + P_{rr} \quad (3.28)$$

3.2.3 Diyot seçimi

Diyotlara ait veri tabanı oluşturularak seçim yapılmaktadır. Günümüzde oldukça popüler durumda olan SiC diyotlar da kütüphaneye eklenerek tasarıma dahil edilmektedir. Diyot seçiminde, diyot üzerinde meydana gelen toplam güç kaybı referans alınmaktadır. Diyot üzerinde meydana gelen güç kayıpları iletim kaybı, anahtarlama kaybı ve ters toparlanma kaybından oluşmaktadır.

İletim kaybı denklem 3.29 ile hesaplanırken denklemde; diyotun direnç değeri (R_d , Ω), diyotun gerilim düşümü (V_f , V), diyottan geçen akımın etkin değeri (I_{D_EFF} , A) ile ortalama değeri (I_{D_ORT} , A) kullanılmaktadır.

$$P_{CON_d} = (R_d \cdot I_{D_EFF}^2) + (V_f \cdot I_{D_ORT}) \quad (3.29)$$

Anahtarlama kayıpları denklem 3.30 ile hesaplanabilir. Eşitlikte Q_c diyotun Coulomb cinsinden jonksiyon yük değerini, V_D diyotun maruz kaldığı gerilimi (V) ve f_s anahtarlama frekansını (Hz) göstermektedir.

$$P_{SW_d} = Q_c \cdot V_D \cdot f_s \quad (3.30)$$

Diyotun p-n jonksiyonlu yapısı gereği iletim durumundan kesim durumuna geçerken içerisinde ters yönde bir akım geçmektedir. Bu akımın neden olduğu güç kaybı denklem 3.31 ile tanımlanabilir. Eşitlikte Q_{rr} diyotun Coulomb cinsinden ters toparlanma yük değerini, V_D diyotun maruz kaldığı gerilimi (V) ve f_s anahtarlama frekansını (Hz) göstermektedir.

$$P_{rr_d} = \left(\frac{1}{2}\right) \cdot Q_{rr} \cdot V_D \cdot f_s \quad (3.31)$$

Diyotta meydana gelen toplam güç kaybı denklem 3.32'de belirtilen güç kayıplarının toplamı ile bulunmaktadır.

$$P_{Top_{diyot}} = P_{CON_d} + P_{SW_d} + P_{rr_d} \quad (3.32)$$

3.2.4 Optimizasyon için amaç fonksiyonunun belirlenmesi

Bu çalışmada belirlenen giriş ve çıkış büyüklükleri için aktif korumalı flyback dönüştürücüde verim, hacim ve maliyet kısıtı altında bir tasarım optimizasyonu yapılmıştır. Optimizasyon sırasında kullanılan amaç fonksiyonu dönüştürücüde meydana gelen toplam kayıpları kullanır. Bunlar:

- 1- Transformatörde meydana gelen çekirdek ve bakır kayıpları,
- 2- Anahtarlama elemanında meydana gelen iletim, anahtarlama, ters toparlanma ve kapı kayıpları,
- 3- Diyotlarda meydana gelen iletim, anahtarlama ve ters toparlanma kayıpları

olmak üzere 3 ana başlıkta toplanabilir. Veri tabanında tasarımı yapılan her transformatöre, anahtarlama elemanlarına ve diyotlara toplam kayıpları içeren bir amaç fonksiyonu uygulanır. Optimizasyon için kullanılan amaç fonksiyonu transformatör, anahtar ve diyot elemanları için sırasıyla denklem 3.33, 3.34 ve 3.35 ile verilmektedir. Amaç fonksiyonunu en küçük yapan değer optimum tasarım olarak belirlenebilir. Burada, V_{trf} seçilen transformatörün ilgili frekans için hacmini, V_{trf_best} veri tabanındaki transformatörlerden ilgili frekans için en yüksek hacim değerini, C_{trf}

seçilen transformatörün ilgili frekans için maliyetini, C_{trf_best} veri tabanındaki transformatörlerden ilgili frekans için en yüksek maliyet değerini, P_{trf} seçilen transformatörün ilgili frekans için toplam güç kaybını ve P_{trf_best} veri tabanındaki transformatörlerden ilgili frekans için en yüksek güç kayıp değerini ifade etmektedir. $C_{anahtar}$ seçilen anahtarın maliyetini, $C_{anahtar_best}$ veri tabanındaki anahtarlardan en yüksek maliyet değerini, $P_{anahtar}$ seçilen anahtarın ilgili frekans için toplam güç kaybını ve $P_{anahtar_best}$ veri tabanındaki anahtarlardan ilgili frekans için en yüksek güç kayıp değerini ifade etmektedir. C_{diyot} seçilen diyotun maliyetini, C_{diyot_best} veri tabanındaki diyotlardan en yüksek maliyet değerini, P_{diyot} seçilen diyotun ilgili frekans için toplam güç kaybını ve P_{diyot_best} veri tabanındaki diyotlardan ilgili frekans için en yüksek güç kayıp değerini ifade etmektedir. En optimum çözümü sağlayan transformatörü, anahtarlama elamanını ve diyotu seçmek için her hesaplanan değer normalize edilerek amaç fonksiyonuna dahil edilir.

Denklemlerde verilen α , β ve γ sembolleri transformatör, anahtar ve diyot elemanlarına ait amaç fonksiyonlarında sırasıyla transformatör katsayısı, anahtar katsayısı ve diyot katsayısını ifade etmektedir. Katsayılar değiştirilerek hacim, maliyet ve verim arasındaki ağırlık katsayıları ayarlanmaktadır. Hacim büyüklüğüne diğer büyüklüklere kıyasla daha fazla önem veriliyorsa α katsayısı β ve γ katsayılarından daha büyük olmalıdır. Maliyet büyüklüğüne diğer büyüklüklerden daha fazla önem veriliyorsa β katsayısı α ve γ katsayılarından daha büyük olmalıdır. Verim büyüklüğüne diğer büyüklüklerden daha fazla önem veriliyorsa γ katsayısı α ve β katsayılarından daha büyük olmalıdır.

$$f_{opt_trf} = \left(\alpha_1 \cdot \frac{V_{trf}}{V_{trf_best}} \right) + \left(\alpha_2 \cdot \frac{C_{trf}}{C_{trf_best}} \right) + \left(\alpha_3 \cdot \frac{P_{trf}}{P_{trf_best}} \right) \quad (3.33)$$

$$f_{opt_anahtar} = \left(\beta_1 \cdot \frac{C_{anahtar}}{C_{anahtar_best}} \right) + \left(\beta_2 \cdot \frac{P_{anahtar}}{P_{anahtar_best}} \right) \quad (3.34)$$

$$f_{opt_diyot} = \left(\gamma_1 \cdot \frac{C_{diyot}}{C_{diyot_best}} \right) + \left(\gamma_2 \cdot \frac{P_{diyot}}{P_{diyot_best}} \right) \quad (3.35)$$

Transformatör, anahtar ve diyot için ifade edilen optimizasyon amaç denklemleri birleştirilerek tek bir amaç fonksiyonu elde edilmektedir. Denklem 3.36 ile ilgili amaç fonksiyonu verilmektedir.

$$f_{opt_fjyback} = f_{opt_uf} + f_{opt_anahitar} + f_{opt_diyot} \quad (3.36)$$



4. DURUM ÇALIŞMASI: TAŞINABİLİR ELEKTRONİK CİHAZLAR İÇİN AKTİF KORUMA DEVRELİ USB PD DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI VE OPTİMİZASYONU

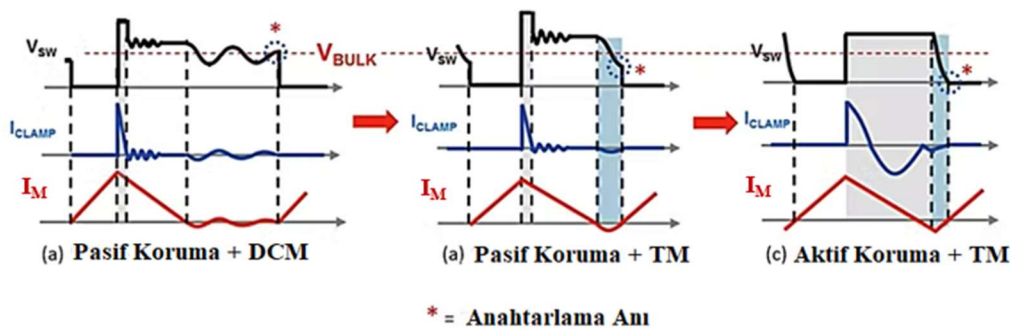
Flyback dönüştürücü devresi güç elektroniği alanında hacim ve maliyet bakımından avantajlı olması, elektriksel olarak izolasyon sağlaması ve özellikle düşük ile orta seviye güç değerlerinde yüksek verim sağlaması nedeniyle sıklıkla tercih edilmektedir. Yapılan çalışma ile aktif korumalı flyback devresi tasarım optimizasyonu yapılmıştır. 65 W gücünde 220 V_{EFF} AA giriş ve 5V / 9V / 15V / 20V DA USB çıkış yük beslemesi için flyback dönüştürücü devresi tasarımı yapılmıştır. Aktif koruma devresi kullanılarak ana anahtarın SGA (Sıfır Gerilimde Anahtarlama, ZVS) ile ilettime girmesi sağlanmıştır. Ana anahtarın, anahtarlama güç kaybı SGA sayesinde büyük miktarda azaltılmıştır. Ayrıca yüksek frekansta çalışma istendiğinden GaN yarı iletkenli anahtarlar kullanılmıştır. Tasarım optimizasyonu ile belirli frekans aralığında optimizasyon algoritması, veri bankasına eklenen transformatör, anahtar ve diyot elemanlarını kullanarak tasarım parametrelerini sağlayan her bir eleman ile devre tasarımı gerçekleştirilmektedir. Optimizasyonda kullanılan amaç fonksiyonu ile hacim, maliyet ve güç kaybı bakımından en yüksek faydalı tasarım seçilmektedir. Böylece yüksek güç yoğunluklu, düşük maliyetli ve düşük hacimli devre tasarımı yapılması sağlanmaktadır.

Tasarım optimizasyonu yapılırken transformatör, anahtar ve diyot elemanları için veri bankası kütüphanesi oluşturularak algoritma tarafından tasarım süreçlerinde kullanılması sağlanmaktadır. Transformatör olarak Ferroxcube ve TDK markalarına ait farklı nüve malzemelerindeki ürünler tercih edilmektedir. Anahtar olarak GaN yarı iletken tabanlı yüksek frekanslarda çalışma kabiliyetine sahip Navitas, Texas Ins., GaN Systems, EPC, Infineon ve Transphorm markalarına ait farklı akım ve gerilim seviyelerindeki ürünler tercih edilmektedir. Diyot olarak Infineon, Genesis ve Rohm markalarına ait Si ve SiC yarı iletken tabanlı ürünler tercih edilmektedir.

Aktif Koruma Devresi

Geleceğe yönelik eğilimlere bakıldığında daha küçük hacimli elektronik cihazlara ilgi artmaktadır. Akıllı telefonlardan tabletlere, birbirini izleyen her nesil, bir öncekinden daha küçük ve daha güçlüdür. Genellikle pille çalışır ve harici bir şarj cihazı veya adaptör ile düzenli olarak şarj edilmelidir. Daha güçlü işlemcilere ve daha büyük ekranlara geçiş, verimliliği artırmak ve şarj cihazı boyutunu küçültmek için sürekli olarak yeni yollar bulması gereken güç elektroniği mühendisleri için bir zorluk teşkil etmektedir. DoE Seviye VI ve EU CoC V5 Tier-2 gibi katı yeni standartlar, çok çeşitli güç adaptörlerinde verimlilik gereksinimlerini arttırmaktadır. Sonuç olarak, tasarımcılar kesintili iletim modunda çalışan kısmi rezonanslı flyback topolojisinin tasarımını geliştirmelidir. Böyle bir dönüştürücü geleneksel olarak 100 W'a kadar güç seviyeleri için düşük maliyetli AA-DA uygulamaları için kullanılmaktadır. Bir flyback dönüştürücü diğer dönüştürücülere nispeten daha az eleman kullanır, tasarımı kolaydır ve birden çok çıkışı bulundurabilir. İkincil tarafında senkron doğrultucu olarak anahtar kullanılırsa ve anahtarlama frekansı 100 kHz'in altında tutulursa verimi %90'a kadar çıkabilir. Transformator, gerçek bir transformator yerine manyetik kuplajlı bir endüktans görevi görür. Güç anahtarı iletimdeyken, flyback dönüştürücü, birincil taraftaki endüktansta enerji depolar. Kesim süresi boyunca enerji ikincile ve oradan çıkışa aktarılır. Akım, birincil veya ikincil sargıda akar, ancak her ikisinden de aynı anda geçmez. En basit çalışma modu kesintili iletim modudur (KİM, DCM). Güç dönüştürücüsü, her bir anahtarlama periyodu sırasında transformatorün tamamen demanyetize olmasına izin verecek şekilde tasarlanır. En temel DCM kontrol yapısı, sabit bir frekansta çalışır ve yük değişimlerini karşılamak için tepe akımını modüle eder. Flyback dönüştürücü ile ilgili sorunlardan biri, anahtar kesime girdiğinde anahtar üzerinde yüksek düzeyde bir gerilim stresi oluşturmasıdır. Dönüştürücüde transformatorü modellerken mıknatıslanma endüktansı ve kaçak endüktans şeklinde iki ayrı endüktans ile modelleyebiliriz. Anahtar iletimdeyken mıknatıslanma endüktansı ile birlikte kaçak endüktans da enerji depolar. Mıknatıslanma endüktansında depolanan enerji, anahtarın kesime girmesiyle ikincile ve çıkışa aktarılır. Ancak kaçak endüktans üzerinde depolanan enerjiden dolayı anahtar üzerinde yüksek bir gerilim stresi oluşur. Transformatorün birincil tarafına bir koruma devresi (aynı zamanda snubber devresi de denir) eklemek, kaçak endüktans akımı için bir yol sağlar. Koruma devresi tasarımı birkaç hedefi karşılamalıdır: Anahtar

güçlü flyback dönüştürücüler için popüler bir yöntemdir ve pasif koruma konfigürasyonu ile maksimum miktarda güç sağlar. Anahtar gerilimi sıfır olmadığı için, yine de bir anahtarlama güç kaybı vardır. Aktif koruma devresi bu sorunu çözer. Bu tasarım, iki diyotu bir koruma kondansatörü ile seri olarak bağlı yüksek gerilimli bir anahtar ile değiştirir. Anahtar, P-kanallı veya N-kanallı olabilir. P-kanal anahtarın kontrolü daha kolaydır, ancak yüksek gerilimlerde daha az ürün bulunmaktadır. Bu nedenle, yüksek taraf sürücüsü gerektirmesine rağmen N-kanallı bir anahtar tercih edilir. Aktif koruma devresi, kaçak endüktans enerjisini boşa harcamak yerine, enerjiyi bir kapasitörde depolayarak ve ardından anahtarlama periyodunda daha sonra çıkışa ileterek verimi artırır. Geçiş iletim modunda aktif koruma devresi ile çalışmak, anahtarlama kaybını tamamen ortadan kaldırabilir, aktif koruma devresi flyback dönüştürücünün anahtarlama frekansının daha yüksek olmasına izin vererek güç kaynağının boyutunu azaltmaya imkan sağlar. Transformatorün demanyetizasyon süresi boyunca, yüksek taraf anahtarı iletimde kalır ve koruma kondansatörü kaçak endüktans ile rezonansa girer. Bu, aktif koruma devresinin kaçak enerjiyi çıkışa aktarmasını sağlar. Yüksek taraf anahtarını iletimde tutarak, mıknatıslama akımının (I_M) tamamen sıfıra ve sıfırı geçerek ters yöne doğru yükselmesine izin verilir; yardımcı anahtar daha sonra içinden akan negatif akımla kesime girer. Negatif akım, ana anahtar parazitik kapasitansını boşaltır ve kısa bir gecikmeden sonra ana anahtarın 0 V ile iletime girmesine izin verir. Böylece geçiş modunda çalışan aktif koruma devreli flyback (AKF, ACF) anahtarlama kaybını da ortadan kaldırabilir. Bu tekniğe sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) denir. Şekil 4.2’de pasif ve aktif koruma devrelerine ait gerilim ve akım grafikleri verilmektedir.



Şekil 4.2 : Pasif ve aktif koruma devreleri için gerilim ve akım eğrileri [37].

AKD'nin iki küçük dezavantajı vardır. Ek negatif akımın oluşması, akı yoğunluğunu artırır, bu nedenle aktif koruma devresi çekirdek kaybını, pasif koruma devresine göre

daha yüksek değere çıkartır. Ayrıca, demanyetizasyon süresi boyunca trafonun birincil sargısından parazitik kapasitans akımı akar. Ana anahtarın parazitik kapasitansı çok büyük olursa, büyük miktarda negatif akım akacağından transformatörün sargı kaybı da artar. Bu kayıplar aktif koruma devresinin verim kazançlarını düşürebilir. Çizelge 4.1’de, üç topolojinin performansı dört kategoride karşılaştırılmaktadır: koruma devresinin kaybı, anahtarlama kaybı, çekirdek kaybı ve sargı kaybı.

Çizelge 4.1 : Koruma devrelerinin güç kayıpları bakımından karşılaştırılması.

Topoloji	P_{Koruma}	$P_{Anahtar}$	$P_{Çekirdek}$	$P_{Sargı}$
Pasif Koruma (KİM, DCM)	Yüksek	Yüksek	Yüksek	Orta
Pasif Koruma (GM, TM)	Yüksek	Orta	Düşük	Düşük
Aktif Koruma (GM)	0	0 (SGA, ZVS)	Orta	Yüksek

Etkin bir koruma devresi ile verimi artırmak, güç yoğunluğunun da artırılmasını sağlar. 150-260 kHz’de anahtarlama yapan 65-W’lık bir pasif korumalı kısmi rezonanslı flyback dönüştürücü, yaklaşık 11 W/inç³’lük bir güç yoğunluğuna ulaşabilir; 120-165 kHz’de eşdeğer aktif korumalı flyback tasarımı ise yaklaşık 14 W/inç³’e ulaşabilir.

Aktif koruma devreli flyback dönüştürücü kontrolcüsü

Aktif koruma devreli flyback dönüştürücüsünde kullanılmak üzere yüksek frekanslarda çalışma kabiliyetine sahip GaN yarı iletken anahtarlar için sürme sinyalleri üretebilen UCC28780 kodlu kontrolcü tasarım için tercih edilmektedir [41].

Özellikleri

1. Adaptif kontrol ile birincil yarı iletken anahtarın tam ve kısmi sıfır gerilimde anahtarlama (SGA, ZVS).
2. Harici Si veya GaN yarı iletken anahtarlar için zaman programlanması.
3. 1 MHz’e kadar anahtarlama frekansı.
4. Programlanabilir adaptif burst kontrol ve hafif yükler için düşük çıkış gerilim dalgalanması ve gürültü engellemesi ile bekleme modunda çalışma.
5. Direkt olarak hat okuması ile kesinti algılanması.
6. Pik güç modunu sağlamak için programlanabilir aşırı güç koruması.

7. Hata korumaları: Aşırı sıcaklık, aşırı çıkış gerilimi, çıkış akımının kısa devre olması, aşırı akım ve pin hatası.
8. Dinamik çıkış gerilimi için optokuplör tabanlı geribesleme ile direkt arayüz sağlanması
9. Dahili yumuşak anahtarlama.
10. NTC tip termistör arayüzü.

Uygulama Alanları

- Yüksek yoğunluklu AA-DA bilgisayar, tablet ve TV adaptörleri.
- USB tabanlı şarj aletleri.
- AA-DA veya DA-DA yardımcı güç kaynakları.

UCC28780 entegresi DoE Seviye VI ve EU CoC V5 Tier 2 gibi uluslararası verim standartlarına uyum sağlayan yüksek güç yoğunluklu AA-DA güç kaynakları üretimini sağlayan yüksek frekanslı aktif korumalı flyback dönüştürücü kontrolcüsüdür. Kullanıcı tarafından programlanabilir gelişmiş kontrol kuralları ile Si ve GaN yarı iletken anahtarlar kullanılabilir. GaN anahtar ile sürücüsünün bir arada bulunduğu anahtarlar için direkt çalışma olanağı sağlamaktadır [41].

Geniş çalışma aralığında gelişmiş otomatik kontrol teknikleri, adaptif ölü zaman optimizasyonu ve değişken anahtarlama frekansı kontrol kuralları ile sıfır gerilimde anahtarlama (SGA, ZVS) sağlamaktadır. Adaptif çok modlu kontrol kullanılarak çalışma durumu giriş ve çıkış şartlarına göre değişmektedir. UCC28780 entegresi gürültüyü engelleyerek yüksek verimde çalışma olanağı sağlamaktadır. 1 MHz'e kadar değişken anahtarlama frekansı ve programlanabilir aşırı güç koruması ile geniş giriş gerilimi aralığında termal tasarıma olanak sağlamaktadır. Pasif elemanların boyutları küçültülerek yüksek güç yoğunluğu sağlanmaktadır. [41]

UCC28780 VDS gerilimi okunabilir senkron doğrultucu kontrolcüsü ile çalışarak yüksek dönüştürücü verimi ve çok kompakt tasarımlar sağlamaktadır.

Pin Fonksiyonları

Entegrede bulunan pinlere ait işlevler madde madde aşağıda verilmektedir. Her pinin isminin yanında pin tipi parantez içinde belirtilecektir.

BUR (Giriş): Bu pin dönüştürücünün hafif yüklerde burst modunun seviyesinin programlamak için kullanılmaktadır. REF pini ile GND pini arasına bağlanan direnç bölücü yapısı ile dönüştürücünün burst moduna girmesi için pik akım seviyesini belirleyen gerilim değerini ayarlamaktadır. Ek olarak BUR pinine bağlanan dirençlerin Thevenin eşdeğeri (direnç bölücülerin paralel eşdeğeri) kullanılarak ayarlanan gerilim ile dönüştürücü düşük güç moduna girdiğinde pik akım seviyesini yükselterek yumuşak mod geçişi sağlamaktadır [41].

CS (Giriş): Bu pin akım okuması giriş pini olarak kullanılmaktadır. Bu pin akım okuma direncini ve hat kompanzasyon direncini ile birlikte kullanarak her bir anahtarlama çevriminde pik birincil akımını okur ve kontrolünü sağlar. Bu pine gelen akımın genliği, dönüştürücünün giriş gerilimi VS pin giriş sinyali ile orantılıdır. Giriş gerilim seviyesi yükseldiğinde hat kompanzasyon direnci ile gerilim oluşturarak aşırı güç korumasını (AGK, OPP) ayarlamaktadır [41].

FB (Giriş): Dönüştürücünün regülasyon çevrimi için gerekli olan geri besleme sinyalinin okunduğu pindir. Bu pin 4V gerilim çıkışı ile 0-75 μ A aralığında dönüştürücünün tam güç değerinden sıfır güç değerine kadar akım çıkışı sağlamaktadır [41].

GND (GND): Ground referansı ve kontrolcünün bütün sinyalleri için dönüş yolunu sağlayan pindir.

HVG (Çıkış): Yüksek gerilim gate pini başlangıç anında harici yarı iletken anahtarın gate pinini kontrol etmek için kullanılmaktadır ve anahtarlama düğüm noktasının gerilimini okumaktadır. GND pini ile arasına 2.2 nF bypass amacıyla seramik kapasite bağlanması gerekmektedir.

NTC (Giriş): Uzaktan sıcaklık ölçümü için gerekli olan harici NTC (negatif sıcaklık sabiti) tip termistör arayüzüdür. Bu pin düşük sinyal seviyesine çekilerek PWM sinyalinin kesilmesi sağlanır ve hata moduna giriş yapılır.

PWMH (Çıkış): PWMH pini lojik olarak çıkış sinyali üreterek yüksek bölgedeki (high side) koruma amacıyla kullanılan yarı iletken anahtarın gate pininin kontrolünü sağlamaktadır.

PWML (Çıkış): PWML pini lojik olarak çıkış sinyali üreterek düşük bölgedeki (low side) birincil yarı iletken anahtarın gate pininin kontrolünü sağlamaktadır.

RDM (Giriş): Düşük bölgedeki (low side) yarı iletken anahtarın sıfır gerilimde anahtarlanması (SGA, ZVS) için bu pinin GND ile arasına bağlanan direnç kullanılarak demanyetizasyon süresi programlanır. İlgili süre ile yüksek bölgedeki (high side) yarı iletken anahtarın iletim süresi kontrol edilir.

REF (Çıkış): 5V referans gerilim çıkışı sağlamaktadır. Bypass amacıyla GND ile arasına 0.1 μ F seramik kapasite bağlanması gerekmektedir. Bu referans iç devrenin beslemesi amacıyla kullanılmaktadır ve harici yükler için sınırlı akım sağlamaktadır.

RTZ (Giriş): GND ile arasına bağlanan direnç kullanılarak yüksek bölgedeki (high side) yarı iletken anahtarın kesim sinyali ile düşük bölgedeki (low side) yarı iletken anahtarın iletim sinyali arasındaki adaptif geçişi sağlamaktadır.

RUN (Çıkış): Dönüştürücü çalışma durumundayken bu çıkış pini lojik olarak yüksek seviye çıkış sinyali sağlamaktadır. Başlangıç anında ve bekleme durumlarında lojik olarak düşük seviyede çıkış sağlamaktadır. Statik güç tüketimini azaltmak için harici yarı iletken anahtar sürücülerini aktif ve pasif etmek için kullanılabilir. Bu pin lojik olarak yüksek seviyede çıkış verdikten 2.2 μ s sonra PWML pininden sinyal çıkışı alınabilir.

SET (Giriş): Bu pin birincil bölgedeki yarı iletken anahtarın GaN veya Si olması durumunu konfigüre etmek için kullanılmaktadır. Ayarlandığı yarı iletken anahtara göre ZVS kontrol çevrimi, ölü zaman ayarlaması ve koruma özellikleri ile ilgili parametreleri optimize eder. REF pinine bağlandığında Si anahtar, GND pinine bağlandığında ise GaN anahtar olarak ayarlanmaktadır.

SWS (Giriş): Normal çalışmada 0V değerine yakın olan anahtar düğüm gerilimini takip etmek için bu giriş pini kullanılmaktadır. Başlangıç anında bu pin VDD pinine içerden bağlanarak yüksek gerilim okuması ile başlangıç akımını sağlamaktadır.

VDD (Güç): Kontrolcünün besleme girişi olarak kullanılmaktadır. GND pini ile arasına kapasite konulmasına ihtiyaç duymaktadır.

VS (Giriş): Bu gerilim okuma pini transformatörün yardımcı sargısına gerilim bölücü dirençler ile bağlanmaktadır. Bu pin ve ilgili dirençler dönüştürücünün çıkış ve giriş gerilimlerini takip etmek için kullanılmaktadır.

Kontrolcüye Genel Bakış

UCC28780 daha yüksek güç yoğunluğu ve daha yüksek ortalama verim için gelişmiş kontrol yapısını kullanarak pasif elemanların boyutlarının önemli ölçüde azaltılmasını sağlayan geçiş modunda (GM, TM) çalışan aktif koruma devreli flyback dönüştürücü kontrolcüsüdür. Kontrolcü Si ve GaN yarı iletken anahtarlar için yarım köprü konfigürasyonunda çalışmayı sağlamaktadır ve 1 MHz frekans değerine kadar AA-DA dönüştürücüler için çalışma kabiliyetine sahiptir. Anahtar düğüm noktası ile SWS pini arasındaki bağlantıyı ZVS okuması için kullanarak yüksek bölgedeki yardımcı anahtarın iletim süresini kontrol etmektedir. Böylece ana anahtarın sıfır gerilimde anahtarlama (SGA, ZVS) ile anahtarlanmasını sağlamaktadır. Geniş çalışma aralığında uygun koşullar ile tam ve kısmi ZVS şartlarını sağlamaktadır. Elemanların tolerans değerleri, giriş / çıkış gerilim değişimleri ve sıcaklık değişimlerinden dolayı ZVS tekniğinin kullanılmama riskini yardımcı anahtarın iletim süresini ayarlayarak ortadan kaldırır [41].

PWML ile PWMH sinyalleri arasındaki ölü zaman süresini optimum şekilde kontrol ederek ZVS için gerekli olan enerjiyi minimize eder. Yumuşak anahtarlama topolojisi ile birlikte kullanılarak toplam sistem verimini arttırmaktadır. RTZ, RDM, BUR ve SET pinlerinin programlanma özelliği ile geniş çıkış gücü ve çalışma frekansı aralıklarında esneklik sağlamaktadır [41].

UCC28780 geniş yük ve giriş gerilimi aralıklarında dört farklı çalışma modunu kullanarak verimi yükseltmektedir. Adaptif genlik modülasyonu (AGM) yüksek yük seviyelerinde birincil pik akımı ayarlamaktadır. Adaptif burst modu (ABM) orta seviyeli ve hafif seviyeli yükler için her bir burst paketindeki vuruş sayısını modüle etmektedir. Çok hafif seviyeli yükler için düşük güç modu (DGM) her iki vuruşlu burst paketindeki birincil pik akımı azaltmaktadır. Bekleme modu (BM) yüksüz durumlar için kayıpları minimize etmektedir [41].

Geleneksel olarak kullanılan burst modu ile ilgili çıkış dalgalanması ve gürültü gibi olumsuz etkilerden kaçınırken UCC28780 burst modu kontrolü ile aktif koruma devreli flyback dönüştürücünün hafif yüklerde verimini maksimum değere yükseltmektedir. Burst kontrolü ile izin sinyali üretilerek RUN pini üzerinden dinamik olarak yarım köprü sürücünün statik akımı yönetilir ve ayrıca yardımcı anahtarın iletim

sinyali adaptif olarak kesilir. Bu fonksiyonlar kullanılarak yarım köprü sürücünün güç tüketimi yönetilebilir, dönüştürücünün hafif yüklerdeki verimi geliştirilebilir [41].

Geleneksel olarak kullanılan yüksek gerilimli direnç yerine UCC28780 SWS pini ile anahtarlama düğümü arasında harici yüksek gerilimli yarı iletken anahtar kullanarak VDD pini üzerinden başlangıç anında besleme gerilimini elde eder. Düşük güç tüketimi ile yüksek hızda başlangıç sağlanmaktadır. HVG pini anahtarın gate pinini kontrol ederek kayıpsız bir şekilde sıfır gerilimde anahtarlama (SGA, ZVS) sağlamaktadır. Böylece harici olarak okuma elemanlarına ihtiyaç duyulmamaktadır [41].

UCC28780 güvenilirliği arttırmak amacıyla çeşitli koruma özelliklerine sahiptir. Bu özellikler; dahili yumuşak anahtarlama, giriş ve çıkışın ani olarak kesilmesi, aşırı çıkış gerilimi, aşırı çıkış gücü, aşırı sıcaklık, aşırı anahtarlama akımı, kısa devre koruması ve pin kısa devre veya açık devre korumasıdır [41].

USB Güç Dağıtım Kontrolcüsü

Tasarlanan dönüştürücü farklı yük gerilimleri altında çalışma özelliğine sahiptir. Dönüştürücüde farklı gerilim değerlerine sahip USB Güç Dağıtım yükleri için Texas Ins. firmasına ait TPS25740B kodlu ürün kullanılmaktadır. İlgili ürün USB Güç Dağıtım 2.0 ile uyumlu olarak USB Tip-C için güç beslemesi sağlamaktadır. Harici olarak işlemci ve yazılım gereksinimine ihtiyaç duyulmadan kolay bir şekilde kullanılabilir. Kontrolcü dört farklı çıkış gerilimi için (5/9/15/20 VDA) flyback dönüştürücüye gelen geri besleme gerilim bölücülerini ayarlayarak dört farklı çıkış gerilimi için yük beslemesi sağlamaktadır. Kontrolcüde aşırı gerilim koruması, aşırı akım koruması, elektrostatik deşarj koruması, düşük gerilimde kendini korumaya alma özelliği ve sıcaklık koruması bulunmaktadır. Flyback dönüştürücünün çıkışında yük beslemesi için bulunan yarı iletken anahtarı kontrol ederek güvenilir bir şekilde yüklerin beslenmesini sağlamaktadır.

Bir önceki bölümde teorik hesaplamaları verilen tasarım optimizasyonu için hacim, maliyet ve verim kısıtları altında üç farklı tasarım yapılmıştır. Tasarımlara ait sonuçlar ayrı ayrı verilerek incelenmiştir. Çizelge 4.2'de optimizasyon öncesi tasarım parametrelerine ait veriler verilmiştir.

Çizelge 4.2 : Tasarım öncesi optimizasyon parametreleri.

Parametre	Nicelik	Değer
V _{GİRİŞ_EFF}	AA Giriş Gerilimi Etkin Değeri	230 VAA
I _{GİRİŞ_EFF}	AA Maksimum Giriş Akımı Etkin Değeri	0.2826 A
V _{ÇIKIŞ}	DA Çıkış Gerilimi	5/9/15/20 VDA
I _{ÇIKIŞ}	DA Maksimum Çıkış Akımı	3.25 A
P _{ÇIKIŞ}	Maksimum Çıkış Gücü	65 W
T _{ORT}	Ortam Sıcaklığı	60°C
ΔT	Sıcaklık Değişimi	30°C
f _s	Anahtarlama Frekansı Aralığı	50-800 kHz
D _{MİN}	En Küçük Doluluk Oranı	%33.96
L _{MIK}	Mıknatıslanma Endüktansı	0.7551 mH
a ₁	Çıkış için Transformator Dönüştürme Oranı	8
a _{AUX1}	Yardımcı Sargı 1 için Dönüştürme Oranı	4
a _{AUX2}	Yardımcı Sargı 2 için Dönüştürme Oranı	2

4.1 Hacim Kısıtı Altında Optimizasyon

Hacim kısıtı olarak transformatorün hacmi referans alınmaktadır. Algoritmada kullanılan amaç fonksiyonu katsayıları transformator için verim %40, hacim %50 ve maliyet %10 olarak tercih edilmektedir. Anahtarlar için verim %20 ve maliyet %80 olarak tercih edilmektedir. Diyot için ise verim %20 ve maliyet %80 olarak tercih edilmektedir.

Yapılan tasarım optimizasyonu ile optimum amaç fonksiyonu 0.37367 değerinde ve optimum frekans ise 227.46 kHz değerinde elde edilmektedir. Optimum amaç fonksiyonu için dönüştürücünün verimi % 93.83 olmaktadır. Maliyet \$16.13 değerinde elde edilmektedir.

Parçacık sürüsü optimizasyon yöntemi kullanılarak optimize edilen aktif korumalı flyback dönüştürücü tasarımına ait sonuçlar incelenerek paylaşılmaktadır.

Çizelge 4.3'te optimizasyon sonucu elde edilen transformator tasarımına ait veriler verilirken, Çizelge 4.4 ve Çizelge 4.5'te optimizasyon sonucu seçilen anahtar ve yardımcı anahtara ait bilgiler verilmektedir. Çizelge 4.6'da optimizasyon sonucu seçilen senkron doğrultucuya ait bilgiler verilmektedir. Çizelge 4.6'da seçilen diyot SiC olduğundan dolayı ters toparlanma güç kaybı 0 W olarak hesaplanmaktadır.

Çizelge 4.3 : Hacim kısıtı altında optimum transformatör parametreleri.

Transformatör Nüvesi	Birincil Sargı Sarım Sayısı	İkincil Sargı Sarım Sayısı	Yardımcı Sargı 1 Sarım Sayısı	Yardımcı Sargı 2 Sarım Sayısı	Bakır Kaybı (mW)	Çekirdek Kaybı (mW)	Toplam Kayıp (mW)	Maks. İzin Verilen Kayıp (mW)
3C94, E-25/13/7	67	9	36	18	160.465	50.267	210.732	864.6

Çizelge 4.4 : Hacim kısıtı altında optimum ana anahtar parametreleri.

Ana Anahtar	İletim Kaybı (mW)	Anahtarlama Kaybı (W)	Kapı Kaybı (mW)	Ters Toparlanma Kaybı (mW)	Toplam Kayıp (W)
NV6117	59.871	1.240	0	0	1.299

Çizelge 4.5 : Hacim kısıtı altında optimum yardımcı anahtar parametreleri.

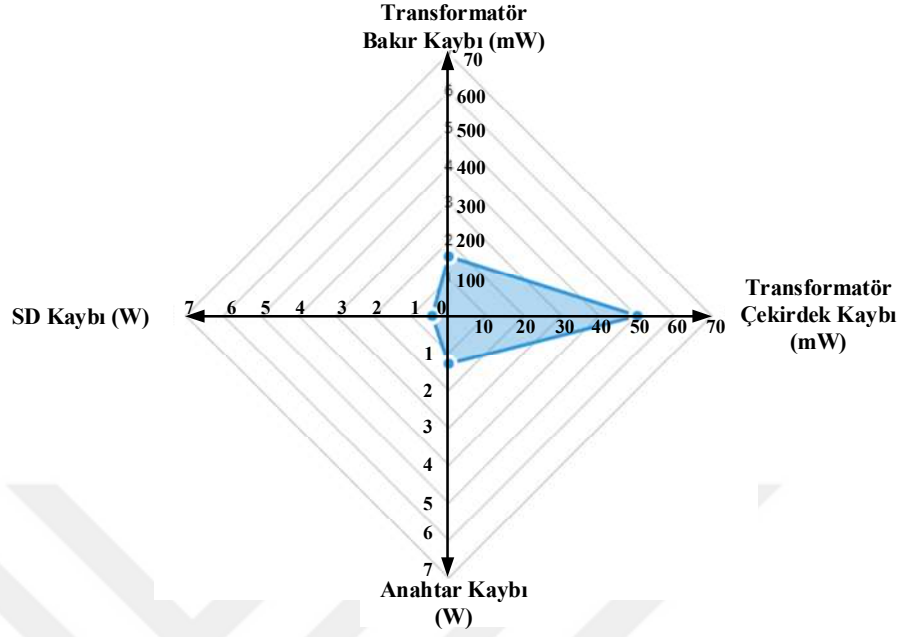
Aktif Koruma Yardımcı Anahtar	İletim Kaybı (mW)	Anahtarlama Kaybı (W)	Kapı Kaybı (mW)	Ters Toparlanma Kaybı (mW)	Toplam Kayıp (W)
NV6115	0.306	1.240	0	0	1.240

Çizelge 4.6 : Hacim kısıtı altında optimum senkron doğrultucu parametreleri.

Senkron Doğrultucu	İletim Kaybı (mW)	Anahtarlama Kaybı (mW)	Kapı Kaybı (mW)	Ters Toparlanma Kaybı (mW)	Toplam Kayıp (W)
BSC093N15NS5	310.015	128.593	0	0	0.438

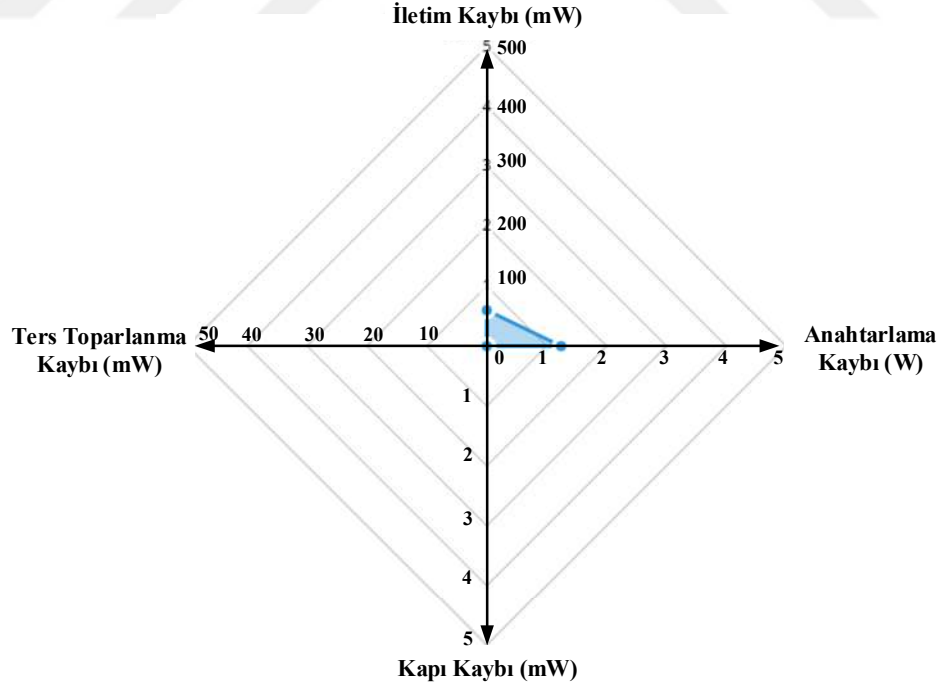
Yapılan tasarımlar içerisinde her bir frekans için ilgili frekanstaki transformatör, anahtar ve diyot elemanları hacim, maliyet ve güç kayıpları bakımından incelenerek en optimum elemanlar tercih edilmektedir. Optimizasyon sonucu transformatör olarak 3C94, E-25/13/7 kodlu nüve, ana anahtar ve yardımcı anahtar olarak NV6117 ve NV6115 kodlu ürünler ve senkron doğrultucu olarak BSC093N15NS5 kodlu ürün seçilmektedir. Şekil 4.3, Şekil 4.4 ve Şekil 4.5 ile tasarım optimizasyonu yapılan flyback dönüştürücünün transformatör, anahtar ve senkron doğrultucu elemanlarına ait kayıp güç değerlerinin radar tablosu olarak gösterimi sırasıyla verilmektedir. Toplam güç kaybı içerisindeki en büyük kayıp değeri anahtarlarda meydana gelmektedir. En küçük kayıp değeri ise transformatörde meydana gelmektedir. Anahtar için bakıldığında anahtarlama kaybının önemli ölçüde diğer kayıplara baskın olduğu ifade edilebilir. Aktif koruma devresi kullanıldığında flyback dönüştürücüdeki ana anahtar sıfır gerilimde anahtarlama (SGA, ZVS) ile iletme girdiğinden anahtarlama kaybı büyük miktarda azalmaktadır.

Toplam Kayıp



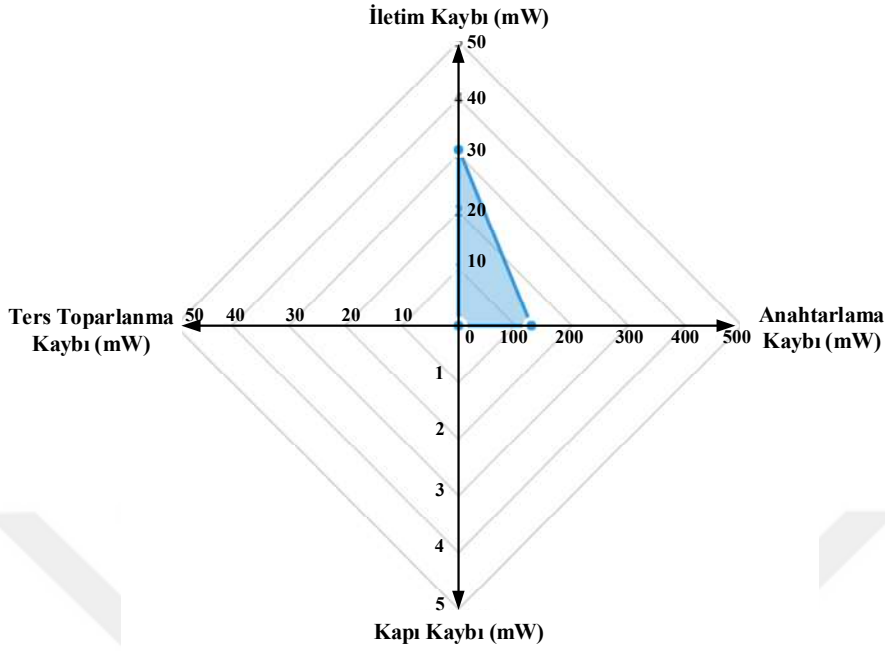
Şekil 4.3 : Hacim kısıtı altında optimum dönüştürücüye ait toplam kayıp.

Anahtar Kaybı



Şekil 4.4 : Hacim kısıtı altında optimum dönüştürücüye ait anahtar kaybı.

SD Kaybı



Şekil 4.5 : Hacim kısıtı altında optimum dönüştürücüye ait senkron doğrultucu kaybı.

4.2 Maliyet Kısıtı Altında Optimizasyon

Algoritmada kullanılan amaç fonksiyonu katsayıları transformatör için verim %40, hacim %50 ve maliyet %10 olarak tercih edilmektedir. Anahtarlar için verim %20 ve maliyet %80 olarak tercih edilmektedir. Diyot için ise verim %20 ve maliyet %80 olarak tercih edilmektedir.

Yapılan tasarım optimizasyonu ile optimum amaç fonksiyonu 0.47882 değerinde ve optimum frekans ise 174.873 kHz değerinde elde edilmektedir. Optimum amaç fonksiyonu için dönüştürücünün verimi % 94.86 olmaktadır. Maliyet \$14.92 değerinde elde edilmektedir.

Parçacık sürüsü optimizasyon yöntemi kullanılarak optimize edilen aktif korumalı flyback dönüştürücü tasarımına ait sonuçlar incelenerek paylaşılmaktadır.

Çizelge 4.7’de optimizasyon sonucu elde edilen transformatör tasarımına ait veriler verilirken, Çizelge 4.8 ve Çizelge 4.9’da optimizasyon sonucu seçilen ana anahtar ve yardımcı anahtara ait bilgiler verilmektedir. Çizelge 4.10’da optimizasyon sonucu seçilen diyota ait bilgiler verilmektedir. Çizelge 4.10’da seçilen diyot SiC olduğundan dolayı ters toparlanma güç kaybı 0 W olarak hesaplanmaktadır.

Çizelge 4.7 : Maliyet kısıtı altında optimum transformatör parametreleri.

Transformatör Nüvesi	Birincil Sargı Sarım Sayısı	İkincil Sargı Sarım Sayısı	Yardımcı Sargı 1 Sarım Sayısı	Yardımcı Sargı 2 Sarım Sayısı	Bakır Kaybı (mW)	Çekirdek Kaybı (mW)	Toplam Kayıp (mW)	Maks. İzin Verilen Kayıp (W)
3F36, E-35/18/10	106	14	56	28	344.663	25.790	370.453	1.420

Çizelge 4.8 : Maliyet kısıtı altında optimum ana anahtar parametreleri.

Ana Anahtar	İletim Kaybı (mW)	Anahtarlama Kaybı (W)	Kapı Kaybı (mW)	Ters Toparlanma Kaybı (mW)	Toplam Kayıp (W)
GS-065-004-1-L	89.450	1.132	0	0	1.221

Çizelge 4.9 : Maliyet kısıtı altında optimum yardımcı anahtar parametreleri.

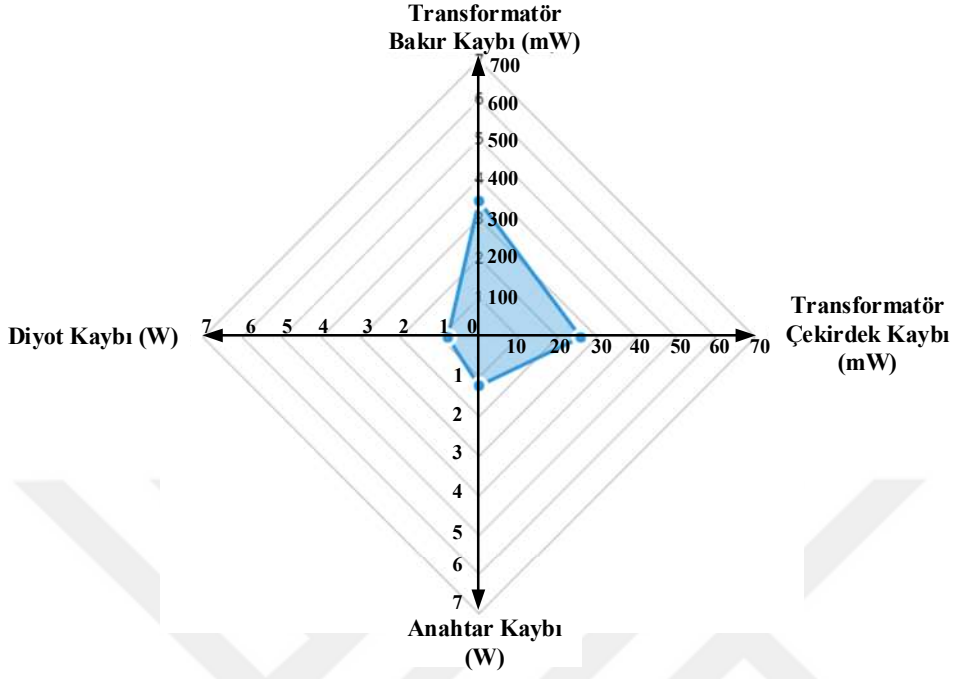
Aktif Koruma Yardımcı Anahtar	İletim Kaybı (mW)	Anahtarlama Kaybı (W)	Kapı Kaybı (mW)	Ters Toparlanma Kaybı (mW)	Toplam Kayıp (W)
GS-065-004-1-L	0.316	1.132	0	0	1.132

Çizelge 4.10 : Maliyet kısıtı altında optimum diyot parametreleri.

Diyot	İletim Kaybı (W)	Anahtarlama Kaybı (mW)	Ters Toparlanma Kaybı (mW)	Toplam Kayıp (W)
IDH06G65C6	0.664	128.593	0	0.793

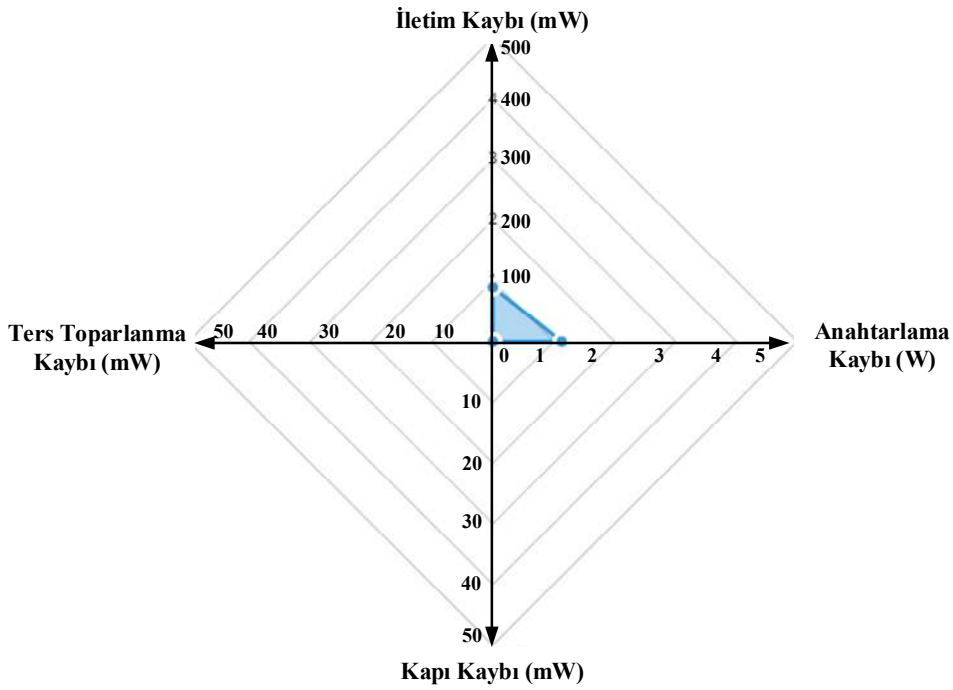
Yapılan tasarımlar içerisinde her bir frekans için ilgili frekanstaki transformatör, anahtar ve diyot elemanları hacim, maliyet ve güç kayıpları bakımından incelenerek en optimum elemanlar tercih edilmektedir. Optimizasyon sonucu transformatör olarak 3F36, E-35/18/10 nüvesi, ana anahtar ve yardımcı anahtar olarak GS-065-004-1-L kodlu ürün ve diyot olarak IDH06G65C6 kodlu ürün seçilmektedir. Şekil 4.6, Şekil 4.7 ve Şekil 4.8 ile tasarım optimizasyonu yapılan flyback dönüştürücünün transformatör, anahtar ve diyot elemanlarına ait kayıp güç değerlerinin radar tablosu olarak gösterimi sırasıyla verilmektedir. Toplam güç kaybı içerisindeki en büyük kayıp değeri önceki tasarıma benzer olarak diyotlarda meydana gelmektedir. En küçük kayıp değeri ise transformatörde meydana gelmektedir. Diyot grafiğine bakıldığında, iletim kaybının diğer kayıplara göre daha baskın olduğu görülmektedir. Anahtar için bakıldığında anahtarlama kaybının önemli ölçüde diğer kayıplara baskın olduğu ifade edilebilir. Kayıp hesaplamaları yapılırken anahtarlar için aktif koruma devresi dikkate alınmamıştır. Aktif koruma devresi kullanıldığında flyback dönüştürücüdeki ana anahtar sıfır gerilimde anahtarlama (SGA, ZVS) ile iletme girdiğinden anahtarlama kaybı büyük miktarda azalacaktır.

Toplam Kayıp



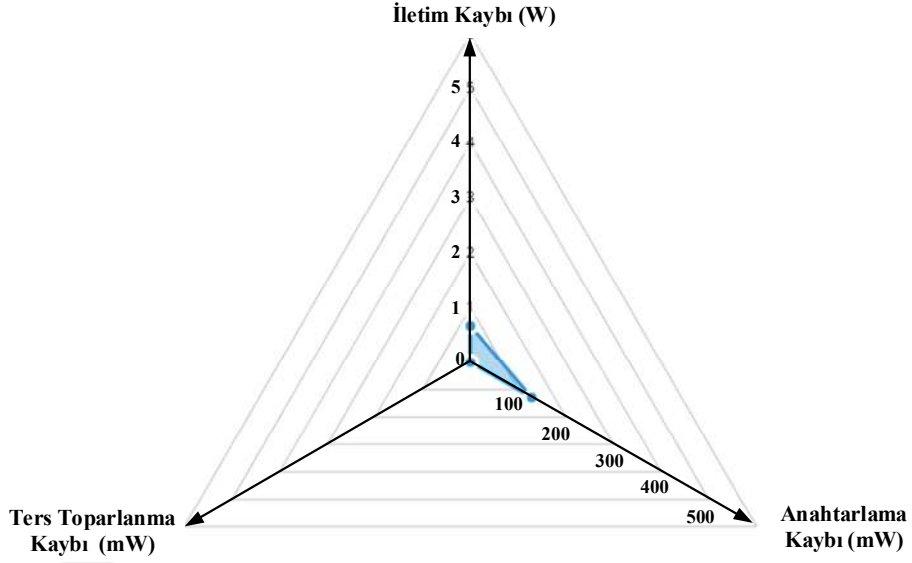
Şekil 4.6 : Maliyet kısıtı altında optimum dönüştürücüye ait toplam kayıp.

Anahtar Kaybı



Şekil 4.7 : Maliyet kısıtı altında optimum dönüştürücüye ait anahtar kaybı.

Diyot Kaybı



Şekil 4.8 : Maliyet kısıtı altında optimum dönüştürücüye ait diyot kaybı.

4.3 Verim Kısıtı Altında Optimizasyon

Algoritmada kullanılan amaç fonksiyonu katsayıları transformatör için verim %60, hacim %10 ve maliyet %30 olarak tercih edilmektedir. Anahtarlar için verim %50 ve maliyet %50 olarak tercih edilmektedir. Diyot için ise verim %50 ve maliyet %50 olarak tercih edilmektedir.

Yapılan tasarım optimizasyonu ile optimum amaç fonksiyonu 0.35813 değerinde ve optimum frekans ise 152.341 kHz değerinde elde edilmektedir. Optimum amaç fonksiyonu için dönüştürücünün verimi % 95.61 olmaktadır. Maliyet \$16.75 değerinde elde edilmektedir.

Parçacık sürüsü optimizasyon yöntemi kullanılarak optimize edilen aktif korumalı flyback dönüştürücü tasarımına ait sonuçlar incelenerek paylaşılmaktadır.

Çizelge 4.11’de optimizasyon sonucu elde edilen transformatör tasarımına ait veriler verilirken, Çizelge 4.12 ve Çizelge 4.13’te optimizasyon sonucu seçilen ana anahtar ve yardımcı anahtara ait bilgiler verilmektedir. Çizelge 4.14’te optimizasyon sonucu seçilen diyota ait bilgiler verilmektedir. Çizelge 4.14’te seçilen diyot SiC olduğundan dolayı ters toparlanma güç kaybı 0 W olarak hesaplanmaktadır.

Çizelge 4.11 : Verim kısıtı altında optimum transformatör parametreleri.

Transformatör Nüvesi	Birincil Sargı Sarım Sayısı	İkincil Sargı Sarım Sayısı	Yardımcı Sargı 1 Sarım Sayısı	Yardımcı Sargı 2 Sarım Sayısı	Bakır Kaybı (mW)	Çekirdek Kaybı (mW)	Toplam Kayıp (mW)	Maks. İzin Verilen Kayıp (W)
3F36, E-42/21/10	106	14	56	28	100.663	30.898	131.561	1.420

Çizelge 4.12 : Verim kısıtı altında optimum ana anahtar parametreleri.

Ana Anahtar	İletim Kaybı (mW)	Anahtarlama Kaybı (W)	Kapı Kaybı (mW)	Ters Toparlanma Kaybı (mW)	Toplam Kayıp (W)
NV6123	79.363	1.034	0	0	1.113

Çizelge 4.13 : Verim kısıtı altında optimum yardımcı anahtar parametreleri.

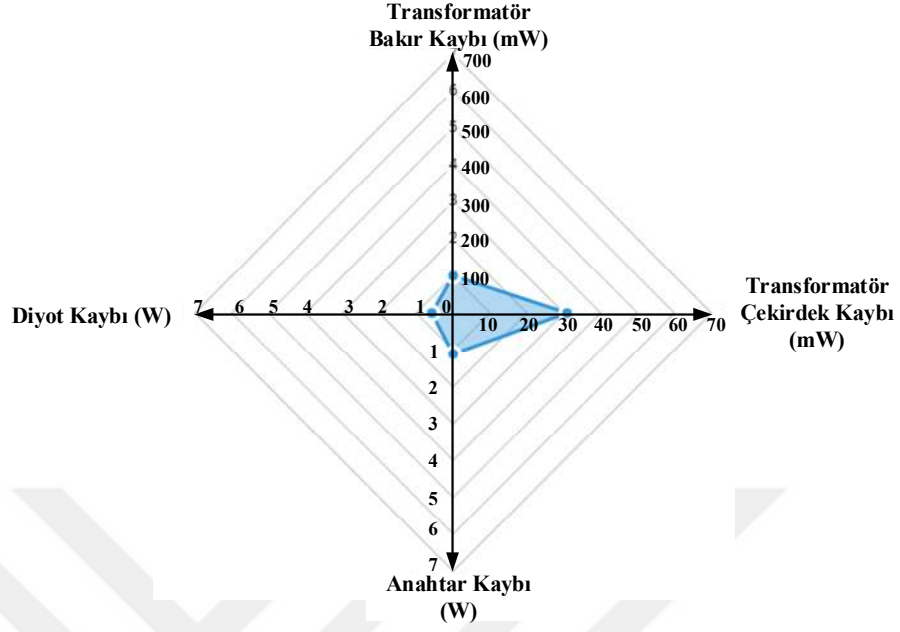
Aktif Koruma Yardımcı Anahtar	İletim Kaybı (mW)	Anahtarlama Kaybı (W)	Kapı Kaybı (mW)	Ters Toparlanma Kaybı (mW)	Toplam Kayıp (W)
NV6115	0.133	1.034	0	0	1.034

Çizelge 4.14 : Verim kısıtı altında optimum diyot parametreleri.

Diyot	İletim Kaybı (W)	Anahtarlama Kaybı (mW)	Ters Toparlanma Kaybı (mW)	Toplam Kayıp (W)
GE06MPS06E	0.537	42.329	0	0.579

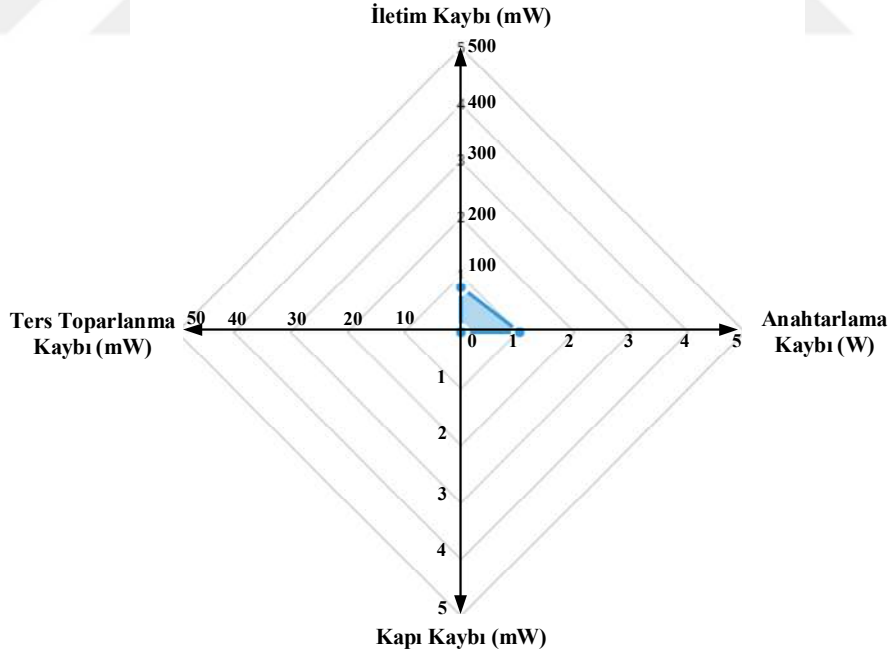
Yapılan tasarımlar içerisinde her bir frekans için ilgili frekanstaki transformatör, anahtar ve diyot elemanları hacim, maliyet ve güç kayıpları bakımından incelenerek en optimum elemanlar tercih edilmektedir. Optimizasyon sonucu transformatör olarak 3F36, E-42/21/10 nüvesi, ana anahtar ve yardımcı anahtar olarak NV6123 ve NV6115 kodlu ürün ve diyot olarak GE06MPS06E kodlu ürün seçilmektedir. Şekil 4.9, Şekil 4.10 ve Şekil 4.11 ile tasarım optimizasyonu yapılan flyback dönüştürücünün transformatör, anahtar ve diyot elemanlarına ait kayıp güç değerlerinin radar tablosu olarak gösterimi sırasıyla verilmektedir. Toplam güç kaybı içerisindeki en büyük kayıp değeri diyotlarda meydana gelmektedir. En küçük kayıp değeri ise transformatörde meydana gelmektedir. Diyot grafiğine bakıldığında, iletim kaybının diğer kayıplara göre daha baskın olduğu görülmektedir. Anahtar için bakıldığında anahtarlama kaybının önemli ölçüde diğer kayıplara baskın olduğu ifade edilebilir. Kayıp hesaplamaları yapılırken anahtarlar için aktif koruma devresi dikkate alınmamıştır. Aktif koruma devresi kullanıldığında flyback dönüştürücüdeki ana anahtar sıfır gerilimde anahtarlama (SGA, ZVS) ile iletme girdiğinden anahtarlama kaybı büyük miktarda azalacaktır.

Toplam Kayıp



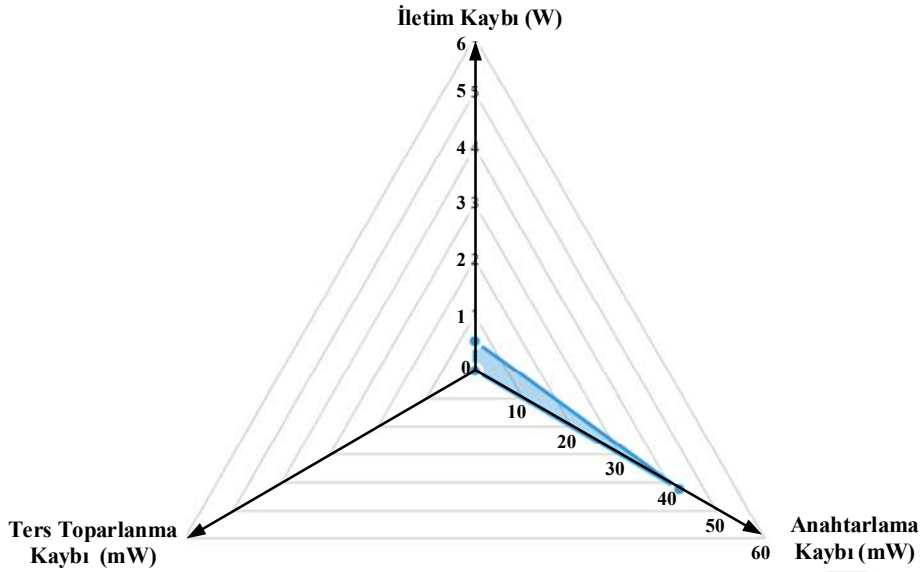
Şekil 4.9 : Verim kısıtı altında optimum dönüştürücüye ait toplam kayıp.

Anahtar Kaybı



Şekil 4.10 : Verim kısıtı altında optimum dönüştürücüye ait anahtar kaybı.

Diyot Kaybı



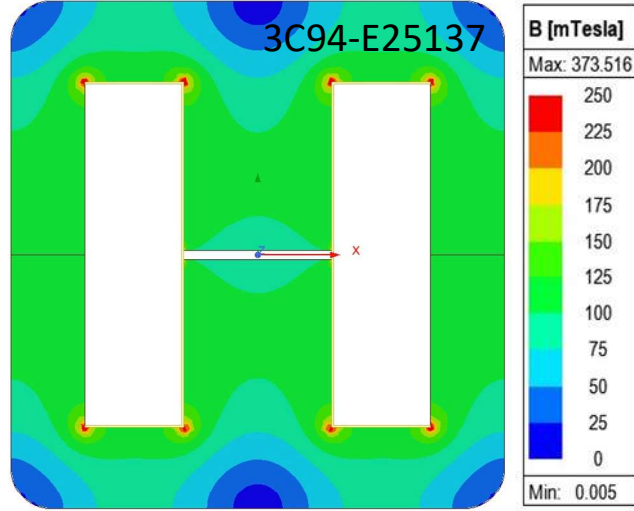
Şekil 4.11 : Verim kısıtı altında optimum dönüştürücüye ait diyot kaybı.

Parçacık sürüsü optimizasyonu (PSO) yöntemi kullanılarak hacim, maliyet ve verim kısıtları altında üç ayrı tasarım yapılmıştır. Yapılan tasarımlar içerisinde hacim kısıtı altında elde edilen optimum tasarım gerçekleştirilmek üzere tercih edilmiştir. Seçilen tasarıma ait dönüştürücü ile ilgili benzetim çalışmaları ve deneysel çalışmalar yapılmıştır.

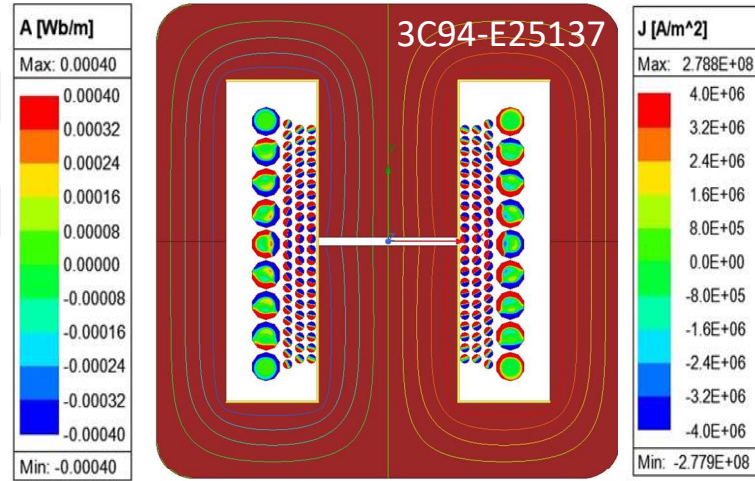
4.4 Uygulaması Yapılan Tasarıma Ait Transformatörün Manyetik Analiz

Sonuçları

Tasarım uygulaması yapılacak olan hacim kısıtı altında optimizasyon sonucu elde edilen transformatör elemanı için Ansys programı ile geçici çözüm yöntemi kullanılarak manyetik analiz yapılmıştır. Transformatör olarak çözümde elde edilen 3C94, E-25/13/7 ürünü analizde kullanılmıştır. Analiz sonucunda B manyetik akı yoğunluğu (mT), J akım yoğunluğu (A/m^2) ve akı dağılımı (Wb/m) büyüklükleri elde edilmiştir. Teorik olarak hesaplanan değerler yapılan manyetik analiz ile doğrulanmıştır. Şekil 4.15 ve Şekil 4.16 ile analiz sonucunda elde edilen manyetik akı yoğunluğu ile manyetik akı dağılımı ve akım yoğunluğu grafikleri sırasıyla verilmiştir.



Şekil 4.12 : Seçilen transformatör için manyetik akı yoğunluğu.



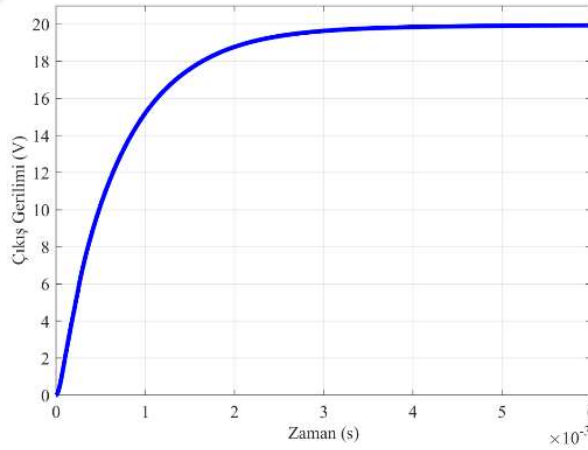
Şekil 4.13 : Seçilen transformatör için manyetik akı dağılımı ve akım yoğunluğu.

Tasarım optimizasyon algoritmasında teorik hesaplamalarda ΔB_{maks} değeri 65 mT alınmış, birincil ve ikincil sargılar için 44 AWG iletken paralel bağlantı yapılarak kullanılmıştır. Teorik hesaplamalarda hava aralığından kaynaklı manyetik kayıpların analizi yapılamadığından ve manyetik malzemenin B-H karakteristiğinin verimli bir şekilde kullanılamamasından dolayı analiz çalışması gerçeğe daha yakın sonuçlar vermektedir. Birincil sargılar 67 sarım, 64 paralel bağlantılı yapıya sahip olduğundan 3 katmanlı (22, 22 ve 23 sarım) şekilde dizilmiştir. İkincil sargı ise 9 sarım ve 647 paralel bağlantıya sahip olduğundan tek katmanda dizilmiştir. Akı dağılımına bakıldığında nüve üzerindeki manyetik alan çizgilerinin düzgün dağılıma sahip olduğu ve hava aralığında saçaklanma etkisinden dolayı dağılımın düzgün olmadığı

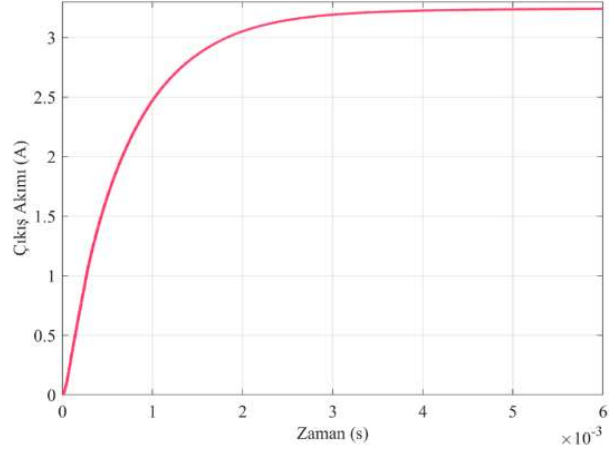
görülmektedir. İletkenlerin akım yoğunluklarına bakıldığında ise hava aralığına referans olarak akım bölgelerinin değiştiği gözlemlenmektedir.

4.5 Uygulaması Yapılan Tasarıma Ait Benzetim Sonuçları

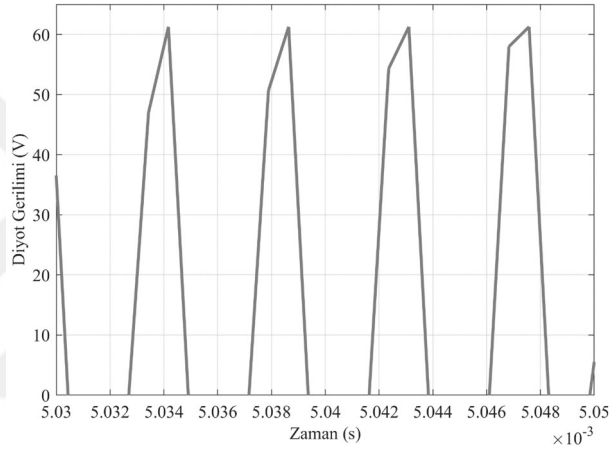
Meta-sezgisel optimizasyon yöntemlerinden parçacık sürüsü optimizasyonu (PSO) ile tasarımı yapılan aktif korumalı USB yükleri beslemesi için kullanılacak olan flyback dönüştürücüye ait benzetim sonuçları PSIM ortamında elde edilmiştir. Dönüştürücüye ait çıkış gerilimi, çıkış akımı, diyot gerilimi, ana anahtar gerilimi, birincil sargı akımı ve ikincil sargı akımı eğrileri sırasıyla Şekil 4.14, Şekil 4.15, Şekil 4.16, Şekil 4.17, Şekil 4.18 ve Şekil 4.19’da verilmektedir. Benzetim uygulanırken aktif koruma devresi kullanılmadan sonuçlar elde edilmiştir. Bundan dolayı aktif koruma devresi uygulandığında ana anahtar sıfır gerilimde anahtarlama (SGA, ZVS) ile ilettime gireceğinden anahtarlama kaybı büyük oranda azalacaktır. Eğriler incelendiğinde elde edilen değerlerin, tasarım sırasında önceki bölümlerde verilen teorik hesaplamalarla eşleştiği görülmektedir.



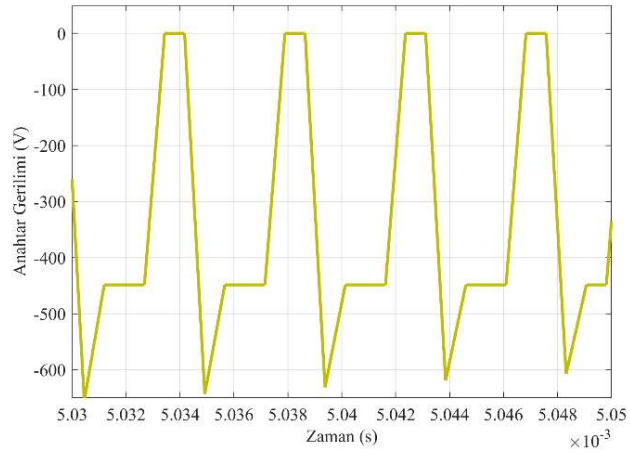
Şekil 4.14 : Seçilen tasarıma ait çıkış gerilimi.



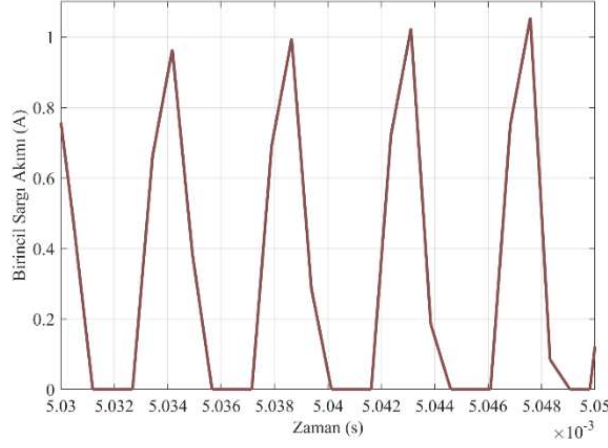
Şekil 4.15 : Seçilen tasarıma ait çıkış akımı.



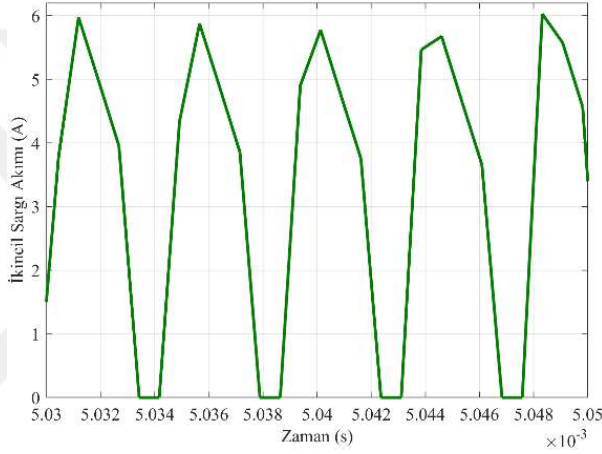
Şekil 4.16 : Seçilen tasarıma ait diyot gerilimi.



Şekil 4.17 : Seçilen tasarıma ait ana anahtar gerilimi.



Şekil 4.18 : Seçilen tasarıma ait birincil sargı akımı.



Şekil 4.19 : Seçilen tasarıma ait ikincil sargı akımı.

Benzetim çalışması sonucu elde edilen eğrilere bakıldığında Şekil 4.14 için çıkış geriliminin 20V değerine oturduğu ve kararlı hale geçtiği görülmektedir. Şekil 4.15 için çıkış akımınının 3.25A değerine gerilim ile aynı sürede yükseldiği ve kararlı hale geçtiği görülmektedir. Şekil 4.16'da verilen ikincil sargı bölümündeki diyot gerilim grafiği incelendiğinde, diyotun en yüksek 60V mertebesinde gerilime maruz kaldığı çıkarımı yapılmaktadır. Şekil 4.17'de ana anahtar gerilim grafiği verilmektedir. Grafik incelendiğinde ana anahtarın aktif korum devresi kullanılmadığı durumda yaklaşık 600V gerilim değerine maruz kaldığı görülmektedir. Şekil 4.18 ve Şekil 4.19 ile verilen birincil ve ikincil sargı akımlarına ait grafikler incelendiğinde akımların arasında transformatör dönüştürme oranı kadar bir fark olduğu elde edilmektedir. Benzetim çalışmaları için dönüştürücü sürekli iletim modunda çalıştırıldığından dolayı sargı akımları arasında boşluk oluşmamaktadır. Tasarım süresince hesaplamalar

sonucu elde edilen değerler ile kıyaslandığında benzetim çalışması sonuçları benzer değerler göstermektedir.

4.6 Optimum Tasarımın PCB Devre Olarak Gerçeklenmesi

Aktif korumalı flyback dönüştürücüye ait tasarım değerleri önceki bölümlerde elde edilmektedir. Dönüştürücüde kontrolcü olarak aktif korumalı devre ile kullanılabilen, yüksek anahtarlama frekanslarına (1 MHz'e kadar) ıkabilen ve GaN yarı iletkenli anahtarlar ile çalışabilen TI firmasına ait UCC28780 yüksek frekanslı aktif korumalı flyback dönüştürücü tümdevresi kullanılmıştır. Kontrolcünün işlevselliği ile aktif koruma devresindeki yardımcı anahtarın kontrol işareti üretilerek, ana anahtarın sıfır gerilimde anahtarlama (SGA, ZVS) ile çalışması sağlanmaktadır. Kontrolcü yumuşak anahtarlama (YA, SS) tekniğini kullanarak dönüştürücünün başlangıç anında veriminin yükseltilmesini sağlar, NTC tip termistör okuması özelliği sayesinde de sıcaklık ölümünün yapılmasına olanak tanır. Ayrıca, kontrolcü aşırı gerilim, aşırı akım, kısa devre ve aşırı sıcaklık korumalarına sahiptir. Dönüştürücüde kullanılan olan anahtarlar GaN yarı iletkenli olup tümdevre içerisinde sürme devresini de barındırmaktadır. Tasarıma opsiyonel olarak çıkış tarafında bulunan diyot yerine yarı iletken anahtar kullanılarak g kayıp değerinin azaltılması sağlanmaktadır. Dönüştürücü ıkış gerilimi değerleri USB konnektöre bağlanan yüke göre ayarlanarak değişmektedir. Dönüştürücü 5V/9V/15V/20V gerilim değerlerinde çalışabilmektedir. Yük gerilimine göre ayarlanabilen gerilim değerleri USB g dağıtımı (PD) kontrolcüsü ile sağlanmaktadır. USB kontrolcüsü çıkıştaki yükü algılayarak flyback dönüştürücü kontrolcüsüne bağlanan gerilim bölücü oranını değiştirerek uygun gerilim üretilmesini sağlamaktadır. Farklı ıkış gerilim seviyeleri bulunduğundan verimin arttırılması için iki adet yardımcı sargı kullanılmaktadır. Yardımcı sargılardan birisi düşük gerilim değerlerinde 5V ile 9V'ta çalışırken diğer sargı 15V ile 20V değerlerinde çalışmaktadır.

Aktif koruma devresi için kullanılan yardımcı anahtarın kontrol işareti, yardımcı anahtarın toprak referansının devrenin toprak referansından farklı gerilim seviyesinde olduğundan dolayı izole edilmelidir. Kontrol işaretinin yalıtımı harici bir tümdevre ile sağlanarak yardımcı anahtarın düşün bir şekilde çalışması sağlanır.

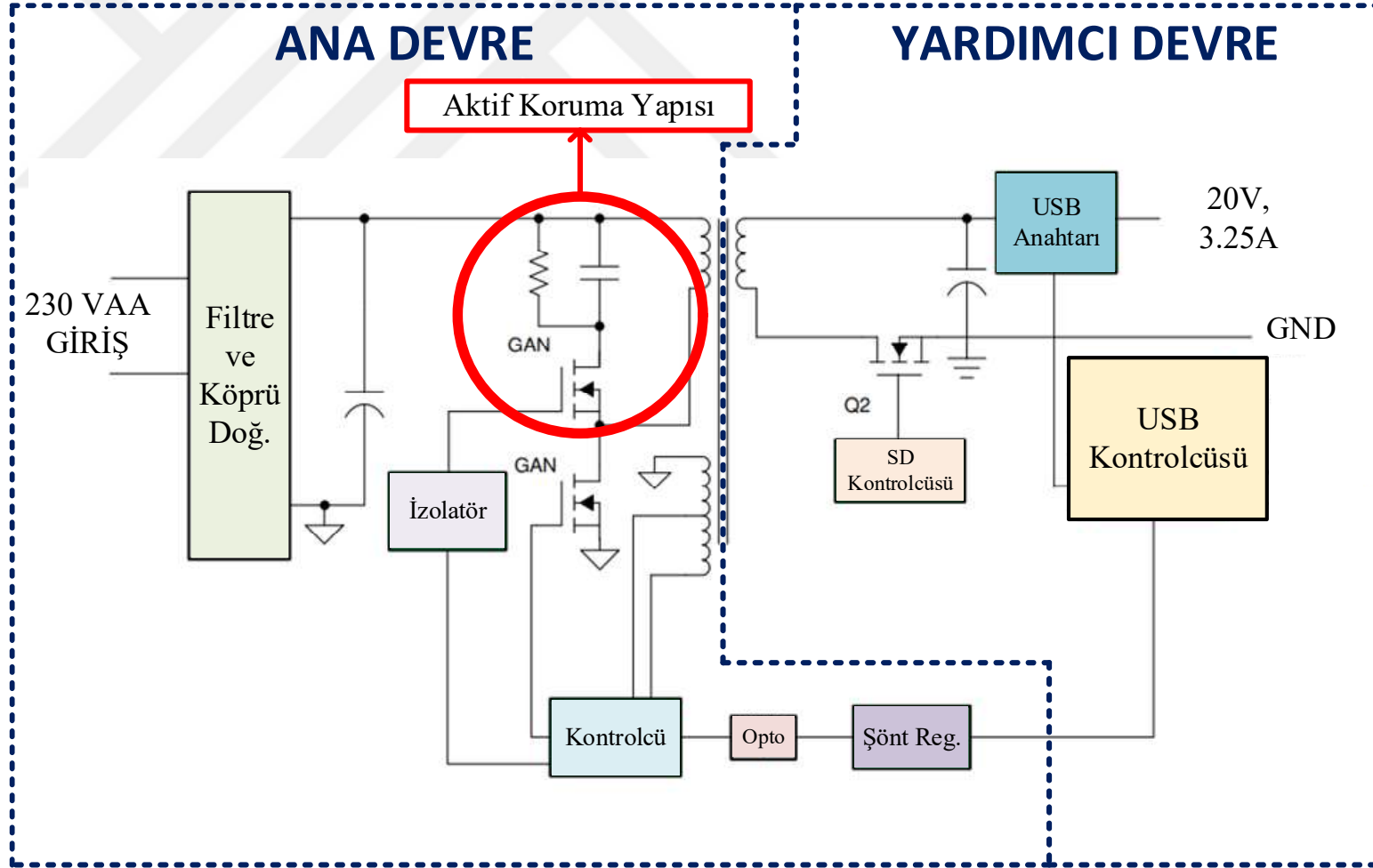
Baskı devre tasarımı yapılırken dönüştürücünün hacminin azaltılması amacıyla dönüştürücü, iki ayrı devre kullanılarak oluşturulmaktadır. Birinci devre ana flyback

devresi diğer devre ise yardımcı flyback devresi olarak isimlendirilmektedir. Birinci devrede transformatörün kendisi ile birincil bölümüne ait elemanlar bulunurken diğer devrede transformatörün ikincil bölümüne ait elemanlar bulunmaktadır. Devreler birbirlerine devre üzeri kolay çıkartılıp takılabilen bağlantı elemanları ile bağlanmaktadır.

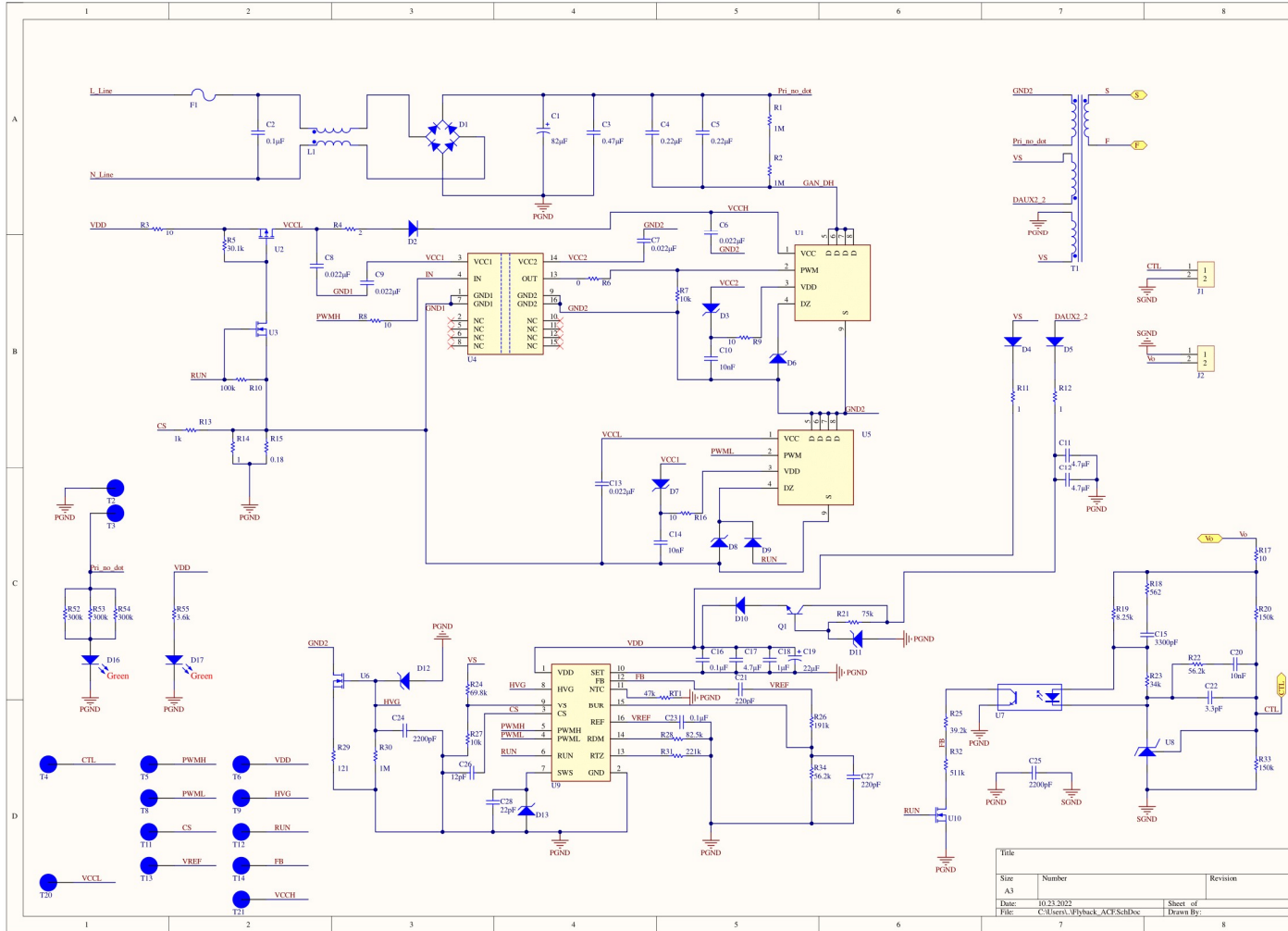
Devrelerin akım taşıma kapasitelerini karşılaması için PCB akım hesaplama programları kullanılarak PCB devredeki iletken kalınlığı belirlenmiştir. Bazı katmanlarda 2 oz kalınlığında Cu iletken kullanım ihtiyacı olduğu görülmüştür. Üreticilerle görüşülerek ilgili iletken kalınlığının kullanılması sağlanmıştır.

Uygulaması yapılan aktif korumalı flyback dönüştürücüye ait devre mimarisi Şekil 4.20 ile gösterilmektedir. Dönüştürücüye ait kullanılan önemli elemanlar mimaride gösterilerek birbirleri ile olan bağlantıları da verilmektedir. Şekilde dönüştürücüye ait ana devrede ve yardımcı devrede bulunan elemanlar belirtilmektedir.

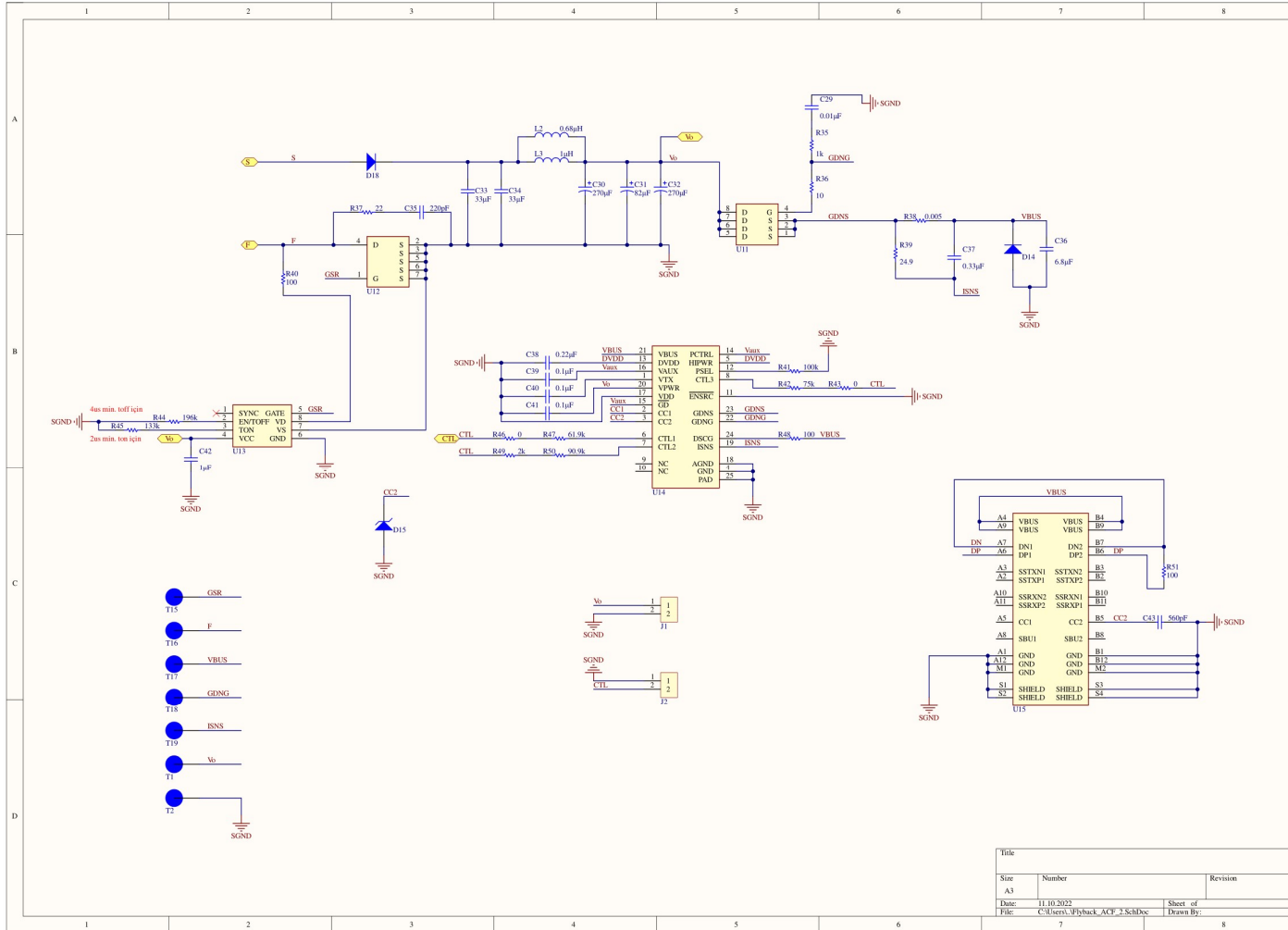
Dönüştürücüye ait şematik sayfaları ve katmanlara ait bilgiler, Şekil 4.21, Şekil 4.22, Şekil 4.23, Şekil 4.24, Şekil 4.25, Şekil 4.26, Şekil 4.27, Şekil 4.28, Şekil 4.29 ve Şekil 4.30 ile verilmektedir.



Şekil 4.20 : Aktif koruma devreli flyback dönüştürücü mimarisi.

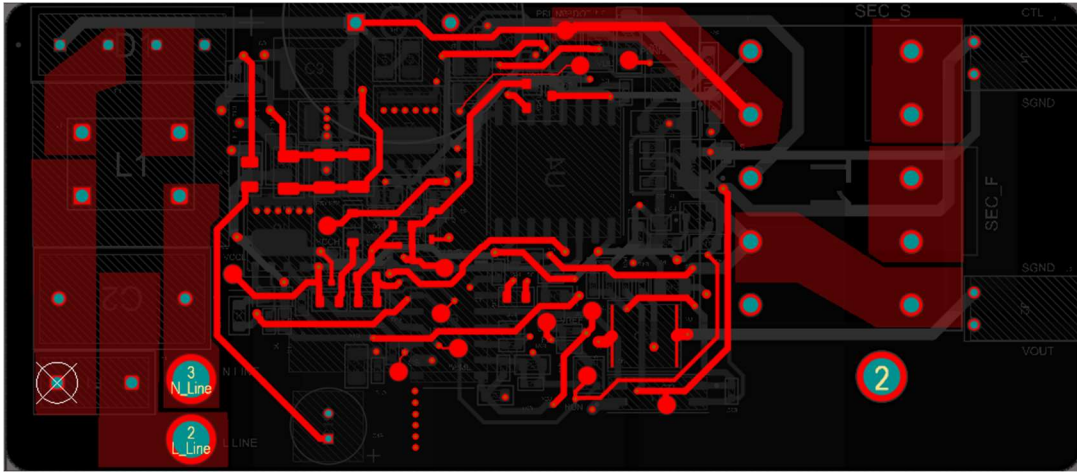


Şekil 4.21 : Flyback dönüştürücü ana devre şematik sayfası.

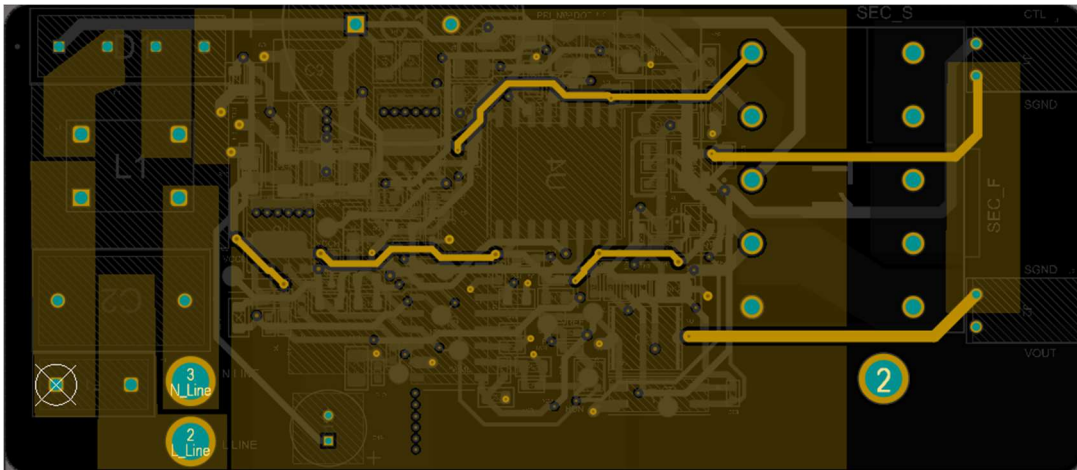


Şekil 4.22 : Flyback dönüştürücü yardımcı devre şematik sayfası.

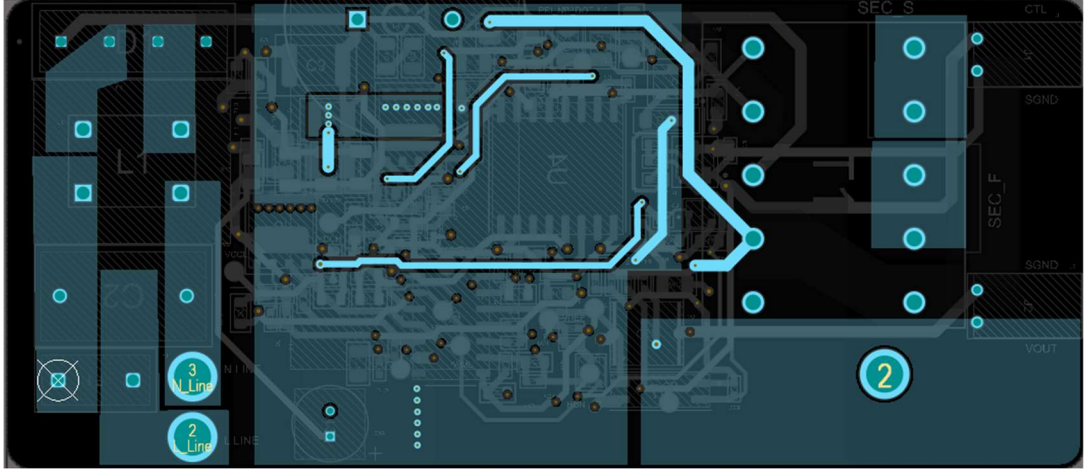
Şekil 4.21’de tasarımı yapılan flyback dönüştürücünün ana devresinin şematik bölümü verilmektedir. Devrenin giriş bölümünden transformatör dâhil birincil bölüme ait tüm elemanlar bu şematikte bulunmaktadır. Şekil 4.22’de ise flyback dönüştürücüye ait yardımcı devrenin şematik bölümü verilmektedir. Transformatörden sonraki ikincil bölümün dâhil olduğu çıkış bölümü ile ilgili tüm elemanlar bu şematikte bulunmaktadır. Yardımcı devrenin şematik bölümünde hem diyot elemanı hem de yarı iletken anahtar bulunmaktadır. Devrede versiyon olduğundan dolayı iki eleman aynı devrede dizilmeyerek iki farklı versiyon elde edilmiştir. Bilindiği üzere senkron anahtar ile yapılan flyback dönüştürücülerde çıkış bölümünde bulunan diyot elemanından kaynaklı güç kayıpları önemli miktarda azalmaktadır.



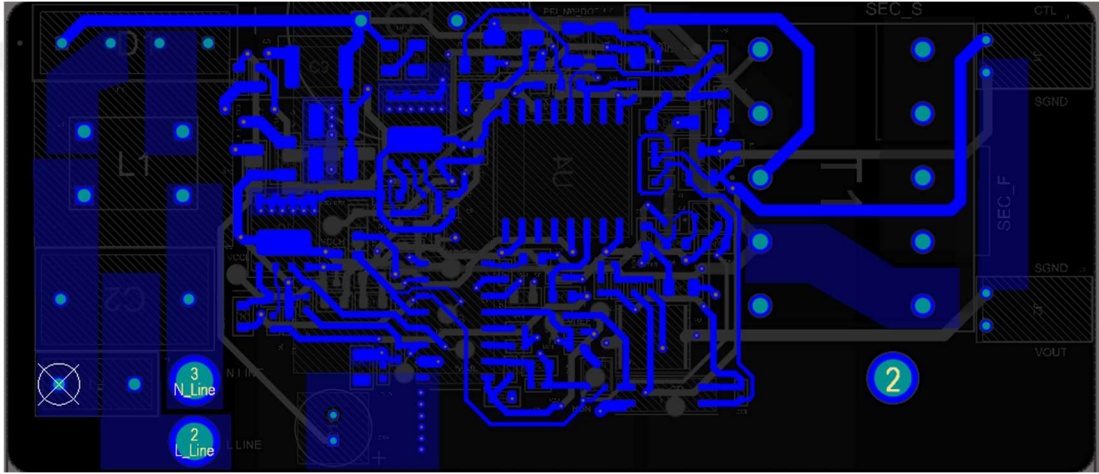
Şekil 4.23 : Flyback dönüştürücü ana devre üst katmanı.



Şekil 4.24 : Flyback dönüştürücü ana devre ikinci katmanı.

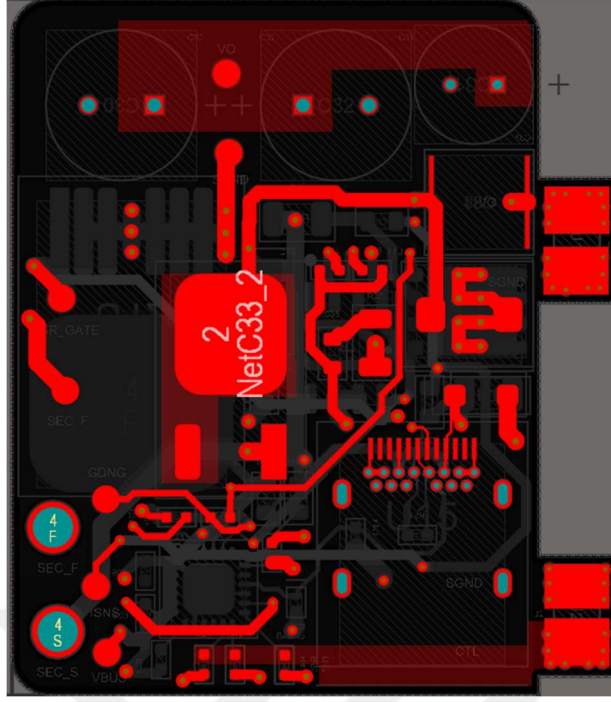


Şekil 4.25 : Flyback dönüştürücü ana devre üçüncü katmanı.

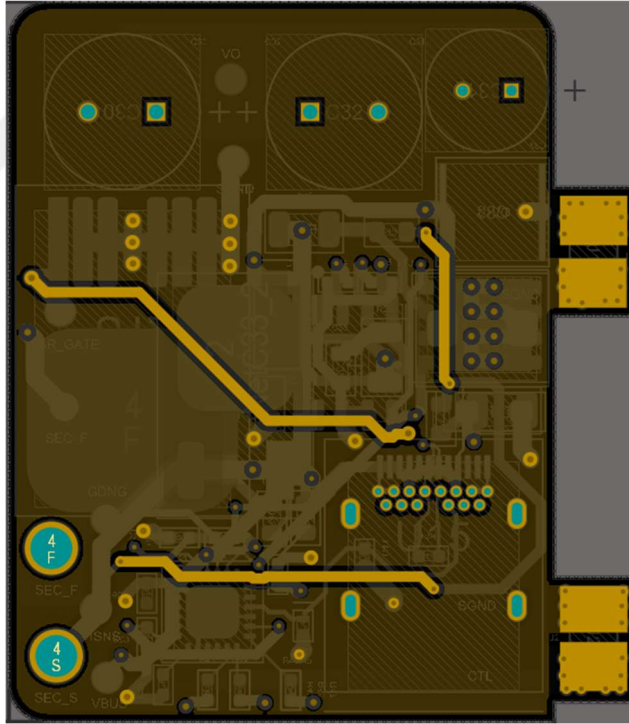


Şekil 4.26 : Flyback dönüştürücü ana devre alt katmanı.

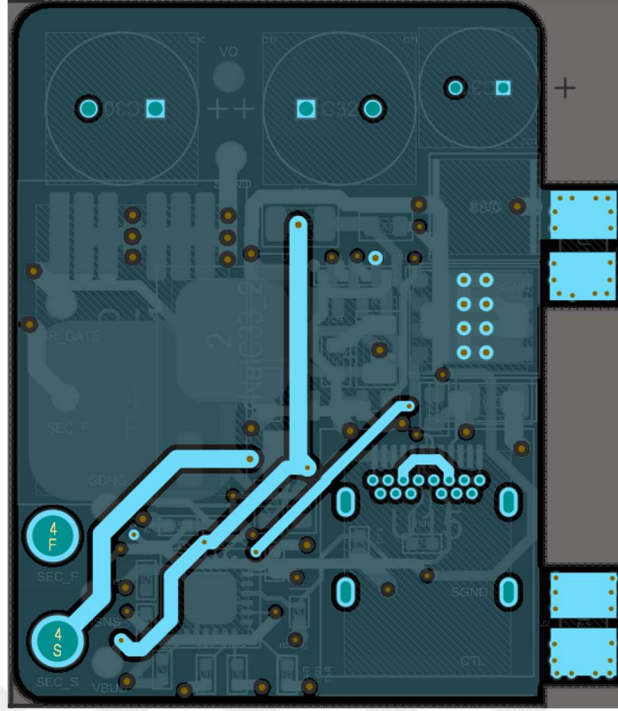
Şekil 4.23, Şekil 4.24, Şekil 4.25 ve Şekil 4.26'da sırasıyla flyback dönüştürücü ana devresine ait katmanların görselleri verilmektedir. Devrede bulunan elemanların bağlantıları top ve bottom katmanlarında yapılmış olup geriye kalan ara katmanlarda ise akım iletiminin düzgün sağlanması için GND ve güç hatları gibi yüksek akım taşıyan hatların bağlantıları yapılmıştır. Devrede sinyal izolasyonunu sağlayan entegrenin sağlıklı çalışması için entegrenin bulunduğu bölgede (tümdevre kılıfının altında bulunan katmanlarda) bağlantı yapılmamıştır. Ana devrede ölçüm alınması amacıyla devre üzeri test noktaları bırakılmıştır.



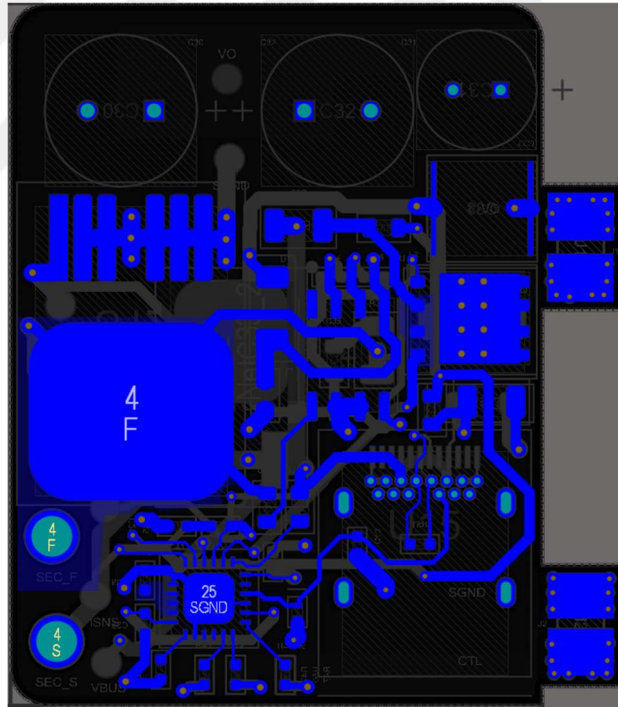
Şekil 4.27 : Flyback dönüştürücü yardımcı devre üst katmanı.



Şekil 4.28 : Flyback dönüştürücü yardımcı devre ikinci katmanı.



Şekil 4.29 : Flyback dönüştürücü yardımcı devre üçüncü katmanı.

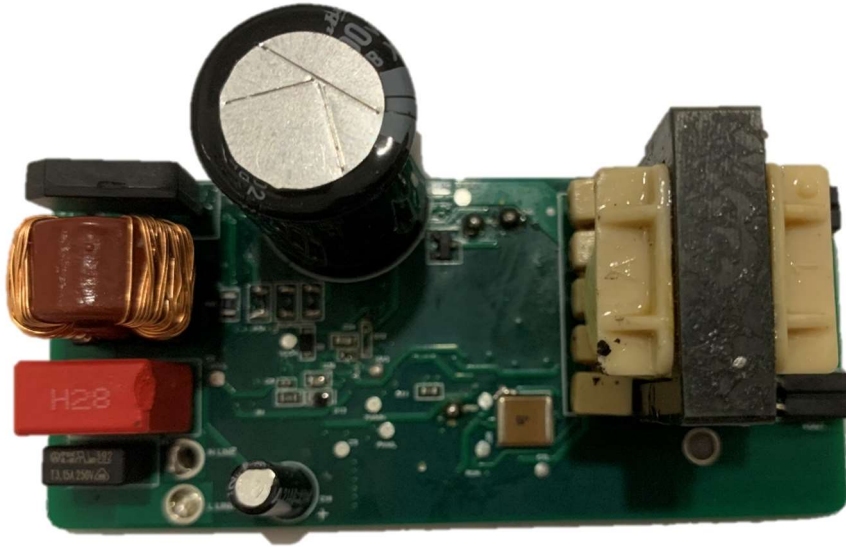


Şekil 4.30 : Flyback dönüştürücü yardımcı devre alt katmanı.

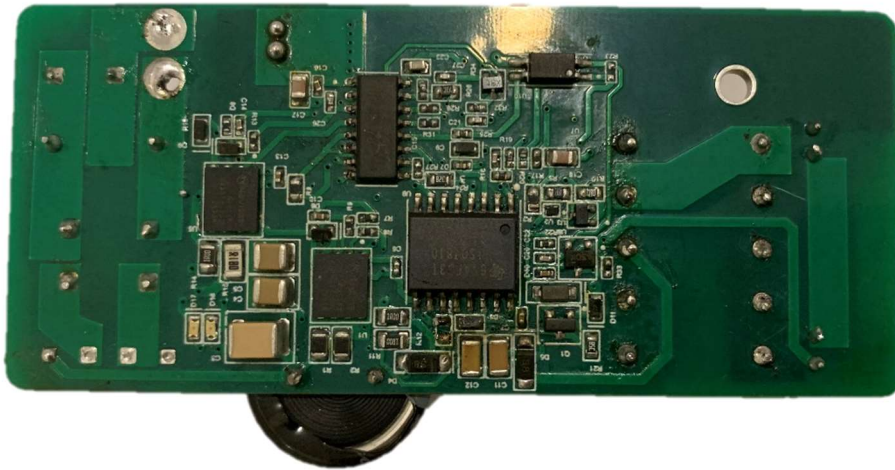
Flyback dönüştürücüye ait yardımcı devredeki katmanları gösteren şekiller Şekil 4.27, Şekil 4.28, Şekil 4.29 ve Şekil 4.30'da sırasıyla verilmektedir. Yardımcı devredeki elemanların bağlantıları genel olarak üst ve alt katmanlarında yapılmıştır. Aradaki

katmanlarda ise yüksek akım iletimi bulunan elemanların bağlantıları yapılmıştır. Yardımcı devrede ölçüm alınması amacıyla devre üzeri test noktaları bırakılmıştır.

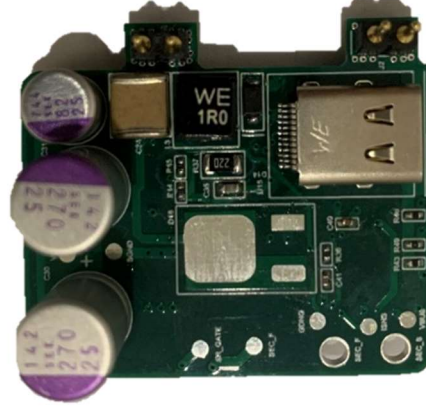
Üretilen baskı devreler için dizgi işlemleri yapılarak devreler hazır hale gelmiştir. Flyback dönüştürücüye ait ana devrenin ve yardımcı devrenin üstten ve alttan görünümüne ait baskı devre şekilleri sırasıyla Şekil 4.31, Şekil 4.32, Şekil 4.33 ve Şekil 4.34 ile verilmektedir. Tasarımı yapılan dönüştürücüye ait devrelerin birleştirilmiş hali Şekil 4.35'te verilmektedir.



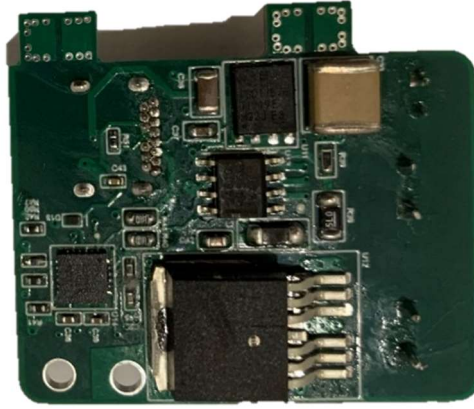
Şekil 4.31 : Flyback dönüştürücü ana devre üstten görünüm.



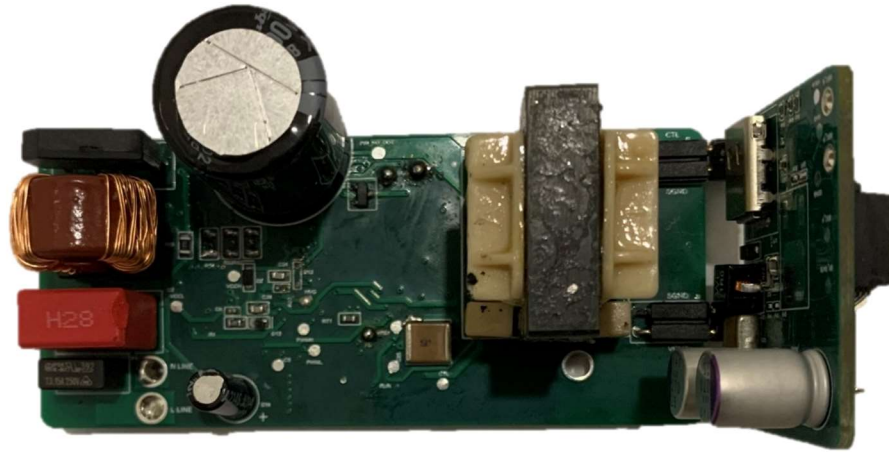
Şekil 4.32 : Flyback dönüştürücü ana devre alttan görünüm.



Şekil 4.33 : Flyback dönüştürücü yardımcı devre üstten görünüm.



Şekil 4.34 : Flyback dönüştürücü yardımcı devre alttan görünüm.



Şekil 4.35 : Flyback dönüştürücü baskı devresi.

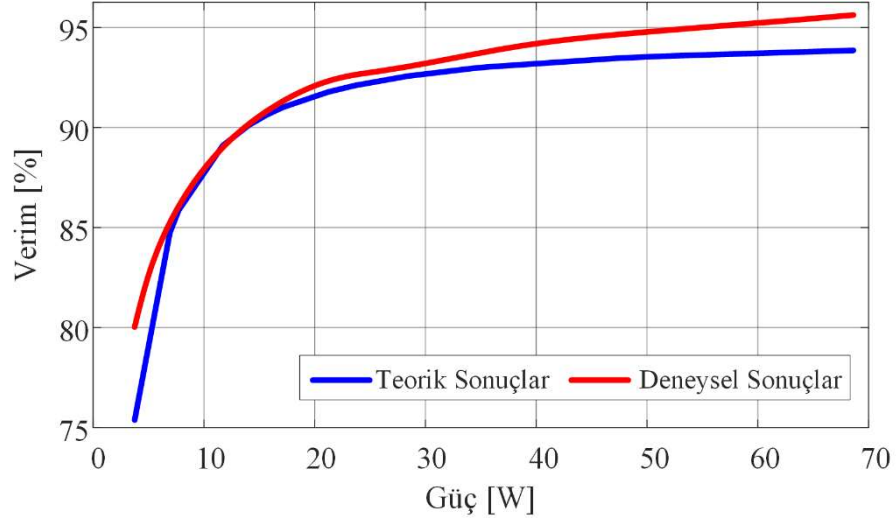
4.7 Dönüştürücüye Ait Deneysel Sonuçlar

Tasarım optimizasyonu sonucu elde edilen devreye ait deneysel sonuçlar bu başlık altında verilmektedir. Yapılan test sonuçlarına ait şekiller farklı gerilim ve akım

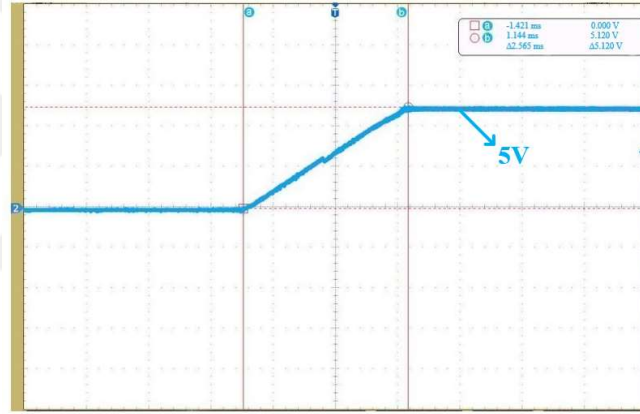
değerleri için verilmektedir. Teorik olarak elde edilen verim değerleri ile deneysel sonuçlar sonucu elde edilen verim değerleri kıyaslanarak optimizasyon algoritmasının güvenilirliği açıklanmaktadır.

Flyback dönüştürücü tasarımı ve optimizasyonu sonucu hesaplanan verim değerleri ile deneysel sonuçlardan elde edilen verim değerleri aynı grafik üzerinde Şekil 4.36'da gösterilmektedir. Görüldüğü üzere grafik üzerindeki iki eğrinin eğilimi benzer olup dönüştürücü yükü anma değerine gelene kadar artmaktadır. Nominal yükün üzerinde ise benzer dalga şekli ile iki eğride de azalma gerçekleşmektedir. Deneysel sonuçlara ait değerler teorik hesaplamalar sonucu elde edilen değerlerden daha yüksek değerlere sahip olmaktadır. Bu sonuçlar ile tasarım optimizasyon algoritmasının çalışmasının doğruluğu ve güvenilirliği kanıtlanmış olmaktadır.

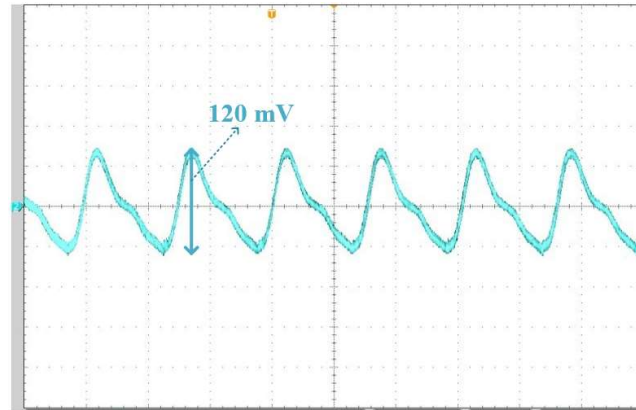
Deneysel sonuçlara ait grafikler Şekil 4.37, Şekil 4.38, Şekil 4.39, Şekil 4.40, Şekil 4.41, Şekil 4.42 ve Şekil 4.43 ile verilmektedir. Şekil 4.37'de devrenin başlangıç anına ait çıkış gerilimi gösterilmektedir. Grafikten görüleceği üzere gerilimin 5V'a yükseldiği görülmektedir. Şekil 4.38 ile 5V gerilim ve 3A akım için 15W güce ait çıkış gerilimi grafiği verilmektedir. Gerilim dalgalanmasının 120mV olduğu görülmektedir. Şekil 4.39 ile 9V gerilim ve 3A akım için 27W güce ait çıkış gerilimi grafiği verilmektedir. Gerilim dalgalanmasının 140mV olduğu görülmektedir. Şekil 4.40 ile 20V gerilim ve 3.25A akım için 65W güce ait çıkış gerilimi grafiği verilmektedir. Gerilim dalgalanmasının 180mV olduğu görülmektedir. Şekil 4.41 ile 5V'tan 9V'a yük gerilimi değişimine ait grafik gösterilmektedir. Şekil 4.42 ile 9V'tan 15V'a yük gerilimi değişimine ait grafik gösterilmektedir. Şekil 4.43 ile 15V'tan 20V'a yük gerilimi değişimine ait grafik gösterilmektedir. Gerilim geçişlerine bakıldığında en fazla sürenin yaklaşık 3 ms olarak gerçekleştiği görülmektedir.



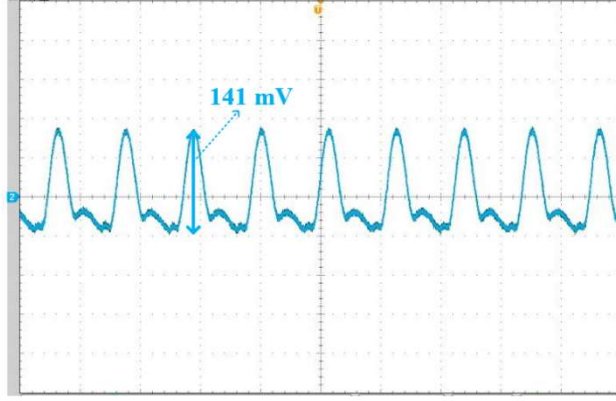
Şekil 4.36 : Teorik ve deneysel sonuçlar için verim karşılaştırma eğrisi.



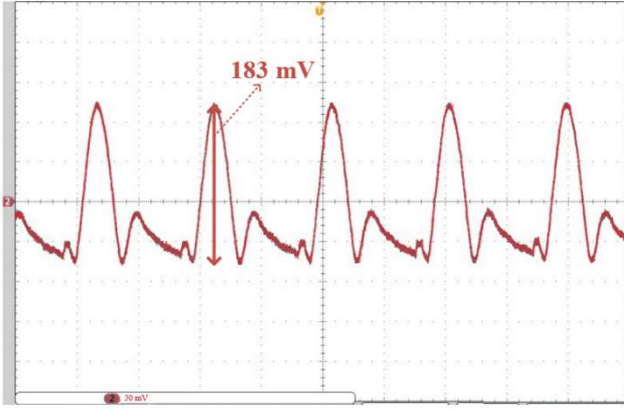
Şekil 4.37 : Başlangıç anı için çıkış gerilimi.



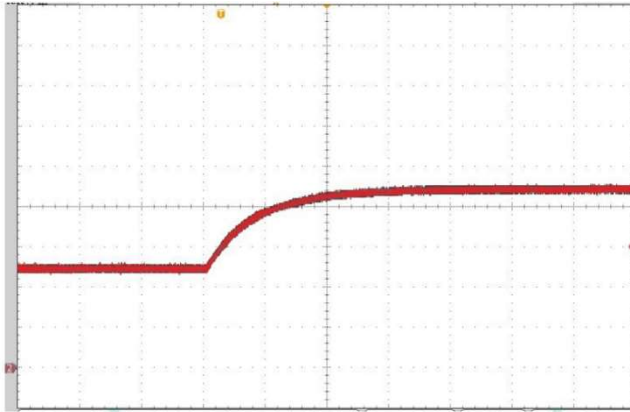
Şekil 4.38 : 5V, 3A yük için çıkış gerilimi.



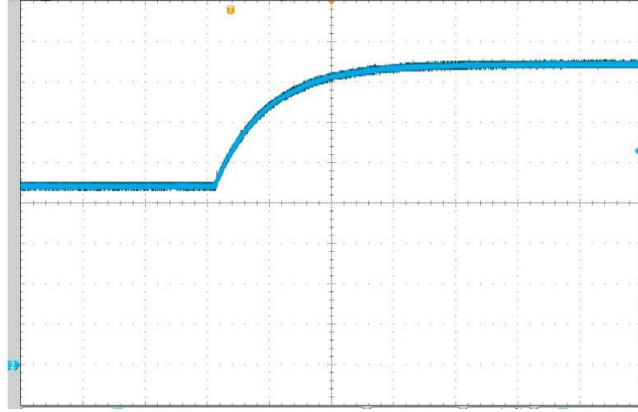
Şekil 4.39 : 9V, 3A yük için çıkış gerilimi.



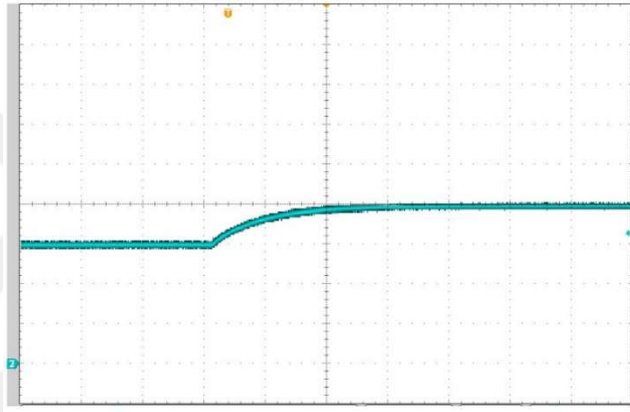
Şekil 4.40 : 20V, 3.25A yük için çıkış gerilimi.



Şekil 4.41 : Çıkış gerilimi değişimi (5V-9V).



Şekil 4.42 : Çıkış gerilimi değişimi (9V-15V).



Şekil 4.43 : Çıkış gerilimi değişimi (15V-20V).



5. SONUÇ ve TARTIŞMA

Bu çalışmada taşınabilir elektronik cihazlar için USB Güç Dağıtımı (PD) dönüştürücüsü tasarımı ve meta-sezgisel yöntemlerle optimizasyonu yapılmıştır. Giriş gerilimi 230 VAA /50 Hz olan dönüştürücü 65 W güce ve 5/9/15/20 V DA çıkış gerilimi değerlerine sahiptir. Birinci bölümde, flyback dönüştürücülerde tasarım optimizasyonunun kullanımı ile ilgili olarak yapılan literatür taraması verilmiştir. İkinci bölümde, USB PD dönüştürücülerle ilgili genel bilgiler ve PD dönüştürücü olarak tasarımı yapılan flyback dönüştürücüsü ile ilgili tasarım parametreleri ve hesaplamaları verilmiştir. Üçüncü bölümde, meta-sezgisel yöntemlerden parçacık sürüsü optimizasyon (PSO) yöntemi açıklanarak dönüştürücü tasarım optimizasyonunda kullanımı detaylı bir şekilde açıklanmıştır. Dördüncü bölümde dönüştürücüde kullanılan aktif koruma devresi açıklanarak yapılan üç farklı tasarım için sonuçlar irdelenmiştir. Hacim kısıtı altında yapılan tasarım seçilerek dönüştürücü gerçekleştirilmiş ve deneysel sonuçları ile önerilen tasarım algoritmasındaki sonuçlar karşılaştırılmıştır.

Bu çalışmada dönüştürücü tasarımı yapılırken geleneksel tasarım yöntemlerinden farklı olarak meta-sezgisel optimizasyon yöntemleri ile yapılan tasarım optimize edilmiştir. Optimizasyonda kullanılan amaç fonksiyonu istelere bağlı olarak değiştirilerek verim, hacim ve maliyet gibi farklı kısıtlar altında tasarımlar gerçekleştirilmiştir. Üç kısıt için toplam üç farklı tasarım elde edilmiştir. Algoritma tasarım optimizasyonu yaparken önceden veri tabanı olarak kütüphaneye eklenen çekirdek, yarı iletken anahtar ve diyot elemanları arasında kısıtlara göre tercih yapmıştır. Son olarak hacim kısıtı altında yapılan tasarım seçilerek benzetim çalışması ve devre gerçekleştirilmesi yapılmıştır.

Gerçekleştirilmesi yapılan USB PD dönüştürücüde kullanılan yarı iletken anahtar GaN tabanlı olduğundan dönüştürücü yüksek frekanslarda düşük güç kaybı ile çalışma kabiliyetine sahiptir. Diyot elemanı ise SiC yarı iletken tabanlı olduğundan ters toparlanma kaybı yok edilebilmektedir. Kullanılan elemanlar ve tasarım

optimizasyonu sayesinde $18.82\text{W}/\text{inc}^3$ güç yoğunluğu ile tam yükte %95.61 verim elde edilmiştir.



KAYNAKLAR

- [1] **Ridley R. B., Lotfi A., Vorperian V., Lee F. C.** “Design and Control of a Full-Wave Quasi-Resonant Flyback Converter”, IEEE APEC Proceedings, 1988 pp.41-49.
- [2] **Aksoy İ., Bodur H., Obdan H., Bekiroğlu N.** “Analysis and simulation of active clamped quasi resonant DC link inverter”, Applications of Electrical Engineering (AEE’05), Prague (Czech Republic), March 13-15, 2005, pp.225-230.
- [3] **Power Integrations TOP Switch Flyback Design Methodology Application Note AN-17**
- [4] **Bodur H., Aksoy İ., Akın B.** “DC-DC Dönüştürücülerde Yumuşak Anahtarlama Teknikleri”, Kaynak Elektrik, Haziran 2002, Sayı 158, Sayfa 100-108.
- [5] **Tabisz W. A., Gkatzki P. M., Lee F. C.** “Zero Voltage- Switched Quasi-Resonant Buck and Flyback Converters – Experimental Results at 10 MHz”, IEEE Trans. Power Electronics, 1989, 4, (2). pp.9-17.
- [6] **Pandi, P.M. ve Devarajan, M.,** “Optimization of Power Quality in Cascaded Multilevel Inverter-Genetic Algorithm Approach” in Proc. Int. Conf. Comput. Commun. Netw. Technol., 2010, pp. 1–7.
- [7] **Hosseini, S. H., Sadigh, A. K., Barakati, S. M. ve Kangarlu, M. F.,** “Comparison of SPWM Technique and Selective Harmonic Elimination Using Genetic Algorithm,” in Proc. Int. Conf. Electr. Electron. Eng., 2009, pp. I-278-I-282.
- [8] **Dahidah, M. S. A. Ve Agelidis, V. G.,** “A Hybrid Genetic Algorithm for Selective Harmonic Elimination Control of a Multilevel Inverter with Nonequal DC Sources,” in Proc. IEEE 37th Power Electron. Spec. Conf., 2006, pp. 1–6.
- [9] **Gao, L., Zhang, R., Luo, S. ve Gong, C.,** “Common-Mode Noise Modeling and Reduction for Multi-Output Flyback Converters”, 2019 IEEE 13th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), France, 2019.
- [10] **Lexuan, M., Dragicevic, T., Guerrero, J. M. ve Vasquez, J. C.,** “Optimization with System Damping Restoration for Droop Controlled DC-DC Converters,” in Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo., 2013, pp. 65–72.
- [11] **Sanabria, C. A. D. ve Garzon, D. A. M.** “Tuning of a Fuzzy PD Type Controller Applied to the Buck Converter Using the NSGA-II Algorithm,” in Proc. Eng. Appl. Workshop, 2012, pp. 1–6.
- [12] **Al-Saedi, W., Lachowicz, S. W. ve Habibi, D.,** “An Optimal Current Control Strategy for a Three-Phase Grid-Connected Photovoltaic System Using

- Particle Swarm Optimization,” in Proc. IEEE Power Eng. Autom. Conf., 2011, pp. 286–290.
- [13] **Mirjafari, M. ve Balog, R. S.**, “Multi-Objective Design Optimization of Renewable Energy System Inverters Using a Descriptive Language for the Components,” in Proc. IEEE 26th Annu. Appl. Power Electron. Conf. Expo., 2011, pp. 1838–1845.
- [14] **Busquets-Monge, S., Crebier, J. C., Ragon, S., Hertz, E., Boroyevich, D., Gurdal, Z., Arpilliere, M. ve Lindner, D. K.**, “Design of a Boost Power Factor Correction Converter Using Optimization Techniques,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 19, no. 6, 2004, pp. 1388–1396.
- [15] **Farahmand, F., Dawson, F. P. ve Lavers, J. D.**, “An Assessment of Coupled Inductor Modeling for a Multi-output Flyback Converter”, 2006 IEEE Workshops on Computers in Power Electronics, USA, 2006, pp. 310-316.
- [16] **Manivannan, S., Prasanna Devi, S. ve Arumugam, R.**, “Optimization of Flat Plate Heatsink Using Genetic Algorithm,” in Proc. 1st Int. Conf. Elect. Energy Syst., 2011, pp. 78–81.
- [17] **Laird, I., Yuan, S., Jin, B. ve McNeill, N.**, “High Temperature Design Optimization of DC/AC Power Converters Using SiC BJTs”, 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), USA, 2018.
- [18] **Agamy, A. G., Kasem Alaboudy, A. H., Mostafa, H. E. ve Fekry, M. Y.**, “Bacterial Foraging-Based PI Controller of Inverter-Based Distributed Generators,” in Proc. IEEE Trondheim PowerTech Conf., 2011, pp. 1–7.
- [19] **Debnath, S. ve Ray, R. N.**, “Harmonic Elimination in Multilevel Inverter Using GA and PSO: A Comparison,” in Proc. IEEE Students Conf. Electr., Electron. Comput. Sci., 2012, pp. 1–5.
- [20] **Salami, A. ve Bayat, B.**, “Total Harmonic Distortion Minimization of Multilevel Converters Using Genetic Algorithms,” Appl. Math., vol. 4, 2013, pp. 1023–1027.
- [21] **Tahmaz, O. ve Yıldız, A. B.**, “Analysis, Modeling, and Simulation of the Multiple Output Flyback Converter Used in Various Motor Drive Applications”, 2021 IEEE 21st International Symposium on Power Electronics, Serbia, 2021.
- [22] **Wang, R. ve Zhang, J.**, “A Simple Current Balancing Method for Multi-Output Flyback LED Driver”, 2015 IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference (IFEEC), Taiwan, 2015.
- [23] **Zhang, J., Chung, H. S. H., Lo, A. W. L. ve Huang, T.**, “Extended Ant Colony Optimization Algorithm for Power Electronic Circuit Design”, IEEE Transactions on Power Electronics (Volume: 24, Issue: 1), 2009, pp. 147-162.
- [24] **Mullett, C. ve Cathell, F.**, “Improving the Regulation of Multi-Output Flyback Converters”, 2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, USA, 2009, pp. 1923-1926.

- [25] **Singh, R., Bose, S. ve Dwivedi, P.**, “Multi-Output Flyback Converter Closed Loop Control with MPPT Tracked PV Module”, 2020 IEEE 17th India Council International Conference (INDICON), India, 2020.
- [26] **Kim, J. K., Park, J. E., Kim, D. Y. ve Moon, G. W.**, “A New ZVS Multi-Output Flyback Converter with Synchronous Switches”, 2011 IEEE 8th International Conference on Power Electronics – ECCE, Korea, 2011, pp. 868-875.
- [27] **Bektaş, E., Bayındır, K. Ç., Erel, M. Z., Yalman, Y. ve Kıvrak, S.**, “İki Çıkışlı Flyback Dönüştürücü Tasarımı ve Analizi”, Fırat Üniv. Fen Bilimleri Dergisi, 30-3, pp. 51-57, 2018.
- [28] **Arulsevi, S., Deepa, K. ve Uma, G.**, “Design, Analysis and Control of a New Multi - Output Flyback CF-ZVS-QRC”, 2005 IEEE International Conference on Industrial Technology, China, 2005, pp. 413-418.
- [29] **Naik, K. K. ve N, V.**, “Multi Output Forward-Flyback Switch Mode Power Supply”, 2018 3rd IEEE International Conference on Recent Trends in Electronics, Information & Communication Technology (RTEICT), India, 2018, pp. 1321-1326.
- [30] **Bodur H., Aksoy İ., Bakan A. F.** “Kısmi Rezonanslı ve Geri Dönüştürücü Bir DC Güç Kaynağının Geliştirilmesi, İncelenmesi ve Gerçekleştirilmesi”, EMO, Mayıs 2005
- [31] **Bodur H.** “Güç Elektroniği”, Birsen Yayınevi, 2014
- [32] **Power Integrations TOP Switch Flyback Design Methodology Application Note AN-16**
- [33] **Bakan A.F.** “Anahtarlama Güç Kaynağı”, Ders Notları, 2004
- [34] **Brown.M.** “Power Supply Cookbook”, Second Edition, Newnes ,1994.
- [35] **Bodur H., Aksoy İ., Akın B.** “Anahtarlama Rezonanslı Dönüştürücüler”, Kaynak Elektrik, Ağustos 2002, Sayı 160, Sayfa 104-112.
- [36] **Der, O., Vural, R. A. ve Yıldırım, T.**, “Parçacık Sürü Optimizasyonu Tabanlı Evirici Tasarımı”, 2008 ELECO, 2008.
- [37] **Texas Instruments**, The Active Clamp Flyback Converter: A Design Whose Time Has Come.
- [38] **Hurley, W. G. ve Wölflé, W. H.**, “Transformers and Inductors for Power Electronics: Theory, Design and Applications” , Wiley, 1st Edition, 2013.
- [39] **Pandi, P.M. & Devarajan, M.** “Optimization of Power Quality in Cascaded Multilevel Inverter-Genetic Algorithm Approach” in Proc. Int. Conf. Comput. Commun. Netw. Technol., 2010, pp. 1–7.
- [40] **Rohm**, Calculation of Power Loss (Synchronous), Application Note, 2016.
- [41] **Texas Instruments**, UCC28780, 1-MHz High Frequency Active Clamp Flyback Controller.
- [42] **Yaren, T., Süel V., Fırat F.**, “Gerçek Zamanlı FLYBACK Dönüştürücü Tasarımı ve Kontrolü”, TOK 2017.



EKLER





ÖZGEÇMİŞ

Ad-Soyad : Ömer Said Aydın

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2017, Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektrik Mühendisliği Bölümü

MESLEKİ DENEYİM VE ÖDÜLLER:

- 2017 yılından itibaren Baykar Savunma'da Elektronik Sistem Geliştirme Mühendisi olarak çalışmaktadır.

YÜKSEK LİSANS TEZİNDEN TÜRETİLEN YAYINLAR, SUNUMLAR VE PATENTLER:

- **Aydın, Ö. S.**, Lordoğlu, A., Gülbahçe M. O., 2022, Çok Çıkışlı Flyback Dönüştürücünün Tasarımı ve Meta-Sezgisel Yöntemlerle Verim Optimizasyonu, Elektrik-Elektronik ve Biyomedikal Mühendisliği Konferansı (ELECO), Bursa.

DİĞER YAYINLAR, SUNUMLAR VE PATENTLER: