

T.C.
VAN YÜZÜNCÜ YIL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**DEĞİŞKEN FREKANSLI VE YUMUŞAK ANAHTARLAMALI FLYBACK
DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI VE UYGULAMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

HAZIRLAYAN: Mehmet Can TANERİ
I.DANIŞMAN: Prof. Dr. Naci GENÇ
II.DANIŞMAN: Dr. Öğr. Üyesi Ali MAMİZADEH

VAN-2019

T.C.
VAN YÜZÜNCÜ YIL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**DEĞİŞKEN FREKANSLI VE YUMUŞAK ANAHTARLAMALI FLYBACK
DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI VE UYGULAMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

HAZIRLAYAN: Mehmet Can TANERİ

VAN-2019

KABUL VE ONAY SAYFASI

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda Prof. Dr. Naci danışmanlığında, Mehmet Can TANERİ tarafından sunulan "Değişken Frekanslı ve Yumuşak Anahtarlama Flyback Dönüştürücü Tasarımı ve Uygulaması" isimli bu çalışma Lisansüstü Eğitim-Öğretim Yönetmeliği'nin ilgili hükümleri gereğince 22/11/2019 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oy birliği ile başarılı bulunmuş ve Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan: Prof. Dr. Naci GENÇ

İmza:

Üye: Doç. Dr. Mehmet Nuri ALMALI

İmza:

Üye: Doç. Dr. Süleyman Sungur TEZCAN

İmza:

Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun ...29/11/2019 tarih ve 209/162-I sayılı kararı ile onaylanmıştır.



TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.



Mehmet Can TANERİ

ÖZET

DEĞİŞKEN FREKANSLI VE YUMUŞAK ANAHTARLAMALI FLYBACK DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI VE UYGULAMASI

TANERİ, Mehmet Can

Yüksek Lisans Tezi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

I. Tez Danışmanı: Prof. Dr. Naci GENÇ

II. Tez Danışmanı: Dr. Öğr. Üyesi Ali MAMİZADEH

Kasım 2019, 73 sayfa

Endüstride yüksek verimlilik ve düşük boyutu nedeniyle anahtarlama güç kaynaklarının kullanılması artmıştır. Devre boyutu ve maliyetin önem kazanmasıyla beraber flyback dönüştürücü, anahtarlama güç kaynaklarında düşük güç uygulamalarının vazgeçilmez olmuştur. Flyback dönüştürücüde kullanılan trafonun daha küçük olması, giriş ile çıkış arasında izolasyonu sağlaması, farklı gerilim seviyesinde birden fazla çıkışa olanak sağlaması bu dönüştürücünün popülerliğini artırmıştır. Bu çalışmada, anahtarlama güç kaynağı devrelerinden biri olan Flyback dönüştürücünün, darbe genişlik modülasyonunda (PWM) sıklıkla kullanılan doluluk oranı değiştirme yöntemi yerine değişken frekanslı anahtarlama yöntemi kullanılmıştır. Benzetim programında değişken frekanslı PWM üretici bulunmadığından dolayı yeni bir değişken frekanslı PWM üreticisi tasarlanıp kullanılmıştır. Devrenin anahtarlama kayıplarını azaltmak için sıfır akımda anahtarlama yöntemi kullanılarak yumuşak anahtarlama uygulanmıştır. Bu yöntemle ayrıca trafonun kaçak endüktansından kaynaklanan anahtar üzerindeki gerilim stresi bastırılmıştır. Benzetim çalışmaları MATLAB/Simulink programında yapılan devrenin deneysel çalışmaları laboratuvar ortamında gerçekleştirilmiştir. Hem benzetim hem de deneysel çalışma için giriş, çıkış, anahtar ve trafo sargılarının akım ve gerilim değerleri ölçülmüştür. Benzetim sonuçları ve deneysel sonuçlar karşılaştırılmıştır. Sonuçlardan, benzetim çalışma sonuçlarının deneysel çalışma sonuçlarının uyumlu olduğu, önerilen devrenin düşük çıkış gücünde daha kullanılabilir olduğu görülmüştür.

Anahtar kelimeler: Flyback dönüştürücü, Değişken frekans, Yumuşak anahtarlama

ABSTRACT

DESIGN AND APPLICATION OF VARIABLE FREQUENCY SOFT SWITCHING FLYBACK CONVERTER.

TANERI, Mehmet Can
M. Sc. Thesis, Electrical-Electronics Engineering
I.Supervisor: Prof. Dr. Naci GENC
II.Supervisor: Asst. Prof. Dr. Ali MAMÍZADEH
November 2019, 73 pages

The use of switch mode power supplies has increased in the industry due to its high efficiency and low size. With the increase in circuit size and cost, the flyback converter has become indispensable for low power applications in switch mode power supplies. The transformer used in the flyback converter is smaller, provides isolation between input and output, and allows multiple outputs at different voltage levels, which has increased the popularity of this converter. In this study, one of the switching power supply circuits, the Flyback converter uses the variable frequency switching method instead of the duty cycle change method which commonly used in pulse width modulation (PWM). Since there is no variable frequency PWM generator in the simulation program, a new variable frequency PWM generator is designed and used. In order to reduce the switching losses of the circuit, soft switching is applied by using zero current switching method. In addition, the voltage stress on the main switch caused by the leakage inductance of the transformer is suppressed. Simulation studies were performed in MATLAB/Simulink program and experimental studies were carried out in laboratory. Current and voltage values of input, output, main switch and transformer windings were measured for both simulation and experimental study. Simulation results and experimental results were compared. From the results, it was seen that the simulation study results and experimental study results were compatible and the proposed circuit was more usable at low output power.

Keywords: Flyback converter, Variable frequency, Soft switching

ÖN SÖZ

Bu tez çalışmasında, her türlü ilgi ve desteğini esirgemeyen değerli danışmanlarım Sayın Prof. Dr. Naci GENÇ'e ve Dr. Öğr. Üyesi Ali MAMİZADEH'e ve manevi desteklerinden dolayı aileme ve nişanlıma teşekkürlerimi sunarım.

2019

Mehmet Can TANERİ



İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	i
ABSTRACT	iii
ÖN SÖZ.....	v
ÇİZELGELER LİSTESİ	ix
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	xi
SİMGELER VE KISALTMALAR	xv
EKLER DİZİNİ.....	xix
1. GİRİŞ.....	1
2. KAYNAK BİLDİRİŞLERİ	5
3. MATERYAL VE YÖNTEM	11
3.1. DA-DA Dönüştürücüler	11
3.2. Anahtarlamalı DA-DA Dönüştürücüler	12
3.2.1. İzolasyonsuz dönüştürücüler.....	12
3.2.2. İzolasyonlu dönüştürücüler	15
3.3. Flyback Dönüştürücü	19
3.3.1. Kesintili çalışma modu (DCM).....	22
3.3.2. Kesintisiz çalışma modu (CCM).....	24
3.3.3. Flyback dönüştürücü trafo tasarımı.....	25
3.3.4. Flyback dönüştürücü trafosu primer endüktansı tasarımı	28
3.3.5. Trafo sargısı tel yarıçapının belirlenmesi.....	30
3.4. Yüksek Hızlı Diyotlar	30
3.5. Geçici Gerilim Bastırıcı Diyot	31
3.6. Bastırma Hücresi	32
3.6.1. RCD bastırıcı tasarımı.....	33
3.7. Soğutucu Tasarımı.....	35
3.8. Darbe Genişlik Modülasyonu Sinyali ve Üretilmesi.....	38
3.8.1. Değişken frekanslı PWM sinyali ve üretilmesi.....	39
3.8.2. Değişken frekanslı PWM kontrolcüsü	40
3.9. Optokuplör.....	41
4. BULGULAR	43
4.1. Devre Tasarımı Hesaplamaları	43

	Sayfa
4.2. Benzetim Çalışması.....	45
4.3. Deneysel Çalışma.....	53
5. TARTIŞMA VE SONUÇ.....	63
KAYNAKLAR.....	67
EKLER.....	71
ÖZ GEÇMİŞ.....	74



ÇİZELGELER LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 3.1. Kesintili mod ve kesintisiz mod çalışmalarının birbirine göre avantajları.....	25
Çizelge 3.2. Nüve tipleri ve uygulamaları.....	27
Çizelge 3.3. Çıkış gücüne göre nüve boyutları.	27
Çizelge 4.1. Benzetim çalışması parametreleri	45
Çizelge 4.2. Pratik Çalışma Parametreleri.....	55



ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 3.1. DA-DA blok diyagramı.....	11
Şekil 3.2. Düşüren dönüştürücü devre şeması.....	13
Şekil 3.3. Yükselten dönüştürücü devre şeması.	14
Şekil 3.4. Yükselten-düşüren dönüştürücü devre şeması.	15
Şekil 3.5. İleri dönüştürücü devre şeması.....	16
Şekil 3.6. İt-çek dönüştürücü devre şeması.....	17
Şekil 3.7. Yarım köprü dönüştürücü devre şeması.....	17
Şekil 3.8. Tam köprü dönüştürücü devre şeması.....	18
Şekil 3.9. Flyback Devresi.	20
Şekil 3.10. MOSFET iletim modu.....	21
Şekil 3.11. MOSFET kesim modu.	22
Şekil 3.12. CF139 malzemesi için B-H eğrisi.....	26
Şekil 3.13. DCM modunda MOSFET' in drain akımı ve dalgalanma faktörü.	28
Şekil 3.14. CCM modunda MOSFET' in drain akımı ve dalgalanma faktörü.....	28
Şekil 3.15. TVS diyot gösterimi.....	31
Şekil 3.16. TVS diyot akım gerilim eğrisi.....	32
Şekil 3.17. RCD ve LC bastırıcı devre şeması.	33
Şekil 3.18. RCD devresinin flyback dönüştürücüye uygulandığı.....	34
Şekil 3.19. Termal dirençlerin eşdeğer devresi.	36
Şekil 3.20. Soğutucu türleri ve termal dirence göre soğutucu hacimleri.	37
Şekil 3.21. Soğutucu Yapısı.	37

Şekil	Sayfa
Şekil 3.22. Testere dişi ve PWM sinyali.	38
Şekil 3.23. Sabit frekanslı PWM sinyali.	39
Şekil 3.24. Değişken frekanslı PWM sinyali.	39
Şekil 3.25. Değişken frekanslı PWM bloğu.	40
Şekil 3.26. Değişken frekanslı PWM kontrol entegresi SG5841 iç yapısı.....	40
Şekil 3.27. SG5841 pin şeması.....	41
Şekil 3.28. Optokuplör ve şönt regülatör şeması.....	42
Şekil 4.1. Benzetim çalışması genel şeması.	46
Şekil 4.2. Çıkış gerilim grafiği.	47
Şekil 4.3. Çıkış güç grafiği.....	48
Şekil 4.4. Çıkış gücü, anahtarlama frekansı ve çıkış gerilimi.	48
Şekil 4.5. Primer akım grafiği.	49
Şekil 4.6. Anahtar Gerilimi.	50
Şekil 4.7. Primer gerilim akım sinyali.....	50
Şekil 4.8. Sekonder gerilim akım sinyali.	51
Şekil 4.9. PWM sinyalinde frekans değişimi.	51
Şekil 4.10. Giriş akımı ve PWM sinyali.....	52
Şekil 4.11. Sekonder akımı ve PWM sinyali.....	52
Şekil 4.12. Çıkış Akımı.	53
Şekil 4.13. Baskı devre şeması.	54
Şekil 4.14. Flyback dönüştürücü trafosu.	54
Şekil 4.15. Değişken frekanslı Flyback dönüştürücü montajı.....	55
Şekil 4.16. Baskı devresi ve ölçüm ekipmanları.	56

Şekil	Sayfa
Şekil 4.17. Devre giriş gerilimi ve akımı.	56
Şekil 4.18. Giriş gerilimi, giriş akımı, doğrultulmuş gerilim.	57
Şekil 4.19. Primer akım-gerilim ve sekonder akım-gerilim grafiği.	58
Şekil 4.20. 25W Çıkış akım gerilim ve güç grafiği.	59
Şekil 4.21. 37W Çıkış akım gerilim ve güç grafiği.	60
Şekil 4.22. Anahtar Drain-Source gerilimi ve anahtar akımı.	60
Şekil 4.23. Yüksüz durumda anahtar Drain-Source gerilimi ve anahtar akımı.	61
Şekil 4.24. Kalıcı durum PWM sinyali.	62



SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış bazı simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler

Açıklama

A	Amper
A_e	Nüve kesit alanı
B_{sat}	Nüve doygunluk akı yoğunluğu
C_o	Çıkış kapasitörü
C_{sn}	Bastırıcı kapasitör
D	Doluluk oranı
D₁	Çıkış diyotu
D_{sn}	Bastırıcı diyot
E	Enerji
f	Frekans
f_s	Anahtarlama frekansı
I_{DS}	Anahtar akımı
I_{EDC}	Ortalama akım
I_{over}	Güç anahtarının akım limiti
I_p	Primer akımı
I_s	Sekonder akımı
i_{sn}	Bastırıcı devre akımı
KHz	KiloHertz
K_{RF}	Dalgalanma Faktörü
L_p	Trafo primer endüktansı
L_m	Mıknatıslama endüktansı
MHz	MegaHertz
N_p	Primer sarım sayısı
N_s	Sekonder sarım sayısı
P_{in}	Giriş gücü

Simgeler

Açıklama

P_{loss}	Güç kaybı
R_L	Çıkış yükü
R_{sn}	Bastırıcı direnç
$R_{\theta cs}$	Kılıf soğutucu arası termal direnç
$R_{\theta ja}$	Eklem çevre arası termal direnç
$R_{\theta jc}$	Eklem kılıf arası termal direnç
$R_{\theta sa}$	Soğutucu çevre arası termal direnç
T	Tesla
$T_{a,max}$	Maksimum çevre sıcaklığı
$T_{j,max}$	Maksimum eklem sıcaklığı
t_{off}	Anahtar kapalı kalma süresi
t_{on}	Anahtar açık kalma süresi
t_{rr}	Diyot akımı ters dönüşüm zamanı
V	Volt
V_{D1}	Çıkış diyot gerilimi
$V_{DC(min)}$	Minimum DC gerilimi
$V_{DS(ON)}$	Anahtar kanal-kaynak gerilimi
V_{in}	Giriş gerilimi
V_{OR}	Yansıyan gerilim
V_{out}	Çıkış gerilimi
V_{out}	Çıkış gücü
V_{rrm}	Maksimum tekrarlayan ters gerilim
V_{sn}	Bastırıcı kapasitör üzerindeki gerilim
ΔI	Akım değişimi
η	Verim

Kısaltmalar

Açıklama

AA

Alternatif Akım

Kısaltmalar**Açıklama**

CCM	Kesintisiz modda çalışma
DA	Doğru Akım
DCM	Kesintili modda çalışma
EFT	Elektriksel Hızlı Geçiş
EMI	Elektromanyetik Girişim
ESD	Elektrostatik Boşalma
LCD	Sıvı Kristal Ekran
LED	Işık Yayan Diyot
MOSFET	Metal Oksit Yarıiletkenli Alan Etkili Transistör
MPPT	Maksimum Güç Noktası Takibi
PCB	Baskılı Devre Kartı
PF	Güç Katsayısı
PFC	Güç Katsayısı Düzeltme
PID	Oransal-İntegral-Türevsel Kontrolcü
PSR	Birincil Taraf Regülasyonu
PV	Fotovoltaik
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu
QR	Yarı Rezonanslı
RCD	Direnç Kapasitör Direnç
RM	Rezonans Modlu
RMS	Etkin Değer
SMPS	Anahtarlama Güç Kaynağı
SSR	İkincil Taraf Regülasyonu
THD	Toplam Harmonik Bozulma
TVS	Geçici Gerilim Susturucusu
ZCS	Sıfır Akımda Anahtarlama
ZVS	Sıfır Gerilimde Anahtarlama



EKLER DİZİNİ

	Sayfa
EK-1. IRFP460 güç MOSFET anahtarının kataloğu.....	71
EK-2. IXYS DHG30I600HA–30A hızlı diyotun kataloğu	72
EK-3. FAIRCHILD SG5841 entegresi kataloğu.....	73



1. GİRİŞ

Çoğu endüstriyel uygulamada sabit gerilimli doğru akım (DA) kaynağının değişken gerilimli bir doğru akım kaynağa dönüştürülmesi gerekir. Bir doğru akım dönüştürücüsü değiştirilen doluluk oranı kullanılarak gerilimi yükseltmek veya düşürmek için kullanılabilir.

Hızla gelişen teknolojiyle beraber DA kullanıma gittikçe yaygınlaşmıştır. Bu nedenle daha verimli ve daha küçük boyutlu güç elektroniği sistemlerine olan ihtiyaç artmıştır (Yapıcı ve ark., 2014). Güç elektroniği, güç, elektronik ve kontrol kavramını bir araya getirir. Kontrol bileşeni, kapalı çevrim sistemlerin kalıcı durum ve dinamik karakteristikleri ile ilgilenir. Güç bileşeni, elektrik enerjisinin üretimi, iletimi ve dağıtımı için kullanılan durağan ve döner güç cihazlarıyla ilgilenir. Elektronik bileşenin ilgi alanı ise, yarıiletken elemanlar ve belli kontrol amaçlarına ulaşabilmek için kullanılan işaret işleme devreleridir. Güç elektroniği, elektrik enerjisinin kontrolü ve dönüştürülmesi için katı hal elektroniğinin kullanımı olarak tanımlanabilir (Rashid, 2001). Güç elektroniği genel olarak yarı iletken elemanların anahtarlanmasıdır. Güç elektroniği teknolojisinde son yıllardaki yaşanan büyük gelişmeler neticesinde, yarı iletken elemanların taşıyacağı yükler ve anahtarlama hızlarında büyük bir ölçüde artmıştır. Ayrıca mikroişlemci ve mikrobilgisayar teknolojisindeki gelişmeler de güç elektroniği kontrolünde önemli etkiler oluşturmuştur.

Güç kaynakları açısından verimlilikleri ve güç yoğunlukları bakımından doğrusal güç kaynakları yerine anahtarlama güç kaynakları tercih edilmektedir (Bektaş ve ark., 2018). Anahtarlama güç kaynakları olarak bilinen SMPS (Switching Mode Power Supply), tasarım basitliği, düşük maliyetli, çoklu yalıtılmış çıkışlar, yüksek çıkış voltajları ve yüksek verim nedeniyle flyback dönüştürücüler çok popülerdir. Özellikle düşük güç uygulamaları için flyback dönüştürücü tercih edilir (Coruh ve ark., 2010). Doğrusal güç kaynaklarında verimi düşük ve 50/60 Hz trafolar içerdiği için devre boyutunu ve ağırlığını artırmaktadır. Anahtarlama güç kaynaklarında kapasitör, indüktör ve trafo gibi pasif bileşenlerin yüksek anahtarlama frekansından dolayı boyutları küçüktür.

Flyback dönüştürücüsü diğer dönüştürücülere göre daha basit yapılı ve daha düşük maliyetlidir. Bunun en önemli nedeni bu dönüştürücüdeki eleman sayısının az olmasıdır. Flyback dönüştürücüde manyetik eleman olarak sadece trafo bulunur. Bu trafo giriş çıkış

arasında izolasyon sağlaması büyük bir avantajdır. Kullanılan sargıların polariteleri primerden akım geçerken sekonderden/sekonderlerden akım geçmeyecek şekildedir. Flyback dönüştürücü trafoya sahip olduğundan dolayı diğer DA-DA dönüştürücülere göre daha yüksek çevirme oranına sahiptir. Diğer DA-DA dönüştürücülerinde çevirim oranı için doluluk oranı kullanılırken, flyback dönüştürücüde trafonun sarım sayılarının oranı yüksek çevirim oranını kolaylaştırmaktadır.

Flyback dönüştürücülerinin en yaygın kullanım alanlarından biri de LED aydınlatma uygulamalarıdır. Günümüzde hala kullanılmakta olan geleneksel akkor veya floresan lambalar yüksek bir enerji gerektirir ve düşük verimliliğe sahiptir. Ayrıca bu aydınlatma türü LED aydınlatmaya göre daha düşük parlaklığa sahiptir. LED aydınlatmada tasarlanan geniş renk seçenekleriyle bina, çevre, ev aydınlatmalarında cazip hale getirmektedir. LED aydınlatmanın daha düşük enerjiyle daha yüksek parlaklık vermesi ve daha uzun ömürlü olması nedeniyle gittikçe önemi artmaktadır. Giriş gerilimini istenen çıkış gerilimine çevrilmesini sağlayan flyback dönüştürücü LED sürücülerinin vazgeçilmezi olmuştur.

Güç anahtarlarının ve güç diyotlarının iletim ve kesim zamanlarında oluşan akım ve gerilimin üst üste gelmesi anahtarlama kayıplarına neden olmaktadır. Bu duruma engel olacak herhangi bir ek yardımcı devre kullanılmadan iletime ve kesime giren anahtarlama durumu için sert anahtarlama olarak tabir edilebilir. Sert anahtarlama kavramının ele alınması yumuşak anahtarlama kavramının irdelenebilmesi açısından önemlidir (Koç, 2017).

Son yıllarda birçok flyback topolojisi ortaya çıkmıştır. Bu topolojilerin en büyük ortak sorunu anahtar kapatma anında kaçak endüktansta depolanan enerjinin voltaj yükselmesine neden olmasıdır (Mohammadi ve Adib, 2014).

Flyback Dönüştürücülerinin birçok avantajına rağmen güç anahtarı üzerinde geçici büyük voltaj yükselmeleri olmaktadır. Bu yükselmeler flyback trafosundaki kaçak endüktansın bir fonksiyonudur. Bastırma devreleri bu yükselmeyi azaltır ve dönüştürücünün devre elamanlarını korumayı sağlar (Patel, 2008).

RCD bastırma devreleri basit yapılara sahiptir ve maliyeti çok düşüktür. Fakat anahtarlama kayıpları dirençler üzerinden harcandığı için çok kötü bir performansa sahiptir ve bundan dolayı devrenin verimi düşmektedir. Aktif bastırma devrelerinde yardımcı anahtar kullanılarak anahtarlama kayıpları düşürülebilir. Ama yardımcı bir

anahtar kullanımını güç ve kontrol devresinin karmaşıklığını arttırmaktadır. Güç iletimi süresince iki anahtarın kontrol sinyalleri arasındaki senkronizasyon problemi kontrol stratejisi açısından karmaşıklık yaratmaktadır. Ayrıca, devrenin maliyeti artırmaktadır (Chen ve Tseng, 1998).

Tez kapsamında aşağıda verilen konular gerçekleştirilmiştir.

1- Konuyla ilgili literatür araştırması yapılmıştır ve sürekli olarak literatür takip edilmiştir.

2- Önerilen devrenin trafo tasarımı, bastırıcı hücre tasarımı, soğutucu tasarımı ve kullanılan bileşenlerin seçimi yapılmıştır.

3- Benzetim çalışması için değişken frekans üreten blok tasarlanmıştır.

4- Deneysel çalışma için önerilen devre Proteus programı kullanılarak baskı devresi çizilmiş ve baskı devre oluşturulmuştur.

5- Yapılan deneysel ve benzetim çalışması karşılaştırılmıştır.

Yukarıda bahsedilen hususlar dikkate alınarak tez çalışmaları yapılıp bu çerçevede yapılan çalışmalar beş bölümde anlatılmıştır.

Birinci bölüm “Giriş” başlığı altında, flyback dönüştürücünün kullanım alanları, bileşenleri ve bastırıcı hücre çalışmalarına değinilmiştir.

İkinci bölümde güncel literatür taraması yapıp, flyback dönüştürücünün kullanım alanları ve uygulamalarından bahsedilmiştir.

Üçüncü bölümde bu çalışmada materyal yöntem başlığı altında flyback dönüştürücü, çalışma prensibi, çalışma modları, flyback trafo tasarım hesapları, yüksek hızlı diyotlar, bastırma hücresi tasarımı ve soğutucu tasarıma yer verilmiştir.

Dördüncü bölümde önerilen devrenin bulgularına yer verilmiştir. Bu bölümde hem benzetim çalışması hem de deneysel çalışma sonuçları aktarılmıştır.

Beşinci bölümde tez kapsamında elde edilen sonuçlar tartışılıp, elde edilen deneysel ve tasarım çalışmaları karşılaştırılmıştır. Çalışmanın avantaj ve dezavantajları üzerinde tartışmalar yapıp, bir sonraki çalışma alanlarına yol tutulması hakkında fikirler üretilmiştir.

Bu çalışmada Flyback DC-DC dönüştürücüsünün değişken frekanslı anahtarlanması hem benzetim ortamında hem de deneysel olarak incelenmiştir. Çıkış gerilimi optokuplör aracılığıyla izole edilerek kontrolcüye aktarılmıştır. Ayrıca bu dönüştürücüde izole trafo kullanılarak giriş çıkış arasında izolasyon sağlanmıştır. Çıkış

güç değişimi kontrolcü tarafında işlenerek güç yarı iletkeni için PWM sinyali üretilmiştir. Ayrıca devrenin korunması için RCD bastırma hücresi kullanılmıştır. Benzetim çalışması ve deneysel çalışma sonuçları karşılaştırılarak değişken frekanslı flyback dönüştürücü tasarımı yapılmıştır.



2. KAYNAK BİLDİRİŞLERİ

Adarsh ve Shenoy (2016), yaptıkları çalışmada flyback DC-DC dönüştürücüyü güneş paneli sisteminin çıkışında kullanmışlardır. Bu çalışmalarında PV hücre gerilimini flyback dönüştürücü kullanarak yükseltmişlerdir. Çalışma PV sistemlerinde flyback yükselticinin verimini incelemiş ve yükseltme katları artırılarak özel konularda kullanabileceğinden bahsetmiştir.

Divya ve Parackal (2015), yaptığı çalışmada ışık yayan diyot olarak da bilinen LED' lerin sürücü devrelerinde Flyback dönüştürücü kullanmıştır. Çalışmasında Buck-Boost güç faktörü düzelticisine flyback dönüştürücü entegre etmiştir. Bu çalışma yüksek güç faktörü ve düşük harmonik bozulması sağlamıştır. Ayrıca bu yöntem yüksek verimlilik ve düşük anahtarlama gerilim artışlarına olanak sağlamıştır. Flyback dönüştürücü kullanılması sayesinde çoklu çıkışta sağlanmaktadır.

Zhao ve ark. (2016), yaptıkları çalışmada sürekli açık zaman kontrol stratejisine sahip geleneksel kritik iletim modlu Flyback PFC dönüştürücüsünün düşük güç katsayısı (PF) ve yüksek toplam Harmonik bozulması (THD) sorununa, değişken açık zaman kontrolü uygulamasını önermiştir. Bu çalışmalarında bir operasyonel amplifikatör, iki sinyal anahtarı ve bir RC filtesinden oluşan basit bir analog bölücü devresi kullanılmıştır. Çalışmalarında sonuç olarak giriş akımındaki PF ve THD geleneksel yönteme göre daha iyi sonuç vermiştir. Ayrıca kontrol devresi tasarımı diğer yönteme göre daha kolay olduğunu göstermektedir.

Park ve ark. (2016), yaptıkları çalışmada flyback dönüştürücü için uyarlamalı bir frekans azaltma şemasına sahip bir yarı-rezonanslı (QR) kontrol geliştirmiştir. Bu kontrol cihazı düşük yük durumunda anahtarlama frekansını azaltarak güç kaybını azaltmıştır. Yük akımına göre anahtarlama frekansını 25-125 kHz arasında değiştirmiştir. Bu çalışmada elektromanyetik girişim olarak da bilinen EMI (Electromagnetic Interference) azaldığı gösterilmiştir. Sonuç olarak çalışmada bu yöntemin geleneksel QR kontrol yöntemine göre daha verimli olduğunu göstermektedir.

Liang ve ark. (2017), flyback dönüştürücüsünde kesintili ve kesintisiz çalışma modları için primer taraf için kontrol algoritması geliştirmiştir. Yaptığı çalışmasında literatürde kesintisiz çalışma modu (DCM) için primer taraf regülasyonu (PSR) olmadığını belirtmiş ve çalışmasında dijital mikro denetleyici kullanarak her iki mod için

çalışabilecek algoritma kullanmıştır. Bu çalışmasında çıkış akım ve gerilimini tahmin etmek için trafonun yardımcı sargısını kullanmıştır. Kullanılan bu yöntemin çeşitli giriş geriliminde kontrol sıkıntısı yaşandığı gösterilmiştir. Onun dışında geleneksel ikincil taraf regülasyonuna göre (SSR) düşük yük durumunda daha verimli olduğu gösterilmiştir.

Li ve ark. (2016), makalesinde düşük anahtarlama kayıpları, daha az trafo kayıpları ve yüksek anahtarlama frekansındaki düşük anahtarlama gürültüsü için yarı-resonantlı (QR) flyback dönüştürücüye alternatif olarak resonant modlu (RM) flyback dönüştürücü önermiştir. Çalışmasında trafo kaçak enerjisini geri dönüştürmek için bastırma hücresi kullanmıştır. Bu bastırma hücresinde iki diyot ve bir kapasitör kullanmıştır. Anahtarlama frekansını artırarak daha yüksek güç yoğunluğu elde etmiştir. Ayrıca devre bileşenlerinin boyutu azaltılmış özellikle trafo boyutu ve sarım sayısının azaldığı görülmüştür. Ama bununla beraber anahtarlama kayıpları, deri etkisi sebebiyle alternatif akım bakır kaybı artmıştır. Çalışmalarının sonucunda RM flyback dönüştürücünün QR flyback dönüştürücüye göre yüksek frekansta daha avantajlı olduğu gösterilmiştir.

Huang ve ark. (2016), yaptıkları çalışmalarında adaptör uygulaması için yüksek frekans, yüksek verimlilik ve yüksek güç yoğunluğu için aktif kenetlemeli Flyback dönüştürücüsünü incelemişlerdir. Çalışmalarında hem primer hem de sekonder anahtar için anahtarlama kayıplarını ve iletkenliği azaltmak için silikon MOSFET yerine Galyum Nitrat(GaN) MOSFET kullanmışlardır. Bu çalışmalarında MHz mertebesindeki anahtarlama frekansında devrenin öncelikle trafosunun daha küçük olduğunu ve daha verimli ve daha yüksek yoğunluklu olduğunu göstermiştir.

Xue ve ark. (2017), geleneksel aktif kenetlemeli Flyback sıfır gerilimde anahtarlama yöntemi, kaçak endüktansı ve küçük primer tarafındaki kenetleme kapasitörü arasındaki rezonansa dayanır, bu da akımının RMS değerinin artmasına ve yüksek iletim kaybına neden olduğunu bunun için sekonder tarafı içinde bir aktif kenetleme devresinin eklenmesini önermiştir. Yaptıkları çalışma sonucunda 45W bir sistemde geleneksel primer taraf aktif kenetleme devresine göre 0.8% oranında iyileştirme yaptığını göstermiştir.

Lee ve Do (2016), çalışmalarında tek anahtarla çalışan boost-flyback topolojisi kullanmışlardır. Bu topolojiyi LED sürücü için kullanmışlardır. Bu çalışmanın amacı yüksek güç faktörü elde etmektir. Bu nedenle devre DCM modunda çalıştırılmıştır.

Devrelerinde güvenliği artırmak için giriş-çıkış izolasyonu sağlanmıştır. Yaptıkları çalışma sonunda yüksek güç sayısı elde etmiş ayrıca trafo üzerindeki kaçak endüktansı susturucu devresi sayesinde geri kazanılmıştır.

Wang ve ark. (2018) yaptıkları çalışmada güç sistemlerini daha küçültmek için yüksek frekanslı dönüştürücüler araştırılması gerektiğini vurgulamışlardır. Bunun için çalışmalarında tek anahtarlı yarı rezonanslı (QR), düşük anahtarlama kayıplı ve düşük anahtarlama gürültüsü içeren Flyback dönüştürücü üzerinde çalışmışlardır. Bunun için trafonun kaçak indüktörünü geri dönüştürmek ve anahtar kesimdeyken sıfır akımda anahtarlama (ZCS) uygulayabilmek için primer tarafına bir rezonans indüktörü ve sekonder tarafında rezonans kapasitörü kullanmıştır. Çalışmalarının sonunda daha düşük maliyet ve daha düşük verimlilik elde etmiştir.

Lo ve Lin (2007)'de yaptıkları çalışmalarında iki trafo ve iki aktif kenetleme devresi kullanarak flyback dönüştürücü tasarlamışlardır. Yaptıkları iki trafolu iki kenetleme sistemli ZVS flyback dönüştürücüsünde iki sekonder arasındaki toplam yük akımının yaklaşık olarak paylaştırıldığını belirtmiştir. Bu sayede bakır kayıpları ve doğrultucu diyotun iletim kayıplarının azalabileceğini belirtmiştir. Bu çalışma için anahtarlama frekansını 180 KHz belirlemişlerdir. Bu çalışmalarının sonucunda 85%'lik verim elde etmişlerdir. Ayrıca bu çalışmanın yüksek yük akımlarının olduğu düşük ve orta güç uygulamaları için uygun olduğunu belirtmişlerdir.

Lamar ve ark. (2012), çalışmalarında yüksek parlaktaki ışık yayan diyotları (HB-LED) çalıştırmak için kullanılan güç katsayısı düzelticileri (PFC) için yeni bir kontrol stratejisi önermişlerdir. Bu kontrol stratejisi standart tepe akımı stratejisini kullanan geleneksel PFC kontrol stratejisine göre basit ve daha az maliyetlidir. Aslında, bu yöntem, toplam harmonik bozulmayı azaltmak için yüksek karmaşıklık gerektirmeyen, flyback ailesine ait PFC'lere tek-zamanlı kontrolün alternatif bir uygulamasıdır. Yaptıkları çalışmanın sonucunda devrenin simülasyon ve deneysel çalışması birbirini doğrulamıştır.

Kim ve Ha (2016), yayınladıkları çalışmalarında çift çıkışlı flyback dönüştürücüsün değişken frekanslı anahtarlama uygulamışlardır. Sekonder sargılarına birer tane ayarlanmış filtre ekleyerek çıkışların farklı eğilim gösterdiğini gözlemlemişlerdir. Bu durum anahtarlama sinyalinin doluluk oranı aynı olsa bile farklı frekanslarda çıkış geriliminin farklı olacağını gösterir. Ayarlanan filtre her bir sekonder sargısına eklenmesine rağmen, flyback dönüştürücünün temel özellikleri olan devre

basitliği ve kontrol algoritmasını zorlaştırmamıştır. Her sargının yük değişimi ve sızıntı endüktansı nedeniyle, çapraz düzenleme her zaman geleneksel çift çıkışlı dönüştürücü topolojisinde bir sorundur. nerdiği bu yöntemde, gelişmiş çapraz düzenleme ve yk düzenleme için her bir sekonder sargısına ayarlanmış bir filtre ekler. Filtrenin özelliğinden dolayı, her bir çıkış voltajı anahtarlama frekansına göre değişir. Böylece, apraz düzenleme ve yk düzenlemesi, anahtarlama görevi kontrolü yanı sıra bir anahtarlama frekansı kontrolü kullanılarak gerçekleştirilebilir. Her iki çıkış gerilimi aynı anda ölçülür ve kontrolcüye geri beslemeyle gönderilir. Yaptığı çalışmalarının devamında kullandığı yöntem geleneksel yöntemle uygulanabilirliği ve performansı karşılaştırılmıştır. Bu çalışmaların sonucunda önerilen yöntem, herhangi bir yük değişiminin altındaki geleneksel yönteme kıyasla daha iyi çapraz düzenleme ve yk düzenlemesi göstermektedir.

Siu ve Lee (2000), yaptıkları çalışmalarında flyback dnştrcsn PFC devresinde kullanmışlardır. Genellikle PFC devrelerinde yükselten DC-DC dönüştürücü kullanılır. Fakat yapılan bu çalışmada giriş çıkış izolasyonu, ani akım sınırlama ve voltaj azaltma özelliğinden dolayı flyback dönüştürücü kullanmıştır. Bu devre için yeni bir kenetleme devresi sunarak karşılaşılan problemleri zmştr. Yaptığı deneysel çalışmalar sonucunda, bu tür devrelerin yüksek dönüşüm verimliliği ve yüksek güç faktörü elde etmek için tasarlanabileceğini göstermiştir.

Zhang ve ark. (2012), yayınladıkları çalışmalarında düşük güçlerdeki LED sürücülerinde primer taraf kontrol yöntemini önermektedir. Bu çalışmalarında ortalama primer tarafındaki akım sinyali ve transformatör yardımcı sargı voltaj sinyali ile çıkış akımı, herhangi bir izole edilmiş geri besleme devresi olmadan kontrol etmişlerdir. Ayrıca önerdikleri bu kontrol şemasıyla LED sürücüleri için gerekli olan yüksek güç faktörü elde etmek için PFC kullanılabilir. Bu çalışmasında triyak kullanarak LED'lerin parlaklık derecesini ayarlamaktadır. alışmasının sonucunda 15 W gücündeki bu sistemde geleneksel kontrol şeması ile karşılaştırıldığında, önerilen kontrol şeması yüksek verimlilik, doğrusal karartma eğrisi ve basit devre gibi bazı avantajlara sahip olduğunu göstermişlerdir.

Kanthimathi ve Kamala (2015), çalışmalarında farklı flyback topolojilerini incelemişlerdir. alışmalarında flyback dönüştürücünün basitliği, düşük maliyeti ve giriş-çıkış izolasyonu olduğunu belirtmiştir. Bu çalışmasında aktif kenetlemeli, RCD

bastırıcı, çift çıkışlı, 2 anahtarlı ve sarmaşık flyback dönüştürücülerini analiz etmiştir. Çalışmasında 24V DC kaynak kullanarak çıkış gerilimi 72V olacak şekilde tasarlamıştır ve sonuçları karşılaştırmıştır. Sonuçlarında aktif kenetlemeli MHz mertebesinde anahtarlama frekansında 60% doluluk oranıyla daha yüksek verim elde etmiştir. Bunun nedenini anahtar üzerindeki gerilim stresini azalttığını belirtmiştir. RCD bastırıcılı flyback dönüştürücüsünde iletim kayıplarını ve anahtar üzerindeki gerilim streslerini azalttığını ve fotovoltaik uygulamalarında kullanılabileceğini göstermiştir.

Suskis ve ark. (2014), yaptıkları çalışmalarında fotovoltaik uygulamalarında maksimum güç noktası takipli (MPPT) flyback dönüştürücü kullanmıştır. Giriş çıkış izolasyonundan dolayı MPPT uygulamalarında flyback dönüştürücünün öneminde çalışmada bahsedilmiştir. Bu çalışmada fotovoltaik kaynakların özel yapısı dikkate alınarak önerilen tasarım ve yaklaşımları gösterilmiştir. Bu çalışmada ayrıca devrenin verimliliğini artırmak için aktif kenetleme sistemini kullanmışlardır. Çalışmanın sonucunda aktif kenetlemeli Forward DC-DC dönüştürücünün flyback dönüştürücüye göre daha verimli olduğu gösterilmiştir.

Alou ve ark. (2002), bu çalışmalarında geniş bir giriş gerilim aralığında çalışan 100 W'lık flyback dönüştürücü tasarlamış ve test etmiştir. Bu çalışmada basitliği ve yüksek verimden dolayı aktif kenetlemeli flyback kullanılmıştır. Bu topoloji yüksüz durumda geniş bir gerilim düzeltme kabiliyeti, ZVS ve doğrultucu diyotta yumuşak kapatma özelliği sağlar. 36V – 373V arasında tam yükte çalışan bu çalışmada verim %75 üzerindedir. Maksimum verime ise 170 V civarında ulaşılmıştır.

Papanikolaou ve Tatakis (2004), yaptıkları çalışmalarında geniş yük değişimi altında CCM modunda çalışan flyback dönüştürücülerde aktif gerilim kelepçesi devresi yapmışlardır. Bu devrede aşırı gerilimleri sınırlamak için düşük güç tüketimli aktif kenetleme devresi kullanılmıştır. Kesintisiz iletim modu (DCM) için birçok uygun topoloji tanıtılmış olmasına rağmen, doluluk oranının değerinin yük seviyesine bağlı olduğu durumlarda, sürekli iletim modunda (CCM) bu tip topolojileri uygun şekilde tasarlamak daha zordur. Bu çalışmanın ana fikri DCM modunda çalışan yardımcı dönüştürücüden oluşan yüke bağlı bir akım kaynağı kullanılmasıdır. Bu çalışmalarının deneysel sonucunda düşük güç tüketimini ve yüksek voltajları bastırmıştır.

Tamyurek ve Kirimer (2014) yaptıkları çalışmalarında DCM modunda çalışan sarmaşık flyback dönüştürücü topolojisine dayalı fotovoltaik (PV) uygulamaları için izole

edilmiş şebekeye bağı bir invertör tasarlanmıştır. Flyback dönüştürücüsü genel olarak düşük güçlerde kullanıldığı için bu çalışmada yüksek güçlerde çalışabilen flyback dönüştürücü tasarlanmıştır. Bu çalışmada P&O algoritması kullanarak MPPT yapılmaktadır. Bu çalışmalarında 2kW gücünde sarmaşık tipli 3 katlı flyback kullanılmış ve her biri 700W olarak ayarlanmıştır. MPPT kontrol cihazının enerji verimliliği ve invertör statik verimliliği sırasıyla 98.5% ve 90.16% olarak ölçülmüştür. Ayrıca devrenin THD'si 4.42% ve güç katsayısı 0.998 bulunmuştur.



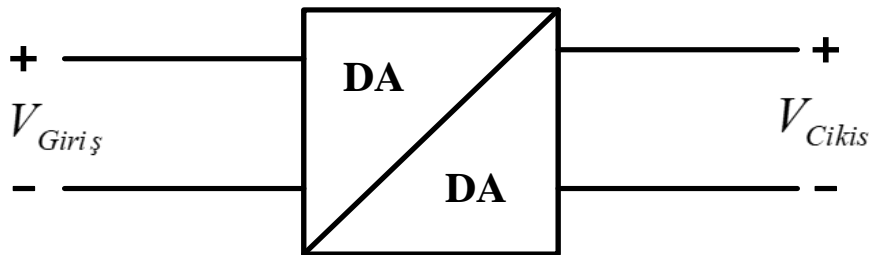
3. MATERYAL VE YÖNTEM

Bu çalışmada MATLAB/Simulink kullanılarak değişken frekanslı flyback DC-DC dönüştürücüsünün benzetim çalışması yapılmıştır. Daha sonra devrenin prototipi yapılarak deneysel verileri elde edilmiştir. Uygulama ve simülasyon için kullanılan konular aşağıda irdelenmiştir.

3.1. DA-DA Dönüştürücüler

DA-DA dönüştürücüleri teknolojinin gelişmesiyle endüstri ve günlük yaşamımızın bir parçası olmuştur. Günümüzde elektronik cihazların çoğunda DA-DA dönüştürücüleri mevcuttur. Bu cihazlara örnek vermek gerekirse cep telefonları, dizüstü bilgisayarlar, kamera, televizyonlar gibi batarya ile çalışan bütün cihazlarda DA-DA dönüştürücüsü mevcuttur. Bir giriş gerilimini istenilen çıkış gerilimini elde etmek için düşüren yükselten veya her ikisini yapabilen dönüştürüclere DA-DA dönüştürücüsü denir (Üzmuş, 2016).

DA-DA dönüştürücülerde talep artmasıyla beraber daha küçük boyutta daha verimli ve daha az maliyetli dönüştürücüler üretilebilmesi için çalışmalar yapılmıştır. Bu çalışmalarla birlikte birçok farklı DA-DA dönüştürücü topolojisi ve kontrol yöntemleri ortaya çıkmıştır. Bu topolojiler genel olarak anahtarlama elemanı, diyot, bobin ve kapasitörden meydana gelir. Kullanılan bileşenleri yeri ve sayısı değiştirilerek dönüştürücünün kullanım amacı değişmektedir. Genel olarak bir DA-DA dönüştürücünün blok diyagramı Şekil 3.1' de verilmiştir.



Şekil 3.1. DA-DA blok diyagramı.

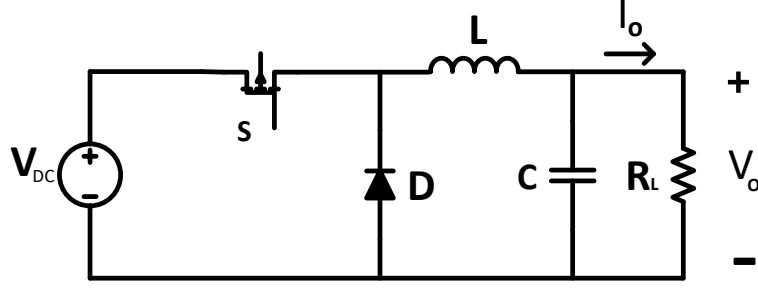
3.2. Anahtarlamalı DA-DA Dönüştürücüler

Son zamanlarda cep telefonları, dizüstü bilgisayarlar, LCD televizyonların artmasıyla beraber güç kaynaklarının gereksinimi artmıştır. Bu cihazlarda kullanılan şarj aletleri ve besleme devreleri anahtarlamalı güç kaynaklarına birer örnektir. Bu güç kaynakları izolasyonlu ve izolasyonsuz olarak ikiye ayrılabilir. İzolasyonsuz dönüştürücülere örnek olarak düşüren, yükselten, düşüren yükselten ve çuk dönüştürücü örnek olarak verilebilir. Uygulamalarda elektriksel izolasyon istenmesi halinde kuplajlı endüktans veya bir trafo kullanılabilir.

3.2.1. İzolasyonsuz dönüştürücüler

İzolasyonsuz dönüştürücüler genel olarak diyot, anahtarlama, elemanı ve endüktanstan oluşur. Bu üç bileşenin yerlerinin değiştirilmesiyle farklı topolojiler türetilmiştir. Bu topolojiler elektrik izolasyonunun istenmediği uygulamalarda kullanılmaktadır. Bu bölümde sıklıkla kullanılan izolasyonsuz DA-DA dönüştürücülere değinilmiştir.

Düşüren dönüştürücüde ortalama çıkış gerilimi giriş geriliminden daha düşüktür. Günümüzde düşüren dönüştürücü basit devre ve düşük maliyet nedeniyle düşük güçte, 25W altında, otomotiv uygulamaları için kullanılmaktadır (Nan ve ark., 2017). Düşük voltajlarda çalışan elektronik sistemlerin çoğunluğu, istenen gücü beslemek için bir bataryaya ihtiyaç duyar. Daha büyük güç miktarını işlemek için voltaj regülatörlerinin kullanılması aşırı ısı üretimine neden olur ve bu nedenle daha büyük fiziksel boyutlarda bir ısı emici veya bir tür zorunlu soğutma gerektirir. Bu gibi durumlarda, düşüren DA-DA dönüştürücüleri kullanmak daha mantıklıdır. Ek olarak, düşük voltaj-yüksek akım anahtarlamalı güç kaynakları, düşük güç işleme devrelerinde daha güvenilirdir (Veerachary, 2016). Düşüren dönüştürücü devrenin genel şeması Şekil 3.2' de verilmiştir. Düşüren dönüştürücü diğer izolesiz dönüştürücüler gibi bobin anahtar ve diyottan oluşmaktadır.



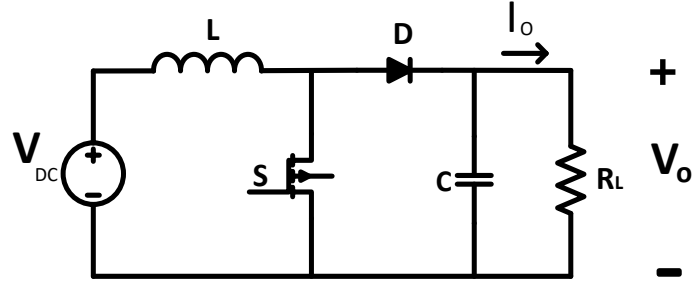
Şekil 3.2. Düşüren dönüştürücü devre şeması.

Düşüren dönüştürücüde anahtar iletme girdiğinde giriş akımı indüktör kapasitör ve yük üzerinden akar. Bu sırada L indüktörü enerji depolamaya başlar ve akımı artır. Bu akım minimum indüktör akım değerinden başlayarak $(V_{DC}-V_o/L)$ eğiminde doğrusal olarak artar. Anahtar kesime girdiğinde D diyotu iletme geçer ve indüktördeki depolanan enerji diyot kapasitör ve yük üzerinden boşalır. Bu çalışma durumuna göre ideal durumda çıkış geriliminin giriş gerilime göre denklemi “Eş 3.1” göre hesaplanır. Bu eşitlikte D doluluk oranıdır ve anahtarın açık kalma süresinin, tüm periyoda oranıdır.

$$V_o = D \cdot V_{DC} \quad (3.1)$$

Düşürücü dönüştürücüde sürekli akım modunda çıkış gerilimi doluluk oranıyla giriş geriliminin çarpımına eşittir.

Bir diğer izolasyonsuz dönüştürücü yükselten dönüştürücüdür. Teorik olarak, geleneksel yükselten dönüştürücüler ağır yük koşullarında yüksek voltaj artışı elde edebilirler. Bununla birlikte, pratikte, yükseltici dönüştürücünün voltaj kazancı, indüktör, filtre kondansatörü, ana güç anahtarı ve doğrultucu diyot ile ilgili kayıplar nedeniyle sınırlıdır (Tseng ve Liang, 2004). Ayrıca, dönüştürücünün yüksek elektromanyetik girişimi (EMI) sesleri de bu dönüştürücüler için en önemli sorunlardandır (Zhao ve ark., 2001). Yükselten dönüştürücünün devre şeması Şekil 3.3’ de verilmiştir. Yükselten dönüştürücü de düşüren dönüştürücüyle aynı devre elamanları içermektedir. Bu dönüştürücü adından da anlaşıldığı gibi giriş gerilimden daha yüksek çıkış gerilimi istenilen uygulamalarda kullanılır.



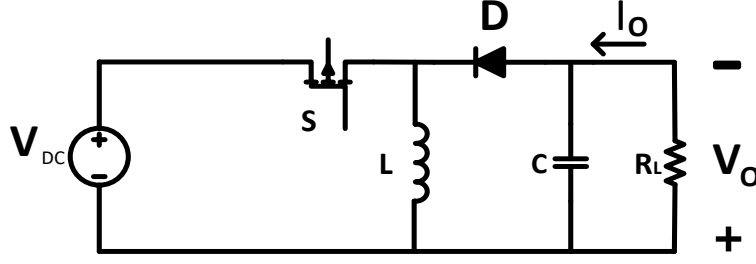
Şekil 3.3. Yükselten dönüştürücü devre şeması.

Yükselten dönüştürücüde anahtar iletimde iken giriş akımı L indüktörü ve anahtar üzerinden akmaya başlar. Bu sırada indüktör akımı minimum indüktör akımından başlayarak V_{DC}/L eğiliminde doğrusal olarak artar. Bu sırada çıkış yükü çıkış kondansatöründen beslenir. Anahtar kesime gittiğinde diyot iletime geçerek çıkış yükünü hem indüktör hem de giriş kaynağı besler. Bu çalışma durumuna göre ideal durumda çıkış geriliminin giriş gerilime göre denklemi “Eş 3.2” göre hesaplanır.

$$V_o = \frac{V_{DC}}{1-D} \quad (3.2)$$

Teorik olarak yukardaki eşitliğe göre doluluk oranı 1’e yaklaştığında çıkış gerilimi sonsuza gideceği görülmektedir. Fakat doluluk oranının 1’e yaklaşması pratik olarak doğru değildir ve doluluk oranının 0.8’ kadar uygulanmasının daha gerçekçi olduğu gözlenmektedir (Züngör, 2018).

İzolasyonsuz kaynaklardan yükseltici-düşürücü dönüştürücü, giriş gerilimini hem yükseltebilen hem de düşürebilen topolojidir. Diğer anlatılan topolojilerden farklı olarak çıkış gerilimi giriş gerilime göre negatif değerdedir. Giriş ve çıkış gerilim aralıklarının çakıştığı tüm uygulamalarda, yükselten/düşüren karakteristiğine sahip DA-DA dönüştürücüler gereklidir. Örneğin, güç faktörü düzeltmesi (PFC) uygulamalarında, buck-boost veya Cuk gibi artırma/azaltma dönüştürücülerinin kullanılması, çıkış DA voltajını isteğe bağlı bir ara değere ayarlamayı sağlar (Chen ve ark., 2001). Bu dönüştürücünün devre şeması Şekil 3.4’ de verilmiştir.



Şekil 3.4. Yükselten-düşüren dönüştürücü devre şeması.

Yükselten-düşüren dönüştürücüde anahtar iletme girdiğinde D diyotu ters kutuplandığından dolayı kesimdedir. Giriş akımı ana anahtar ve indüktör üzerinden artarak akar. Yükseltici dönüştürücüde olduğu gibi indüktör akımı minimum indüktör akımından başlayarak V_{DC}/L eğiliminde doğrusal olarak artar. Çıkış yükü çıkış kondansatörü tarafından beslenir. Anahtar kesime girdiğinde indüktörde akmakta olan akım yük üzerine doğru akar. Anahtar iletimdeyken indüktörde depolanan enerji bu şekilde yük üzerine aktarılır. Anahtar tekrar iletme girene kadar indüktör akımı doğrusal olarak azalır. Bu dönüştürücünün ideal durumda ki çıkış gerilimin giriş gerilimine göre denklemi “Eş 3.3” göre hesaplanır.

$$V_o = V_{DC} \frac{1}{1-D} \quad (3.3)$$

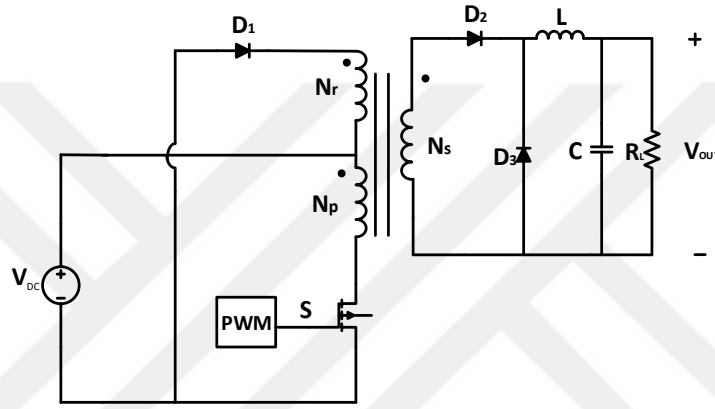
Yükselten-düşüren dönüştürücüde doluluk oranı 0.5’ den düşük olduğunda düşürücü, 0.5 ‘den büyük olduğundan yükseltici olarak çalışır.

Bu üç temel dönüştürücü temelinde anahtar, diyot ve endüktasın yer değiştirilmesiyle oluşur. İstenilen uygulamanın türüne göre bu topolojiler kullanılabilir. Bu topolojiler dışında çuk gibi daha farklı topolojiler bulunmaktadır. Bundan sonraki bölümde çalışmamızda kullandığımız flyback dönüştürücünün de yer aldığı izolasyonlu DA-DA dönüştürücüler incelenecektir.

3.2.2. İzolasyonlu dönüştürücüler

Elektriksel olarak izoleli olan bu dönüştürücüler yüksek frekansta çalışan trafolar bulunmaktadır. Bu dönüştürücüler trafodan dolayı yüksek dönüşüm oranına sahiptir ve bu sayede çalışma gerilim aralığı trafo kullanılmayan dönüştürücüler göre daha geniştir.

Sadeliği ve yüksek verimliliği sağlamak için, ileri dönüştürücüler düşük ve orta güç uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır. Cihazdaki akım ve gerilim stresi, trafo sıfırlaması, devre karmaşıklığı ve maliyet değişimleri nedeniyle, ileri dönüştürücü için farklı topolojiler ortaya çıkmıştır (Lin ve ark., 2015). Klasik ileri yönlü (forward) dönüştürücüde 3 adet sargı bulunmaktadır. Bu dönüştürücüde trafonun çekirdek akısı sıfırlama (reset) sargısı tarafından sıfırlanır. Nüvede depolanan enerji, kaynağa geri verilerek dönüştürücünün verimi artırılır. Şekil 3.5 'de ileri yönlü dönüştürücünün devre şeması verilmiştir.



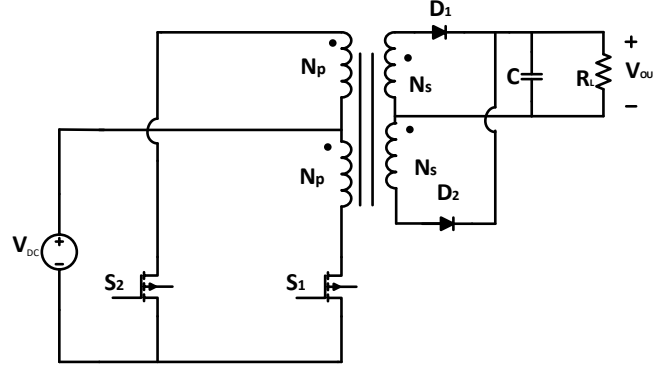
Şekil 3.5. İleri dönüştürücü devre şeması.

İleri dönüştürücüsünde çıkışta 2 diyot ve LC filtre hücresi bulunmaktadır. Anahtar iletimde iken primer sargısı üzerine giriş gerilimi düşer. Primer sargısının üzerinde artmaya başlar ve sekonder tarafında D_2 diyotu üzerinden geçerek LC filtre hücresine çıkış yüküne enerji aktarır. Bu esnada sıfırlama sargısı üzerindeki diyot ters kutuplandığı için üzerinden akım akmayacaktır. Anahtar kesime gittiğinde trafonun polaritesi değişir. Bu durumda D_2 diyotu kesime gider ve D_1 ve D_3 iletime geçer. D_3 iletimdeyken enerji çıkıştaki indüktör üzerinden yüke aktarılır. Bu sırada sıfırlama sargısı ve D_1 diyotu mıknatıslama akımının girişe dönmesi için yol oluşturur.

İleri dönüştürücü genellikle 200W'a kadar olan uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Güç seviyesindeki sınırlamalar anahtarın dayanabileceği gerilim stresi ve akımdan kaynaklanır. Bu dönüştürücünün ideal durumda ki çıkış gerilimin giriş gerilimine göre denklemi "Eş 3.4" göre hesaplanır.

$$V_o = V_{DC} \frac{N_s}{N_p} D \quad (3.4)$$

Bir diğ er izoleli DA-DA dönüştürücü it-çek (push-pull) dönüştürücü topolojisidir. Bu topoloji Şekil 3.6.’da verilmiştir.

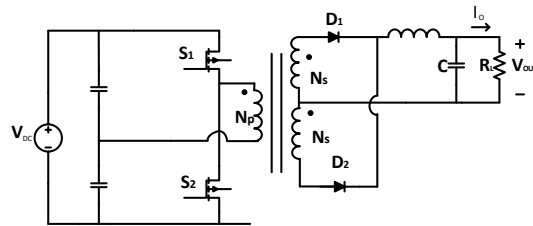


Şekil 3.6. İt-çek dönüştürücü devre şeması.

İt-çek dönüştürücüsünde S₁ iletme geçtiğinde giriş gerilimi primer sargısının yarısında görülür. S₂ iletme geçtiğinde giriş gerilimi primer sargısının diğ er yarısında görülür. Dolayısıyla primer sargısının gerilimi V_{DC} ile -V_{DC} arasında salınır. Bu dönüştürücüde anahtarların doluluk oranı 0.5 ile çalışır. İt-çek dönüştürücü genellikle, kare dalga şeklinde sabit akım kaynağı üzerinden sürülür. Bu sayede primer taraftaki akım sekonder tarafta gerilim üretir (Rashid, 2001). Bu dönüştürücünün ideal durumda ki çıkış gerilimin giriş gerilimine göre denklemi “Eş 3.5” göre hesaplanır.

$$V_o = 2V_{DC} \frac{N_s}{N_p} D \quad (3.5)$$

Diğ er izoleli güç kaynaklarından olan yarım köprü dönüştürücü topolojik olarak ileri dönüştürücüye benzer. Yarım köprü dönüştürücünün devre şeması Şekil 3.7’ de verilmiştir.



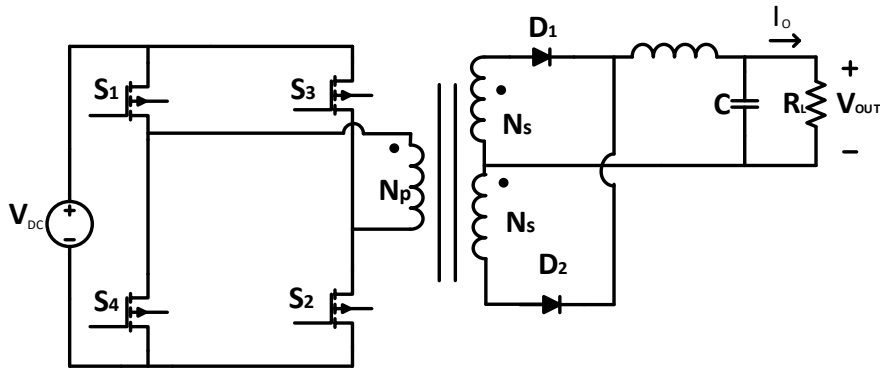
Şekil 3.7. Yarım köprü dönüştürücü devre şeması.

Yarım köprü dönüştürücü topolojisinde kaynağa paralel bağlanan 2 kapasitör, primer sargısına üzerinde her zaman giriş geriliminin yarısına eşit olacak şekilde yerleştirilir. S_1 ve S_2 anahtarları trafo primer sargısından AA kare dalga oluşturacak şekilde anahtarlanır (Rashid, 2001). Bu kare dalga, trafo tarafından alçaltılır veya yükseltilir. D_1 ve D_2 diyotları tarafından doğrultulduktan sonra çıkış filtresinden süzülerek çıkış gerilimi üretilir. Bu topolojide maksimum doluluk oranı 0.5' den büyük olamaz. Yarım köprü dönüştürücü genellikle orta güç uygulamalarında kullanılmaktadır.

Yarım köprü dönüştürücü yapı olarak ileri dönüştürücüye benzemektedir. Yarım köprü dönüştürücüde anahtar üzerindeki gerilim giriş gerilimine eşittir ve değeri ileri dönüştürücünün gerilimin yarısı kadardır. Bundan dolayı yarı köprü dönüştürücü ileri köprüye göre iki katı kadar güç aktarabilir. Genellikle 400W gücüne kadar tercih edilir. Daha yüksek güçlerde primer ve anahtarlama akımı çok yüksek olacağından yarı köprü dönüştürücü tercih edilmez. Yarım köprü dönüştürücünün ideal durumda ki çıkış geriliminin giriş gerilimine göre denklemi "Eş 3.6" göre hesaplanır.

$$V_o = V_{DC} \frac{N_s}{N_p} D \quad (3.6)$$

Yarım köprü dönüştürücüde girişte kullanılan kapasitörler yerine iki tane anahtar kullanılan tam köprü dönüştürücü topolojisi bir diğer izoleli DA-DA dönüştürücüdür. Tam köprü dönüştürücünün devre şeması Şekil 3.8' de verilmiştir.



Şekil 3.8. Tam köprü dönüştürücü devre şeması.

Tam köprü dönüştürücüde anahtarlama elamanları primerde AA kare dalga oluşturacak şekilde anahtarlanır. Yarım köprü dönüştürücüsünde ki gibi bu kare dalga alçaltılıp yükseltilir. Daha sonra çıkış diyotları tarafından doğrultulur. Doğrultulmuş olan bu gerilim çıkıştaki indüktör ve kapasitör tarafından filtrelenir. Tam köprü dönüştürücüsünde ideal durumda ki çıkış gerilimin giriş gerilimine göre denklemi “Eş 3.7” göre hesaplanır (Züngör, 2018).

$$V_o = 2V_{DC} \frac{N_s}{N_p} D \quad (3.7)$$

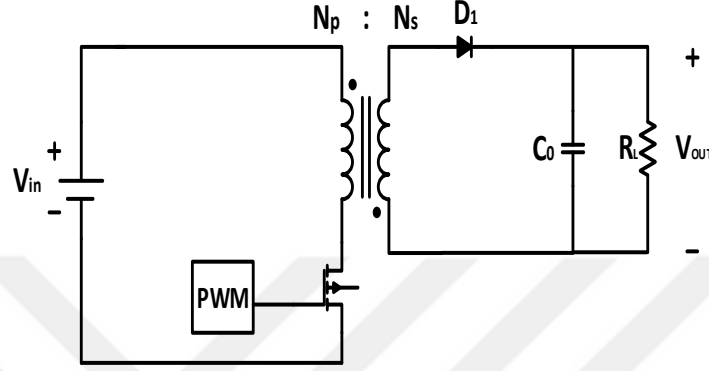
Yarım köprü doğrultucu iki anahtar içerirken tam köprü doğrultucuda dört anahtar bulunmaktadır. Tam köprü doğrultucu aynı giriş gerilimi ve aynı anahtar akımı değerleri için yarım köprü doğrultucudan iki kat daha yüksek güçlerde kullanılabilir.

DA-DA dönüştürücülerde başlıca kullanılan topolojiler bu bölümde anlatılmıştır. Bu çalışmada izolasyonlu DA-DA dönüştürücülerinden olay flyback dönüştürücü kullanılmıştır. Flyback dönüştürücü ileri (forward) dönüştürücüyle karşılaştırıldığında flyback dönüştürücü ileri dönüştürücüye göre daha düşük güç yoğunluğunda kullanılır. Flyback dönüştürücü kesintili çalışma modunda (DCM) çalıştırılırken, ileri dönüştürücü kesintisiz çalışma modunda (CCM) çalıştırılır. Bunun temel nedeni çıkış süzgecinden kaynaklanan çift kutuptan dolayı kontrolünün zorlaşmasıdır. Ayrıca ileri dönüştürücüde enerji primer endüktasında depolanmaz. İleri dönüştürücüde trafo ideal trafo gibi davranır. Aynı çıkış geriliminde ileri dönüştürücü, flyback dönüştürücüye göre daha küçük tasarlanabilir. İt-çek dönüştürücülerde anahtarın açık devre gerilimi giriş geriliminin 2 katı olduğundan düşük gerilim gerektiren uygulamalarda tercih edilir. Ayrıca anlatılan izoleli dönüştürücülerin tamamı çoklu çıkış sağlaması nedeniyle güç kaynağı devrelerinin vazgeçilmezi olmuştur.

3.3. Flyback Dönüştürücü

Anahtarlmalı güç kaynağı olarak da bilinen SMPS (Switch Mode Power Supply) devrelerinden biri olan Flyback dönüştürücü düşük güç uygulamalarında sıklıkla kullanılmaktadır. Flyback dönüştürücüsü yapısı basit ve maliyeti düşüktür çünkü diğer dönüştürücülere göre kullanılan eleman sayısı azdır. Çıkış filtresinde bobin yoktur ve

devrede manyetik eleman olarak sadece trafo bulunmaktadır. Giriş ve çıkış gerilimi arasında yalıtım olması önemli bir avantaj sağlamaktadır. Bu avantajlardan dolayı flyback dönüştürücü sık tercih edilen dönüştürücü arasındadır. Şekil 3.9’ da flyback dönüştürücüsünün genel yapısı verilmektedir.



Şekil 3.9. Flyback Devresi.

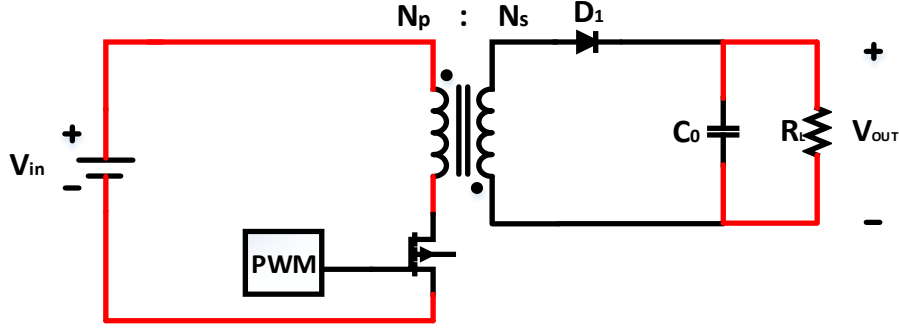
Flyback dönüştürücüsü genel özellikleri

- Az sayıda devre elemanına sahiptir.
- Giriş-çıkış arasında izolasyonu sağlar
- Birden fazla çıkış elde edilebilir
- Yükseltici veya düşürücü olarak dönüştürücü olarak kullanılabilir.
- Çıkış gerilimi pozitif veya negatif olabilir.
- Geri besleme devresi izolelidir

Bu özelliklerinden dolayı flyback dönüştürücüsü birçok uygulamada kullanılmaktadır. Başlıca kullanım alanları şarj aleti devreleri, LED sürücüleri, LCD monitör ve TV uygulamalarında kullanılır.

Flyback dönüştürücüde giriş çıkış arasındaki izolasyonu sağlamak, enerji depolanması sağlamak ve gerilim dönüşümünü sağlamak amacıyla transformator kullanılır. Kullanılan sargıların polariteleri farklı olduğu için sargıların birinden akım geçerken diğerinden/diğelerinden akım geçmeyecek şekildedir. Bu nedenle bir transformator hareketi gerçekleşmemektedir. Şekil 3.10’ da gösterildiği gibi MOSFET iletme geçtiğinde giriş gerilimi primer sargısına uygulanır. Sekonder sargısı primer

sargısına göre ters kutuplandığı için D_1 diyotu ters kutuplanır ve akım geçirmez. Bu durumda yük akımı kapasitör tarafından sağlanır. Trafonun primer akımı " Eş. 3.8" de verildiği gibi artış gösterir.

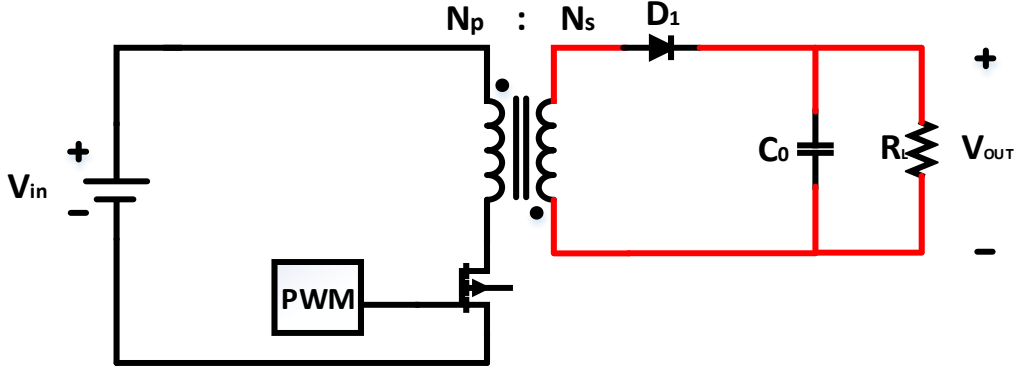


Şekil 3.10. MOSFET iletim modu.

$$I_p = I_1 + \frac{(V_{in} + V_{DS(on)}) \cdot t_{on}}{L_p} \quad (3.8)$$

Burada I_1 trafonun primerinden geçen akımın başlangıç değeri, V_{in} giriş gerilimi, $V_{DS(ON)}$ MOSFET' in iletimde iken gerilim düşümü, t_{on} MOSFET' in iletimdeki süresi, L_p trafonun primer endüktansıdır. MOSFET' in iletimde olduğu bu aralıkta, trafo çıkışındaki yük D_1 diyotu ile izole olduğu için yüke aktarılan enerji C_0 çıkış kondansatörü tarafından sağlanır.

MOSFET kesime girdiğinde Şekil 3.11' de gösterildiği gibi trafo nüvesindeki manyetik akı azalmaya başlar. Bu nedenle çıkış sargısının polaritesi yön değiştirir. D_1 diyotu iletime girer ve MOSFET iletimde iken trafoda depolanan enerji, çıkışa aktarılır. Bu aralıkta hem çıkış kondansatörü şarj olur hem de yük akımı sağlanır. MOSFET kesimde iken ve D_1 diyotu iletime girdiğinde, sekonder akımının başlangıç değeri primer akımının dönüştürme oranının çarpımına eşit olur. Burada I_p , MOSFET iletimde iken primerden geçen I_p akımının maksimum değeridir. N_s , sekonderdeki sarım sayısı ve N_p primerdeki sarım sayısıdır. Sekonder akımı ise " Eş. 3.9" eşitliğine göre azalır.



Şekil 3.11. MOSFET kesim modu.

$$I_{sec} = \frac{I_p \times N_p}{N_s} - \frac{(V_o + V_{D1}) \times t_{off} \times N_p^2}{N_s^2 \times L_p} \quad (3.9)$$

Bu eşitlikte çıkış gerilimi V_o , D_1 diyotunun iletim gerilim düşümü V_{D1} ve MOSFET'in iletimde olmadığı süresi t_{off} olarak gösterilmiştir. Akım MOSFET'in kesimde olduğu sürede sıfıra düşerse, çıkış akımı C_o kondansatörü tarafından sağlanır.

Flyback DC-DC dönüştürücüsünün iki çalışma modu vardır. Bunlar kesintili çalışma modu (DCM) ve kesintisiz çalışma modu (CCM) olarak tanımlanır. Kesintili çalışma modunda sekonder akımı t_{off} süresi bitmeden sıfıra düşmesi durumudur. Kesintisiz çalışma modunda sekonder akımı t_{off} süresi boyunca sıfırdan büyük olması durumudur. Bu iki çalışma modunda avantajları ve dezavantajları vardır.

3.3.1. Kesintili çalışma modu (DCM)

Kesintili çalışma modu üç farklı kısımdan oluşur. İlk kısım trafonun primer sargısından geçen I_p akımının lineer olarak yükseldiği aralıktır. Bu kısımda trafonun nüvesinde bir manyetik alan oluşur. MOSFET'in $V_{DS(on)}$ gerilimi bu kısımda yaklaşık olarak sıfırdır. Çıkış diyotu, trafonun ters kutuplanmasından dolayı, kesimde olduğundan sekonder çıkıştan izoledir ve akım C_o kondansatöründen sağlanır.

İkinci çalışma kısmı, MOSFET kesime girince oluşur. Manyetik alanda depo edilen enerji hem primer hem de sekonder sargısında ters yönde bir gerilim oluşmasına neden olur. İdeal bir devrede I_p akımı hemen sıfır olur ve sekonder akımı hemen akmaya başlar. Pratikte ise idealden farklı olarak dikkate alınması gereken durumlar vardır.

Sekonder sargı gerilimi, çıkış gerilimi ile iletimdeki diyotun gerilim düşümünün toplamına eşittir. Sekonder gerilimi, transformatörün dönüştürme oranı V_{OR} (reflected output voltage) kadar primere yansır. Bu aralıkta MOSFET'in üzerindeki gerilim, yansıyan gerilim (V_{OR}) ile giriş gerilimi V_{in} 'in toplamıdır. Yansıyan V_{OR} geriliminin MOSFET'in üzerinde gerilim stresi oluşturmaması için transformatör dönüştürme oranının seçimine dikkat edilmelidir. Bu yansıyan gerilim, çıkış geriliminin primer taraftan dolaylı olarak algılanması için kullanılır. Böylece primer çıkışını referans alan bir uyarma (bias) veya kontrol sargısı ile primer tarafından kontrol yapılması mümkün olur.

İlk aralıkta transformatörün primerinde depolanan enerji, ikinci aralıkta yük devresine akım sağlar. Birinci ve üçüncü aralıkta deşarj olan C_0 kondansatörü bu aralıkta şarj olur. Üçüncü aralık, nüvedeki manyetik alanın azalarak sıfır olması ($I_s = 0$) ile ortaya çıkar.

Bu aralıkta sekonder ve primerden bir akım geçmez. MOSFET'in V_{DS} gerilimi, giriş gerilimine kadar düşer. Transformatördeki enerji sıfır olduğu için çıkış akımı, C_0 kapasitesi tarafından sağlanır.

Her periyotta trafo tarafından yüke aktarılan enerji " Eş. 3.10" verilmiştir.

$$E = 0.5 \times L_p \times I_p^2 \times \eta \quad (3.10)$$

Çıkışta yüke aktarılan güç " Eş. 3.11" de verilmiştir.

$$P_o = 0.5 \times L_p \times I_p^2 \times \eta \times f_s \quad (3.11)$$

Bu eşitliklerde f_s anahtarlama frekansı ve η verimdir. MOSFET'in açık kalma süresinin tüm periyoda oranı doluluk oranı (d) nedir. Doluluk oranı " Eş. 3.12" de verilmiştir.

$$D = \frac{t_{on}}{t_{sw}} \quad (3.12)$$

" Eş. 3.13" kullanılarak çıkış gücü aşağıdaki şekilde ifade edilir:

$$P_o = \frac{V_{in}^2 \times D^2 \times \eta}{2 \times L_p \times f_s} \quad (3.13)$$

Kesintili çalışma modunda çalışan flyback dönüştürücünün doluluk oranı değiştirilerek çıkış yükü kontrol edilebilir.

3.3.2. Kesintisiz çalışma modu (CCM)

Kesintisiz çalışma modu için, anahtarın iletim süresi boyunca primer endüktansından geçen akımın artış miktarı ile anahtarın kesim süresi boyunca oluşan azalma miktarı aynı olmalıdır. Bu bağıntı " Eş. 3.14" de gösterilmiştir.

$$\frac{(V_{in} - V_{DS(on)}) \times D}{L_p \times f_s} = \frac{(V_o + V_{D1}) \times (1-D)}{(N_s/N_p) \times L_p \times f_s} \quad (3.14)$$

Bu bağıntıdan çıkış gerilimi;

$$V_o = \left[(V_{in} - V_{DS(on)}) \times \frac{D}{1-D} \times \frac{N_s}{N_p} \right] - V_{D1} \quad (3.15)$$

Kesintisiz çalışma modunda, çıkış gerilimi ile yük arasında bir ilişki yoktur. Doluluk oranının sabit kalması durumunda yük değişirse, primer akımının başlangıç değeri de değişir.

İki farklı çalışma modunun da Çizelge 3.1'de gösterildiği gibi birbirine göre avantaj ve dezavantajları mevcuttur. Bu avantaj ve dezavantajlar göz önünde bulundurulduğunda, çıkış gerilimin düşük ve çıkış akımının yüksek olduğu uygulamalarda CCM çalışma, diğer uygulamalarda ise DCM çalışma ön plana çıkmaktadır. Flyback dönüştürücüde özellikle DCM modunda çalışmasının ana nedeni CCM moduna göre kontrolünün daha kolay olmasıdır. Ayrıca aynı güçte DCM modunda çalışan flyback dönüştürücüde trafo boyutu CCM modunda çalışan trafo boyutuna göre daha küçüktür. Bu durum özellikle endüstriyel uygulamalarda düşük devre boyutu gereksinimi karşılamaktadır.

Çizelge 3.1. Kesintili mod ve kesintisiz mod çalışmalarının birbirine göre avantajları (Onay, 2018)

Uygulamadaki Avantajlar	Kesintili Mod	Kesintisiz Mod
Daha Küçük Trafo	X	
Daha Hızlı Cevap Süresi	X	
Kontrol Kolaylığı	X	
İkincil Diyot için Sıfır Ters Toparlanma	X	
MOSFET iletme geçme kayıplarının daha az olması	X	
Düşük tepe akımları		X
Daha küçük akım dalgalanması		X
Çok çıkışlı uygulamalar için çapraz regülasyon kolaylığı		X
Daha az trafo bakır kayıpları		X
Trafo çekirdeğindeki akı dalgalanmasının azlığı		X

3.3.3. Flyback dönüştürücü trafo tasarımı

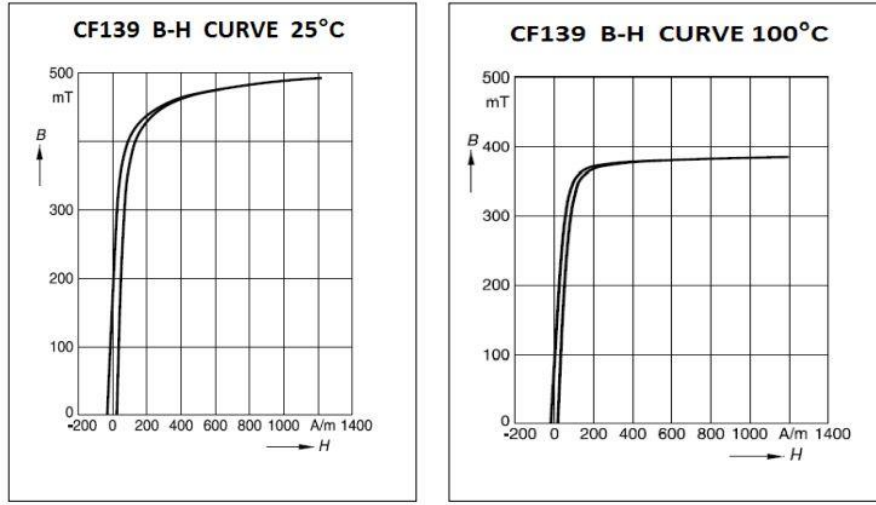
İndüktörler ve trafolar hemen hemen her güç elektroniği devresinde bulunur. İndüktörler dinamik enerji depolama cihazlarıdır ve bu nedenle bir devredeki farklı çalışma modları arasında depolanan enerji sağlamak için kullanılırlar. Ayrıca, anahtarlama akım dalga formları için filtre görevi de görürler. Diğer taraftan, trafolar enerji transfer etmek için kullanılır. Örneğin yüksek gerilim düşük akımdaki gücü, düşük gerilim yüksek akıma dönüştürebilir.

Elektriksel izolasyon sağlamak için yüksek frekanslı bir trafo gereklidir. Anahtarlama bir dc-dc dönüştürücüsünde, iki sargı arasında sıkı bir manyetik bağlantı sağlayarak kaçak endüktansları 'nın en aza indirilmesi arzu edilir. Sızıntı endüktanslarıyla ilişkili enerji, anahtarlama elemanları ve bunların bastırma devreleri tarafından bastırılmak zorundadır. Benzer şekilde, anahtarlama bir dc-dc dönüştürücüsünde, anahtarlar boyunca akan mıknatıslama akımını en aza indirmek için mıknatıslama endüktansını L_m 'nin mümkün olduğunca yüksek hale getirilmesi istenmektedir. Bu nedenle anahtar seçiminde ve bastırıcı devre tasarımında trafo kaçak endüktanslarının etkisinin dikkate alınması çok önemlidir.

Flyback dönüştürücüsü için trafo; verim, çıkış gerilim regülasyonu ve elektromanyetik girişim (EMI) gibi dönüştürücünün performansını etkileyen önemli bir faktördür. Normal trafonun aksine, flyback dönüştürücü trafosu enerji depolama, enerji transferi ve izolasyon için kullanılan bir indüktördür. Normal trafoda akım aynı zamanda

hem primer hem de sekonder sargısından akar. Fakat flyback dönüştürücü trafosunda akım sadece primer sargısında akarak trafonun çekirdeğinde enerji yüklenir. Primer sargısında akım azalır, çekirdekdeki enerji sekonder sargısında akım akmasını sağlar. Genellikle enerji depolama kapasitesini artırmak için trafo çekirdeği arasında boşluk bırakılır (Choi, 2012). Anahtarlamalı güç kaynaklarındaki trafo, bilinen trafoların aksine boyut olarak daha küçüktür. Frekans arttıkça başta trafo boyutu olmak üzere devre elemanlarının boyutu ve dolayısıyla hacmi, ağırlık ve maliyeti azalır.

Trafo seçiminin en önemli etkenlerinden biri nüve seçimidir. Ferrit, ticari SMPS (Anahtarlamalı güç kaynağı) uygulamaları için en yaygın kullanılan nüve malzemesidir. Manyetik geçirgenliği yüksek olan ferritlerin manyetik akı yoğunluğu 0.3-0.5 T aralığındadır. Bu çalışmada kullanılan CF139 ferrit materyal için B-H eğrisi Şekil 3.12'de verilmiştir. Bu eğri irdedeğinde B_{SAT} değerinin istenilen aralıkta olduğu görülmektedir. Ayrıca B_{SAT} değerinin sıcaklık arttıkça azaldığı görülmektedir.



Şekil 3.12. CF139 malzemesi için B-H eğrisi.

Nüve tipi, çıkış sayısı, fiziksel büyüklük, maliyet gibi uygulama gereksinimine göre seçilmelidir. Çeşitli nüvelerin özellikleri ve tipik uygulamaları Çizelge 3.2'de gösterilmiştir (Choi, 2012). Bu çizelgeye göre ferrit nüvelerin birbirine göre avantaj ve dezavantajları bulunmaktadır. Bu çizelgede nüveler şekillerine göre adlandırılmıştır. Örneğin EE tipi nüve iki adet E şeklinde nüvenin kullanılmasıyla oluşan nüve şeklidir. Üç harften oluşan E tipi nüve çiftlerinde EE türüne şekil olarak benzemekle beraber EE türünden farkı E şeklinin dairesel veya daha farklı şekilde oluşturulmasıdır. PQ türündeki

çekirdekler EMI performansı diğer çekirdek türlerine göre daha iyi olmakla beraber EE tipi çekirdeğin maliyeti daha düşüktür.

Çizelge 3.2. Nüve tipleri ve uygulamaları (Choi, 2012)

Nüveler	Özellikleri	Tipik Uygulamaları
EE-EI	-Düşük maliyet	-Şarj Aleti, Yardımcı güç devreleri
EFD-EPC	-Düşük profil	-LCD monitör
EER	-Geniş pencere alanı -Çoklu çıkış imkanı	-CRT monitör
PQ	-Büyük kesit alanı -Nispeten pahalılık	

Giriş voltajı aralığı 195-265 Vac (Avrupa giriş aralığı) veya anahtarlama frekansı 67kHz'den yüksek olduğunda, daha küçük bir çekirdek kullanılabilir (Choi, 2012). Düşük voltajlı ve / veya çoklu çıkışlı bir uygulama için, genellikle daha büyük bir çekirdek kullanılmalıdır. Bu nüvelerin boyutlarının çıkış gücüne göre seçimi Çizelge 3.3'de verilmiştir. Çizelgede maliyet açısından sıklıkla kullanılan E tipi nüvelere yer verilmiştir.

Çizelge 3.3. Çıkış gücüne göre nüve boyutları (Choi, 2012)

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

3.3.4. Flyback dönüştürücü trafosu primer endüktansı tasarımı

Trafo tasarımının en önemli hesaplamalarında biri primer taraf endüktansıdır. Bu hesaplamaların yapılabilmesi için aşağıdaki değişkenlerin belirlenmesi gerekir.

P_{in} : Maksimum giriş gücü

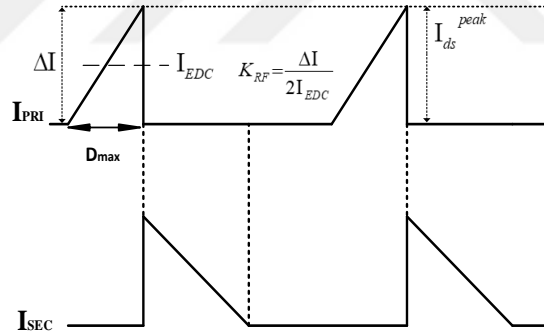
D_{max} : Maksimum doluluk oranı

$V_{DC(min)}$: Minimum DC gerilimi

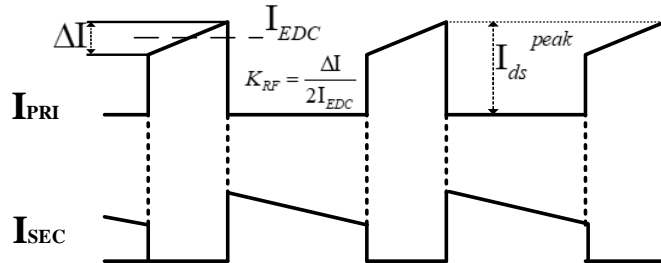
f_s : Anahtarlama frekansı

K_{RF} : Akım dalgalanma Faktörü

Burada dalgalanma faktörü çalışma moduna göre değişir. Kesintili çalışma modunda (DCM) $K_{RF}=1$, kesintisiz çalışma modunda ise $K_{RF}<1$ olur. Dalgalanma faktörü, trafo büyüklüğü ve MOSFET akımının RMS değeri ile yakından ilgilidir. MOSFET 'teki iletim kaybı, dalgalanma faktörünü azaltarak azaltılabilir de çok küçük bir dalgalanma faktörü, transformatör boyutunda bir artışa neden olur. Çalışma moduna göre dalgalanma faktörü Şekil 3.13 ve Şekil 3.14' de gösterilmiştir.



Şekil 3.13. DCM modunda MOSFET' in drain akımı ve dalgalanma faktörü.



Şekil 3.14. CCM modunda MOSFET' in drain akımı ve dalgalanma faktörü.

Verilen değişkenlere göre primer endüktansı " Eş. 3.16" da hesaplanır.

$$L_p = \frac{(V_{DCmin} \times D_{max})^2}{2 \times P_{in} \times f_s \times K_{RF}} \quad (3.16)$$

Primer endüktansı belirlendikten sonra MOSFET'in maksimum tepe akımı ve RMS akımı " Eş. 3.17" de elde edilir.

$$I_{dspeak} = I_{EDC} + \frac{\Delta I}{2} \quad (3.17)$$

$$I_{dsrms} = \sqrt{\left[3(I_{EDC})^2 + \left(\frac{\Delta I}{2}\right)^2\right]} \times \frac{D_{max}}{3} \quad (3.18)$$

$$I_{EDC} = \frac{P_{in}}{V_{DCmin} \times D_{max}} \quad (3.19)$$

$$\Delta I = \frac{V_{DCmin} \times D_{max}}{L_m \times f_s} \quad (3.20)$$

Seçilen nüvede, nüvenin doygunluğundan kaçınmak için trafonun primer tarafı için minimum sarım sayısı " Eş. 3.21" de verilmiştir.

$$N_{pmin} = \frac{L_m \times I_{over}}{B_{sat} \times A_e} \times 10^6 \quad (3.21)$$

Bu eşitlikte I_{over} güç anahtarının akım limiti, B_{sat} Tesla cinsinden nüve doygunluk akı yoğunluğu, A_e mm² cinsinden nüvenin kesit alanıdır.

3.3.5. Trafo sargısı tel yarıçapının belirlenmesi

Tel çapı tel üzerinden geçen akımın etkin değerine göre belirlenir. Tel uzunluğu bir metreden uzun olduğu zaman, akım yoğunluğu tipik olarak, $5A / mm^2$ 'dir. Tel az sayıda sarımla kısa olduğunda, $6-10 A / mm^2$ 'lik bir akım yoğunluğu da kabul edilebilir. Sarımı kolaylaştırmanın yanı sıra girdap akımı kayıplarını önlemek için $1 mm$ 'den daha büyük çaplı kablo kullanmaktan kaçınılmalıdır. Yüksek akım çıkışı ve deri etkisini en aza indirmek için, birden fazla ince teli olan paralel sargıların kullanılması daha mantıklıdır.

3.4. Yüksek Hızlı Diyotlar

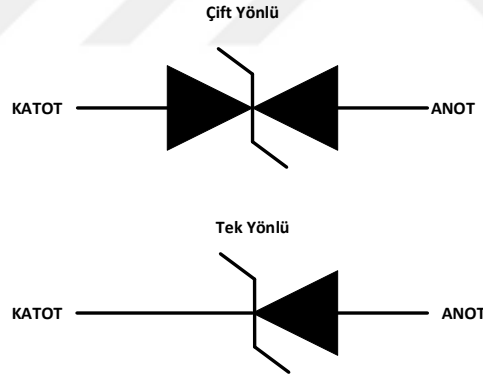
Yüksek Hızlı Diyot, yüksek frekansta doğrultma amaçlı kısa geri kazanım süresine sahip yarı iletken bir materyaldir. Yüksek frekanslı bir AA sinyalinin düzeltilmesi için hızlı bir toparlanma süresi çok önemlidir. Geleneksel diyottaki en büyük sorun, geri toparlanma sürelerinin oldukça yüksek olmasıdır. Bu nedenle, yüksek frekanslı uygulamalarda geleneksel bir diyot kullanmak doğru değildir. Yüksek hızlı diyotların ultra yüksek anahtarlama hızı, düşük geri toparlama süresi, geleneksel diyotlara göre daha yüksek verimlilik ve azaltmış kayıp en büyük avantajlarından biridir. Bu diyotların genel olarak kullanım alanları yüksek frekanslı doğrultma devreleri ve yüksek frekanslı radyo frekans dalgalarını tespit etmek için radyo sinyal detektörlerinde kullanılır.

Flyback DC-DC dönüştürücülerde en önemli devre elemanlarından biri çıkış diyotudur. Anahtarlama frekansı yüksek olduğundan dolayı bu devrenin çıkış diyot seçimi çok önemlidir. Bu yüzden çıkış diyotu olarak yüksek hızlı diyot seçilmelidir. Bu çalışmada DHG30I600HA diyot kullanılmıştır. Tasarım aşamasında en önemli unsurlardan biri geri toparlanma süresidir(t_{rr}). Geri toparlanma süresi " Eş. 3.22" de gösterildiği gibi bir periyotun açık kalma süresinden daha küçük olmalıdır. Bu eşitliğe göre anahtarlama frekansı $50 kHz$ maksimum doluluk oranı $0,5$ olan bir sistem için geri toparlanma süresi $10 ns$ den düşük olmalıdır. Ayrıca diyotun ortalama ileri akımı (I_{FAV}) ve maksimum tekrarlayan ters gerilimi (V_{RRM}) tasarım için dikkat edilmesi gereken diğer unsurlardır.

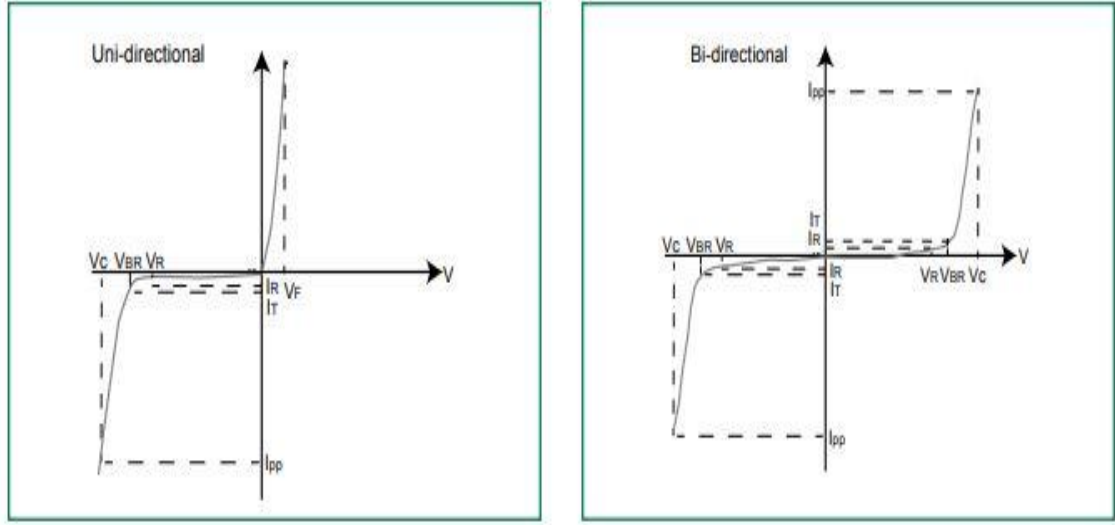
$$t_{rr} < \frac{1}{f_{sw}} \times D_{max} \quad (3.22)$$

3.5. Geçici Gerilim Bastırıcı Diyot

Geçici Gerilim Bastırıcıları diyotları (TVS), sistemdeki entegre devreleri elektrostatik boşalma (ESD), elektriksel hızlı geçişler (EFT) ve ikincil yıldırımdan kaynaklanan hasarlardan korumak için yaygın olarak kullanılır. TVS, geçici akım enerjisini tüm akımı kendine yönlendirerek ve düğüm voltajını sıkıştırarak emer. Geçici enerjiyi emmeye ek olarak, hızlı tepki süresi, yüksek akımlarda düşük sıkıştırma gerilimi ve düşük parazitik kapasitans elde etmek için TVS'ye ihtiyaç vardır (Bobde ve ark., 2008). TVS devresi voltaj yükselmesini engellemek için kullanılırken, ağır yük sırasında voltaj yükselmesini önlemek için sadece aktif kelepçe devresi kullanılır (Yau ve ark., 2016). TVS diyotları Bi-directional (çift yönlü) ve Uni-directional (tek yönlü) olmak üzere ikiye ayrılır. Bu iki çeşidin gösteriliş şeması Şekil 3.15' de gösterilmiştir. TVS diyotlarını seçiminde dikkat edilecek en önemli unsurlar dayanma gerilimi (V_{BR}) ve maksimum voltaj olan (Reverse Stand off Voltage) V_R dir. Bu diyotların seçiminde dikkat edilecek akım-gerilim eğrisi özellikleri Şekil 3.16' da verilmiştir.



Şekil 3.15. TVS diyot gösterimi.



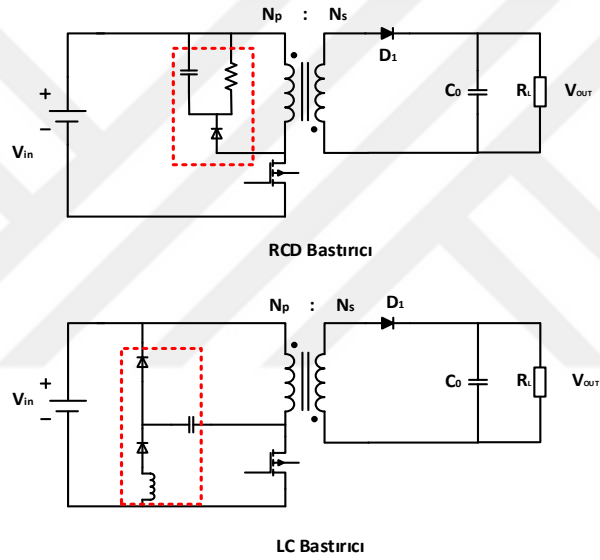
Şekil 3.16. TVS diyot akım gerilim eğrisi.

Şekil 3.16' da görülen diyot karakteristliğinde V_R TVS'ye çalıştırılmadan uygulanabilecek maksimum voltaj, V_{BR} TVS'den belirli bir test akımında geçen maksimum voltaj, V_C TVS'de belirtilen I_{ppm} 'de ölçülen tepe voltajı, I_R Maksimum Ters Kaçak akımı yani V_R ' de ölçülen akım, V_F tek yönlü TVS diyotlardaki ileri gerilimidir.

3.6. Bastırma Hücresi

Genel olarak, flyback topolojisi, farklı bastırma yapıları ile uygulanabilir. Bu bastırma yapıları literatürde bastırma (snubber) hücresi/devresi, kenetleme/kepçeleme (clamp) devresi olarak yer almaktadır. En çok kullanılan iki bastırıcı yapısı, RCD bastırıcı ve aktif bastırıcıdır. RCD bastırıcı devresinde, Flyback transformatörünün kaçak endüktansında depolanan enerji bastırıcı direncinde dağıtılır, oysa aktif bastırıcı yönteminde bu enerji geri dönüştürülür ve ana anahtarın sıfır gerilim anahtarlama (ZVS) açılmasını sağlamak için kullanılır (Huber ve ark., 2018). RCD bastırıcı tasarım konuları, genel olarak bastırıcıda dağıtılan güç kayıpları ve anahtarın voltaj yükselmeleri üzerinedir. Aslında, RCD bastırıcı tasarımı aynı zamanda dönüştürücünün EMI performansını da etkileyecektir. Flyback dönüştürücüsünde, kaçak indüktörde depolanan enerji nedeniyle ana anahtar kapatıldığında voltaj yükselmesi son derece ciddidir. RCD bastırıcı devresinde, ana anahtarı korumak için voltaj sıçramasını kabul edilebilir bir seviyeye bastırabilir (Meng ve ark., 2010). RCD bastırma devresi basittir, ancak bastırma

devresindeki kondansatörde depolanan güç, direnç üzerinde dağılır, bu nedenle verim düşer. Farklı bir bastırma türü olan LC bastırma devresi kayıpsız çalışmayı sağlar, ancak bileşen maliyetini artıran ek bir indüktör gerektirir. RCD ve LC devrelerinin devre şeması Şekil 3.17' de verilmiştir. Şekil 3.17' de RCD bastırıcı birincil sargıya paraleldir. Kapama süresi boyunca kapasitörde depolanan güç, anahtar açıldığında dirence verilir. Sonuç olarak, bastırıcı üzerindeki güç kaybı, modern güç kaynağı için yüksek verimlilik gereksinimini karşılayamayacak kadar fazladır. LC susturucu devresinde ise diyot, indüktör ve kapasitör kombinasyonunu kullanır. Kapatma anahtarlama kaybı açık bir şekilde azaltılabilir (Liao ve Smedley, 2008).

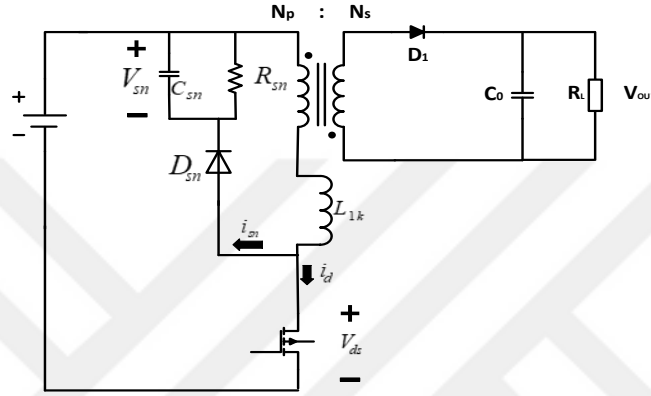


Şekil 3.17. RCD ve LC bastırıcı devre şeması.

3.6.1. RCD bastırıcı tasarımı

MOSFET kapandığında, birincil akım olan i_d , MOSFET'in çıkış kapasitansını (C_{OSS}) kısa sürede şarj eder. C_{OSS} , V_{DS} üzerindeki voltaj, giriş voltajını ve yansıyan çıkış voltajını ($V_{in} + nV_o$) aştığında, çıkıştaki diyot açılır, böylece mıknatıslama indüktörü L_m üzerindeki voltaj nV_o olur. Bu nedenle, L_{lk} ve C_{OSS} arasında yüksek frekans ve yüksek voltaj dalgalanması ile bir rezonans vardır. MOSFET üzerindeki bu aşırı voltaj, arızalarının ana nedeni olabilir. CCM çalışma durumunda, çıkış diyotu MOSFET kapılı olana kadar açık kalır. Bu nedenle, MOSFET açıldığında, çıkış diyotun ters bir geri kazanımla akımı birincil akıma eklenir ve dolayısıyla, açılma durumunda birincil akımda

büyük bir akım dalgalanması oluşur. Bu arada, DCM çalışma durumunda ikincil akım bir anahtarlama periyodunun bitiminden önce sıfıra indiğinden, MOSFET'in L_m ve C_{oss} arasında bir rezonans oluşur. Ana anahtarı korumak için L_{lk} ve C_{oss} arasındaki rezonanstan kaynaklanan aşırı gerilim, ilave bir devre tarafından kabul edilebilir bir seviyeye bastırılmalıdır (Koo, 2006). RCD devresinin flyback dönüştürücüye uygulaması Şekil 3.18' de verilmiştir.



Şekil 3.18. RCD devresinin flyback dönüştürücüye uygulaması.

RCD durdurucu devresi, $V_{DS} > V_{in} + nV_o$ değerini aştığında, durdurucu diyodu (D_{sn}) açarak kaçak indüktördeki akımı üstüne alır. MOSFET kapandığında ve $V_{DS} > V_{in} + nV_o$ 'ya şarj edildiğinde, primer akımı bastırıcı diyodu D_{sn} üzerinden C_{sn} kapasitörüne akar. Bu nedenle, L_{lk} 'deki voltaj $V_{sn} - nV_o$ olur. Çıkış diyodu aynı anda açılır. Susturucu akımının türevi " Eş. 3.23" de verilmiştir. Burada i_{sn} bastırma hücresindeki akım, V_{sn} susturucu devresindeki kapasitörün üzerindeki gerilim, n trafonun dönüştürme oranı, L_{lk} ana trafonun kaçak endüktansıdır.

$$\frac{di_{sn}}{dt} = -\left(\frac{V_{sn} - nV_o}{L_{lk}}\right) \quad (3.23)$$

Bastırıcı kapasitör gerilimi (V_{sn}) minimum giriş geriliminde ve tam yük durumunda belirlenmelidir. V_{sn} belirlendiğinde, susturucu devresinde minimum giriş geriliminde harcanan güç ve tam yük durumu aşağıdaki eşitlik " Eş. 3.24" de elde edilir.

$$P_{sn} = V_{sn} \times \frac{i_{peak} \times t_s}{2} f_{sw} = \frac{1}{2} L_{lk} \times i_{peak}^2 \times \frac{V_{sn}}{V_{sn} - nV_o} f_{sw} \quad (3.24)$$

V_{sn} , nV_o 'nun 2-2,5 katı olmalıdır. Çok küçük V_{sn} , yukarıdaki denklemde gösterildiği gibi susturucu devresinde ciddi bir kayıpla sonuçlanır. Bu susturucu devresindeki R_{sn} direnci " Eş.3.25" de verildiği gibi hesaplanır.

$$R_{sn} = \frac{V_{sn}^2}{\frac{1}{2}L_{1k} \times i_{peak}^2 \times \frac{V_{sn}}{V_{sn} - nV_o} f_{sw}} \quad (3.25)$$

Susturucu kapasitör voltajının maksimum dalgalanması aşağıdaki " Eş. 3.26" da elde edilir. Genellikle voltaj dalgalanması 5-10% aralığında olması tavsiye edilir.

$$\nabla V_{sn} = \frac{V_{sn}}{C_{sn} \times R_{sn} \times f_{sw}} \quad (3.26)$$

Susturucu kapasitör gerilimi, maksimum giriş gerilimi ve tam yük koşulu altında " Eş. 3.20" de verildiği gibi hesaplanır. Bu eşitlikte I_{peak2} tam yük ve maksimum giriş gerilimindeki giriş akımının tepe değeridir. Bu giriş akımı " Eş. 3.27" de verilmiştir.

$$V_{sn} = \frac{nV_o + \sqrt{(nV_o)^2 + 2R_{sn}L_{1k}f_{sw}(I_{peak2})^2}}{2} \quad (3.27)$$

$$I_{peak2} = \sqrt{\frac{2P_{in}}{f_{sw} \times L_m}} \quad (3.28)$$

3.7. Soğutucu Tasarımı

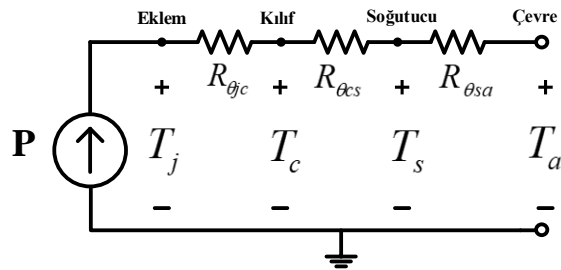
Bir güç cihazının sıcaklığını makul sınırlar içinde tutmak, cihaz üreticisinin ve cihaz kullanıcılarının ortak sorumluluğudur. Üretici, gücün kullanıldığı cihazın içi ile cihazı saran kasanın dışı arasındaki termal direnci $R_{\theta jc}$ 'yi en aza indirir. Güç yarı iletken cihazlarının soğutulması için kullanılan çeşitli şekillerde soğutucular vardır. Isı alıcıları doğal taşınım ile soğutulursa, Şekil 3.21' de gösterildiği gibi her bir kanatçık arasındaki mesafe en az 10-15 mm olmalıdır. Bir fan eklenirse, termal direnç R_{θ} düşer ve soğutucu daha küçük ve daha hafif yapılabilir ve bu da C_s ısı kapasitesini azaltır. Uygun ısı emicinin seçimi, cihazın tolere edebileceği izin verilen eklem sıcaklığına bağlıdır. En kötü

durumdaki tasarım için, maksimum eklem sıcaklığı $T_{j(max)}$ maksimum ortam sıcaklığı $T_{a(max)}$ maksimum çalışma voltajı ve maksimum durum akımı belirtilir. Güç cihazındaki maksimum durum kaybı, maksimum doluluk oranı, maksimum durum akımı ve maksimum durum direnci ($T_{j(max)}$ ve maksimum akıma karşılık gelen değerler veri kataloğundan'dan elde edilebilir) biliniyorsa hesaplanabilir. Anahtarlama kayıpları, zamana göre anlık güç kaybını entegre ederek ve anahtarlama zaman aralığı boyunca ortalayarak elde edilebilir. Bu nedenle, durum kayıplarının ve ortalama anahtarlama kayıplarının toplamı olan P_{loss} tahmin edilebilir. Bu bilgiler ışığıyla izin verilen maksimum eklem termal direnci $R_{\theta ja}$ " Eş. 3.29" da verilmiştir.

$$R_{\theta ja} = (T_{j,max} - T_{a,max})/P_{loss} \quad (3.29)$$

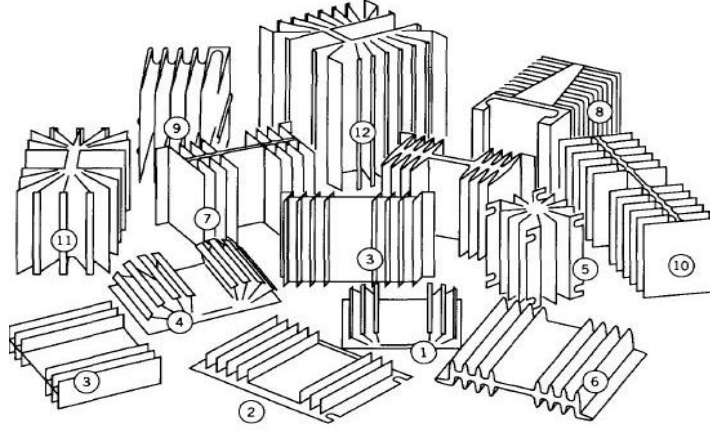
$R_{\theta jc}$ direnci yarı iletkenin ürün kataloğundan elde edilebilir ve $R_{\theta cs}$ direnci kullanılan termal bileşiğe ve varsa yalıtıcıya bağlıdır. Çok fazla termal bileşik kullanılırsa, katman aşırı kalın olacak ve termal direnci artıracaktır. $R_{\theta cs}$ ve $R_{\theta jc}$ bilerek $R_{\theta sa}$ direnci " Eş. 3.29" ve " Eş. 3.30" kullanılarak hesaplanabilir. Termal dirençlerin eşdeğer devresi Şekil 3.19' da verilmiştir.

$$R_{\theta ja} = R_{\theta jc} + R_{\theta cs} + R_{\theta sa} \quad (3.30)$$



Şekil 3.19. Termal dirençlerin eşdeğer devresi.

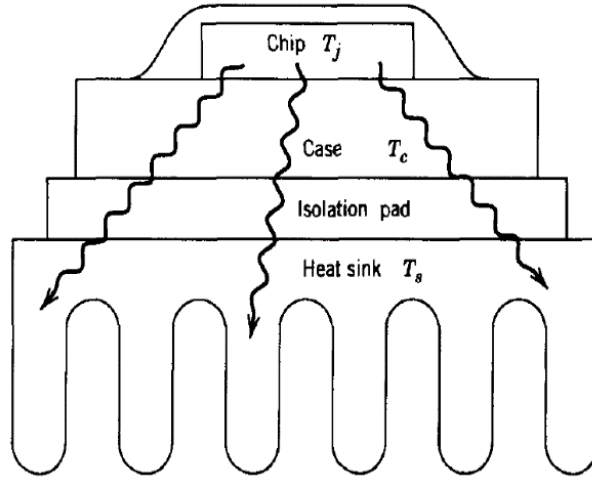
Bu eşdeğer devresi ve Eş. 3.29 ve Eş. 3.30 kullanılarak çevre-soğutucu arasındaki direnç değeri bulunup soğutucu üreticilerinin yayınladığı Şekil 3.20' deki gibi katalogla soğutucu seçimi yapılabilir (Mohan ve ark., 2003).



Soğutucu Numarası	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$R_{\theta_{sa}} (^{\circ}C/W)$	3.2	2.3	2.2	0	2.1	1.7	1.3	1.3	1.25	1.2	1.8	0.65
Hacim (cm ³)	76	99	181	0	198	288	435	675	608	634	695	1311

Şekil 3.20. Termal dirence göre soğutucu hacimleri ve şekilleri (Mohan ve ark., 2003).

Şekil 3.20’ de bazı soğutucu türleri ve bunun seçimi için hesaplanan soğutucu çevre arası termal direnç değerleri verilmiştir. Soğutucu-çevre arası direnç olan $R_{\theta_{sa}}$ değeri azaldıkça soğutucunun hacmi artmaktadır. Devre tasarımı yapılırken bu termal direnç hesaplanmalı ve çeşitli soğutucu üreticilerin kataloğundan uygun soğutucu seçilmelidir. Seçilen soğutucuya göre kullanılacak devrede yer ayrılmalı ayrıca soğutucu ve kullanılan anahtara arasına elektriksel izolasyon sağlayan bant kullanılmalıdır.



Şekil 3.21. Soğutucu Yapısı (Mohan ve ark., 2003).

3.8. Darbe Genişlik Modülasyonu Sinyali ve Üretilmesi

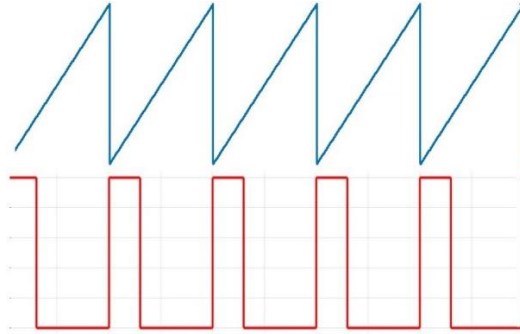
Darbe genişlik modülasyonu (PWM) tekniği, yüksek güç kapasitesi, hızlı geçici tepki ve kontrol kolaylığı için övgüyle söz edilir. PWM dc-dc dönüştürücüler, endüstride de yaygın olarak kullanılmaktadır.

Bu PWM sinyali kare dalga $f(t)$ olarak, yüksek değer (y_{max}), düşük değer (y_{min}) olarak kabul edilirse, ortalama dalga şekli " Eş. 3.31" de verildiği gibi hesaplanır (Hataş, 2018). Daha sonra " Eş. 3.32" gösterildiği gibi kare dalganın yüksek değerinin doluluk oranının yüksek değeriyle, düşük değerinin doluluk oranının düşük değeriyle çarpılıp bu ikisinin sonucun toplanması kare dalgamızı verecektir.

$$y = \frac{1}{T} \int_0^t f(t) \quad (3.31)$$

$$f(x) = D \times y_{max} + (1 - D) \times y_{min} \quad (3.32)$$

Şekil 3.22' de gösterildiği gibi PWM sinyali üretmek için testere dişi olarak bilinen sinyali istenilen doluluk oranlı sinyalle mantıksal olarak karşılaştırılır ve kare dalga şeklinde PWM sinyali üretilir.

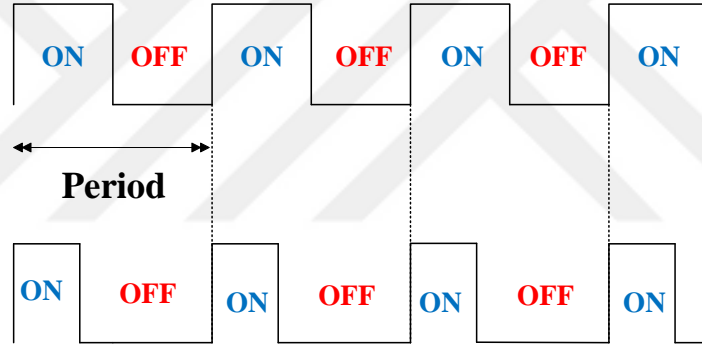


Şekil 3.22. Testere dişi ve PWM sinyali.

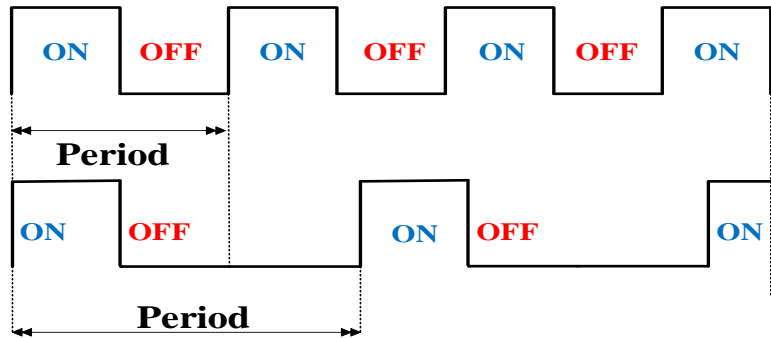
PWM sinyali üretmek için kullanılan yöntemlerden biri testere dişi sinyalidir. Testere dişi sinyal üretmenin birçok farklı yöntemi bulunmaktadır. Bu çalışmada değişken frekanslı anahtarlama kullanılacağı için testere dişi sinyalin değişken frekanslı üretilmesi gerekmektedir. Bunun için harici sıfırlamaya sahip integral bloğu kullanılmıştır. İntegral bloğundan çıkan testere dişi sinyal doluluk oranıyla karşılaştırılıp Şekil 3.22' de gösterilen PWM sinyali üretilir.

3.8.1. Değişken frekanslı PWM sinyali ve üretilmesi

Benzetim programı olarak kullandığımız Matlab/Simulink programında PWM üretici bloğu sabit frekansta çalışmaktadır. Sabit frekansla çalışan bu blokta Şekil 3.23’ de gösterildiği gibi sadece doluluk oranı değiştirilmektedir. Bu yöntemde sadece anahtarın açık kalma süresi değiştirilmektedir. Değişken frekanslı kontrol yönteminde ise anahtarın iletimde kalma süresi (t_{on}) sabit tutularak, anahtarın kesimde kalma süresi (t_{off}) çıkış yüküne göre değişmektedir. Kontrol yönteminin uygulanışına örnek vermek gerekirse yüksüz durumda çalıştırılan sistemde anahtar, sabit iletimde kalma süresi boyunca iletimde kalır. Çıkış gerilimi istenilen seviyeden düşmedikçe anahtara yeni tetik verilmez. Bir başka deyişle anahtarın kesimde kalma süresi artırılarak anahtarlama kayıpları azaltılır. Bu yöntemin çalışma prensini Şekil 3.24’ de verilmiştir.



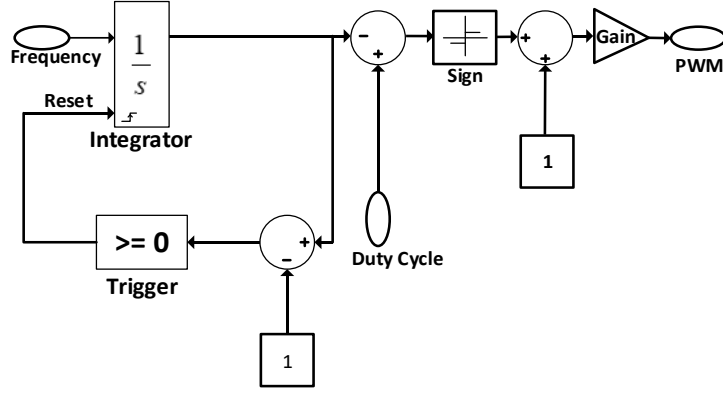
Şekil 3.23. Sabit frekanslı PWM sinyali.



Şekil 3.24. Değişken frekanslı PWM sinyali.

Bu çalışmada mevcut PWM üretici blok kullanılmayacağı için yeni bir blok üretilmiştir. İleriki aşamalarda bu değişken frekanslı PWM sinyali üreticisini daha rahat

kullanılması için analog bloklarla üretilmiştir. Bu bloğun iç yapısı Şekil 3.25' de gösterilmiştir.

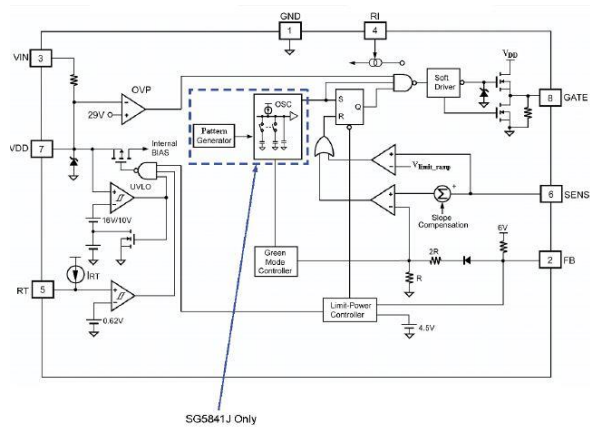


Şekil 3.25. Değişken frekanslı PWM bloğu.

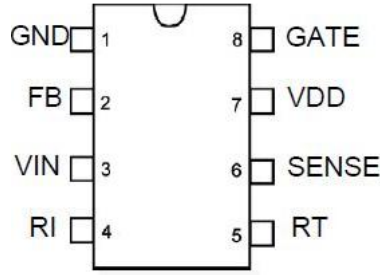
Bu bloğun 2 tane girişi bulunmaktadır. Bu girişlerden biri frekans diğeri de doluluk oranıdır. Bu blokta harici bir sıfırlamaya sahip integral bloğu bulunur. Bu integral bloğu testere dişi sinyal üretmek için kullanılır. Testere dişi sinyal daha sonra doluluk oranıyla karşılaştırılarak dikdörtgen bir sinyal oluşturmada kullanılır. Dikdörtgen şeklindeki sinyal 0-1 aralığında ölçeklendirilerek PWM sinyali olarak üretilir.

3.8.2. Değişken frekanslı PWM kontrolcüsü

Bu çalışmada devrenin çıkış gerilimi kontrolü ve yük durumuna göre anahtarlama frekansını kontrol etmek için SG5841 entegresi kullanılmıştır. Bu entegrenin iç yapısı ve pinlerinin ana şeması Şekil 3.26 ve Şekil 3.27'de verilmiştir.



Şekil 3.26. Değişken frekanslı PWM kontrol entegresi SG5841 iç yapısı.



Şekil 3.27. SG5841 pin şeması.

Bu entegrede birinci bacak olan GND toprak pinidir. Feedback bacağı olan ikinci pin devrenin çıkışında alınan gerilimin optokupler aracılığıyla izole edilerek bu pine bağlanır. VIN pini devrenin başlangıç akımını karşılamak için kullanılır. Köprü doğrultucundan sonra büyük direnç kullanılarak minimum 14 μ A başlangıç akımı ile çalışır. RI pini devrenin çalışma frekansını belirlemek için kullanılır. Anahtarlama frekansı ve pine bağlanan direnç arasındaki bağıntı " Eş. 3.33 de verilmiştir. RT pini yüksek sıcaklık koruma pinidir. Devre belli bir sıcaklığın üstüne çıktığı zaman entegre PWM sinyali üretmez. Sense pini anahtarın akımını ölçer. Entegrenin besleme bacağı olan VDD pini trafomuzdaki yardımcı sargının bir diyotlu doğrultucuyla doğrultarak entegrenin gerekli güç ihtiyacını karşılamaktadır. Gate pini ise üretilen PWM sinyalinin çıkışıdır.

$$f_{sw} = \frac{1690}{R_1(K\Omega)} KHz \quad (3.33)$$

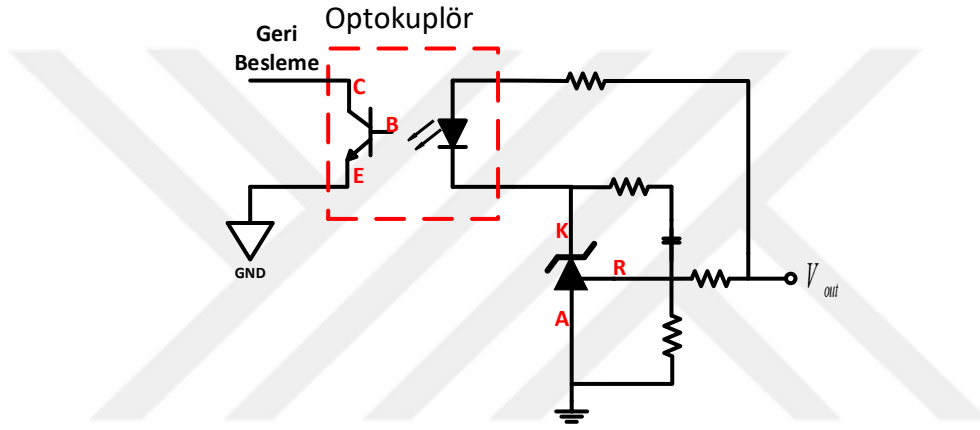
Devrede çıkış gerilimi TL431 ayarlanabilir şant regülatörünün referans pinine bağlanır. Bu regülatörün çalışma gerilimi 2.5 V olduğu için gerilim bölücü kullanılmıştır. Daha sonra izolasyon için PC817 optokupler kullanılarak geri besleme entegreye aktarılmıştır. Bu sinyal sonrası devre en uygun frekans üretmek ve çıkış gerilimini sabit tutmak için PWM sinyalini üreterek anahtarı tetikler.

3.9. Optokuplör

Optokuplör yarı iletken polimer kullanılarak üretilir. Girişi polimer ışık yayan diyottur. Çıkış ise polimer foto diyottur (Yu ve ark., 1994). Optokuplör, geri besleme sinyalini sekonderden primer tarafa aktarmak için izole edilmiş güç kaynaklarında yaygın

olarak kullanılır. İzolasyon sınırı boyunca sinyalleri aktarmak için en yaygın kullanılan cihazlar izolasyon transformatörleri ve optokuplörlerdir. Geri besleme sinyali sekonderden primer tarafa Optokuplör yoluyla aktarılır (Panov ve Jovanovic, 2004). Flyback dönüştürücülerde giriş ve çıkış arasındaki izolasyonu için sıklıkla kullanılır.

Anahtarlamalı güç kaynaklarında geri besleme devresinin izolasyonunu sağlayan optokuplör, ayarlanabilir şönt regülatörlerle sıklıkla kullanılır. Bu regülatörlerden daha önce zener diyotlar kullanılsa da son zamanlarda TL431 ve türevi şönt regülatörler kullanılmaktadır. Bu regülatörler referans ucuyla iç referans gerilimini karşılaştırarak çalışır. Optokuplör ve şönt regülatör şeması Şekil 3.28’ de verilmiştir.



Şekil 3.28. Optokuplör ve şönt regülatör şeması.

Optokuplör şönt regülatör devresinde çıkış gerilimi gerilim bölücü kullanılarak şönt regülatörün referans pinine bağlanır. Bu devrede geri bölücü kullanılma nedeni şönt regülatörün veri sayfasında V_{ref} geriliminin 2.495 V verilmesidir. Daha sonra şönt regülatörün anot ucu topraklanır katot ucu ise optokuplörün katot ucuna bağlanır. Optokuplör girişindeki LED ışık yayarak fototransistörden akım akmaya başlar. Optokuplörün collector çıkışı geri besleme sinyalini üreterek devrenin kontrolü sağlanır. Optokuplörün emiter çıkışı ise topraklanır. Bu devre şönt regülatör ile optokuplörün toprakları birbirinden bağımsızdır. Bu sayede devrenin geri beslemesi elektriksel olarak izoleli olmuş olur

4. BULGULAR

Bu çalışmada benzetim çalışması ve deneysel çalışması yapılmıştır. Devrenin çalışmaları öncesi materyal yöntem bölümündeki eşitlikler kullanılarak tasarımı yapılmıştır.

4.1. Devre Tasarımı Hesaplamaları

Bu çalışma için tasarlanan devre gerilimi +12 V olan tek çıkış bulunmaktadır. Devrenin kaynak gerilimi, köprü doğrultucu tarafından doğrultulmuş şebeke gerilimidir. Devrenin MOSFET anahtarı V_{DS} gerilimi 500V ve $R_{DS(on)}$ direnci 0.27 Ω olan IRFP460 modeli seçilmiştir. EK-1' de bu MOSFET'in teknik özellikleri verilmiştir. Bu devrede çıkış gerilimini kontrol etme, devrenin korumasını sağlamak ve değişken frekanslı PWM sinyalinin üretmesi için SG5841 entegresi kullanılmıştır.

Devrenin diğer parametrelerinin hesaplanması için Bölüm 3' te anlatılan formüller kullanılmıştır.

Flyback dönüştürücüsünün en önemli devre elemanı trafosudur. Girişte enerjiyi çıkışa aktarması, çıkış geriliminin belirlenmesi nedenlerinden dolayı trafonun primer endüktansı büyük önem taşır. Trafonun primer endüktansı Eş. 3.16 kullanılarak hesaplanır.

$$L_p = \frac{(310 \times 0.3)^2}{2 \times 50 \times 50000 \times 1} = 1.72 \text{ mH} \text{ Olarak hesaplanır.}$$

Devrenin primer akım değişimi Eş 3.20'de verilen denkleme göre hesaplanır.

$$\Delta I = \frac{310 \times 0.3}{1.72 \times 10^{-3} \times 50000} = 1.1 \text{ A}$$

Devre DCM modunda çalıştığı için devrenin tepe akımı, akım değişimine eşittir. Ayrıca bu modda çalıştığı için ortalama akım, akım değişiminin yarısıdır. Bu nedenle

$$I_{dspeak} = 1.1 \text{ A}$$

$$I_{EDC} = 0.55 \text{ A} \text{ Olarak hesaplanır.}$$

Daha sonra devrenin bastırıcı hücre tasarımı yapılmalıdır. Bastırıcı hücrenin önemi Bölüm 3.6' da tasarımı Bölüm 3.6.1' de yer verilmişti. Eşitlik 3.18 kullanılarak bastırıcı hücre üzerindeki güç hesaplanır. Bu hesabın yapılması için snubber kapasitör üzerindeki V_{sn} ve kaçak endüktans L_{lk} hesaplanmalıdır. Kaçak endüktans genel olarak primer endüktansın 0,03 katı olarak kabul edilir. V_{sn} ise çıkış gerilimi ve sarım sayısının çarpımının 2-2,5 katı olarak alınır. Bu durumda kaçak endüktans 45 nH, V_{sn} 775 V olarak hesaplanır. Bu parametrelerle güç aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$P_{sn} = \frac{1}{2} \times 4.5 \times 10^{-5} \times 1.1^2 \times \frac{775}{465} \times 50000 = 2.268$$

Eşitlik 3.25 kullanılarak bastırıcı hücre direnç değeri hesaplanır.

$$R_{sn} = \frac{775^2}{2.268} = 264k\Omega \text{ hesaplanır.}$$

Bastırıcı hücre kapasitörü hesabı için %5-10 arasında dalgalanma kabul görülür. Eşitlik 3.26 kullanılarak kapasitör değeri hesaplanır.

$$C_{sn} = \frac{775}{264 \times 10^3 \times 50000 \times 77.5} = 75pF \text{ olarak hesaplanır.}$$

Önerilen devrenin soğutucu hesabı bölüm 3.7' de verilmişti. Bu bilgiler ışığında devrenin soğutucu tasarımı yapılması için kullanılan MOSFET' in kataloğundan termal direnç parametreleri kullanılmalıdır. Kullanılan IRFP460 anahtarının eklem çevre arası termal direnci $R_{\theta ja} = 40^\circ C/W$, soğutucu kılıf arası termal direnç $R_{\theta cs} = 0.24^\circ C/W$ ve eklem kılıf arası termal direnci $R_{\theta jc} = 0.45^\circ C/W$ olarak verilmiştir. Ayrıca kullanılan anahtarın çalışma aralığı -55 ile +150 °C arası olarak belirtilmiştir. Oda sıcaklığı +25 olarak kabul edildiğinde ve ayrıca devrenin güvenliği sağlamak için maksimum sıcaklık +110 olarak alınmıştır. Anahtar üzerindeki kaybı maksimum 20 W olarak alınırsa

$$R_{\theta sa} = \frac{110}{20 \times (0.24 + 0.45)} = 7.970^\circ C/W \text{ olarak hesaplanır.}$$

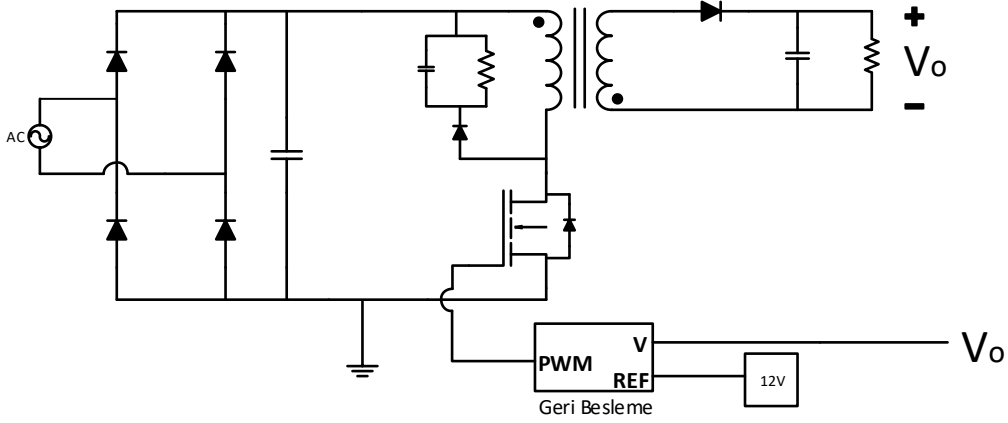
4.2. Benzetim Çalışması

Bu çalışmanın benzetim çalışması Matlab/Simulink yazılımında yapılmıştır. Benzetim çalışması için ilk önce devrenin gücü belirlenmiştir. Sonrasında bu güç değeri istenilen giriş çıkış gerilimlerine göre devre kurulmuştur. Benzetim çalışması parametreleri Çizelge 4’de verilmiştir.

Çizelge 4.1. Benzetim çalışması parametreleri

Parametreler	Değerler
Giriş gücü (P_{in})	50 W
Giriş gerilimi (V_{in})	311 V
Çıkış gerilimi (V_{out})	12 V
Değişken frekans	24kHz- 65 kHz
Trafo primer endüktansı (L_{pri})	1.5 mH
Trafo sekonder endüktansı (L_{sec})	2 μ H
Trafo primer sarım sayısı (N_{pri})	155
Trafo sekonder sarım sayısı (N_{sec})	6

Giriş kaynağı olarak +311 V_{DC} kullanılmıştır. Anahtarlama elemanı olarak N kanallı MOSFET kullanılmıştır. Bu MOSFET pratik çalışmada kullanılacak olan IRFP460 MOSFET’ e göre modellenmiştir. Devrenin kontrolü için de “Geri Besleme” adlı blok kullanılmıştır. Bu blok içinde +12V referans değerini, flyback dönüştürücünün çıkışından ölçülen gerilim ile karşılaştırarak doluluk oranını ve anahtarlama frekansını ayarlamaktadır. Benzetim çalışmasının genel şeması Şekil 4.1’ de verilmiştir. Benzetim çalışmasında devrenin durumunu rahatça takip edebilmek için trafo akımı ve gerilimini, çıkış akım ve gerilimi ayrıca anahtar üzerindeki gerilimin takip edebilmek amacıyla ölçülmüştür.



Şekil 4.1. Benzetim çalışması genel şeması.

Uygulanan devrede en önemli koşullardan biri çıkış gerilimini sürekli +12 V’da sabit tutma durumudur. Simülasyon çalışmasında devrenin kontrolü PID kullanılarak yapılmıştır. Anahtarın tetiklenmesi için değişken frekanslı PWM üretilmesi gerekmektedir. Bunun için bölüm 3.8.1’ de anlatılan PWM üreticisi kullanılmıştır. Devrenin anahtarlama frekansı çıkış gerilimiyle istenilen gerilim karşılaştırılarak PID bloğunda işlenir. PID bloğundan çıkan değer devremizin anahtarlama frekansdır. Bu anahtarlama frekansı için pratik çalışmamıza uygun olması için alt ve üst limitler kullanılmıştır. Bu limit 20-65 KHz arasındadır. Bu aşamadan sonra devrenin doluluk oranı hesaplanmalıdır. Bu çalışmanın en büyük farklarından biri anahtarın açık kalma süresinin sabit tutulmasıdır. Bu açık kalma süresi devrenin anahtarlama frekansının en yüksek olduğu durum için hesaplanır. Anahtarın açık kalma süresinin hesaplanması “Eş. 4.1”, “Eş. 4.2 ve “Eş. 4.3” de verilmiştir.

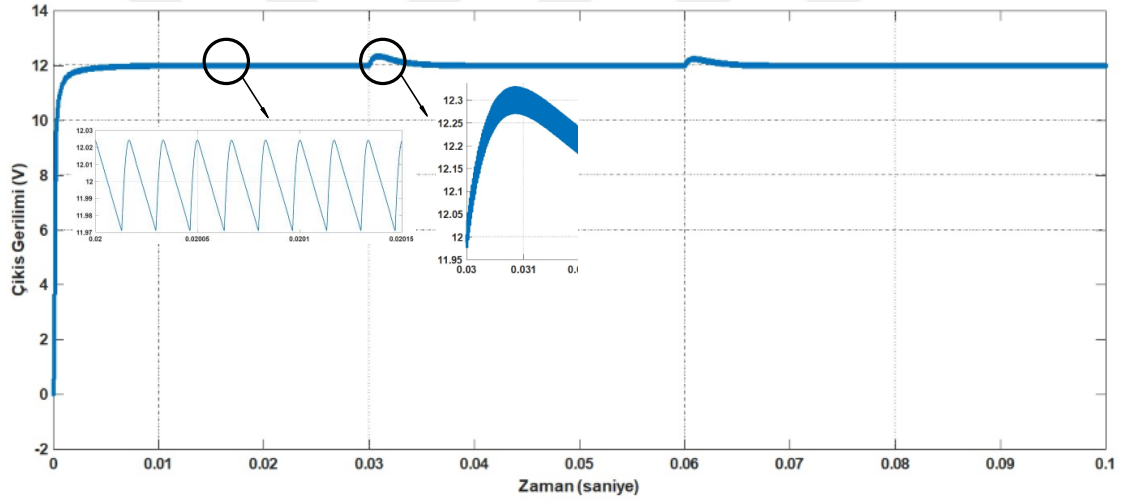
$$D = \frac{T_{on}}{T_{sw}} \quad (4.1)$$

$$T_{sw} = \frac{1}{f_{sw}} \quad (4.2)$$

$$D = T_{on} \times f_{sw} \quad (4.3)$$

Yukardaki eşitliklerde D doluluk oranıdır. Doluluk oranı anahtarın açık kalma süresinin anahtarlama süresine yani anahtarlama periyotuna oranıdır. Periyot ise frekansın tersidir. “Eş. 3.26” ve “Eş. 3.27” birleştirildiğinde doluluk oranı anahtarın açık kalma süresi ile anahtarlama frekansının çarpımına eşittir. Bu denklemde üretilen doluluk oranı şekil 3.25’ de verilen devrenin doluluk oranı girişidir. Doluluk oranı ve frekansı hesaplanan sistemle PWM sinyali üretilir ve bu üretilen sinyal anahtarın gate ucuna uygulanır.

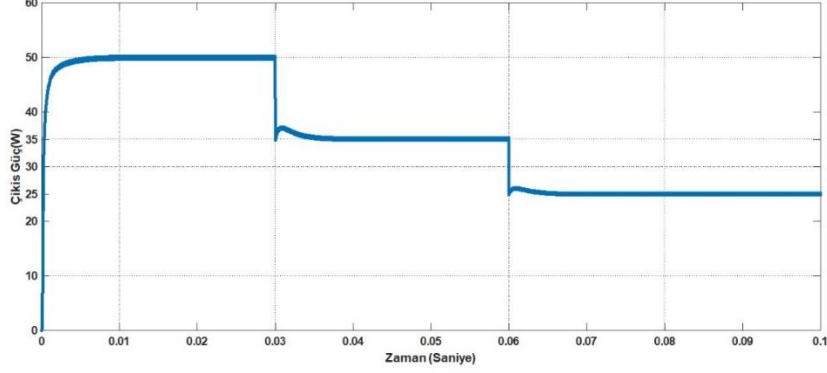
Anahtarın iletimde olduğu durumda trafoya enerji depolamaya başlar ve trafonun çıkışı girişine ters kutuplandığı için çıkış diyotundan akım akmaz. Yük o sırada paralel kondansatörden beslenir. Anahtar kesime girdiğinde trafoda depolanan enerji çıkışa aktarılır. Bu devrenin çıkış gerilimi Şekil 4.2’de verilmiştir.



Şekil 4.2. Çıkış gerilim grafiği.

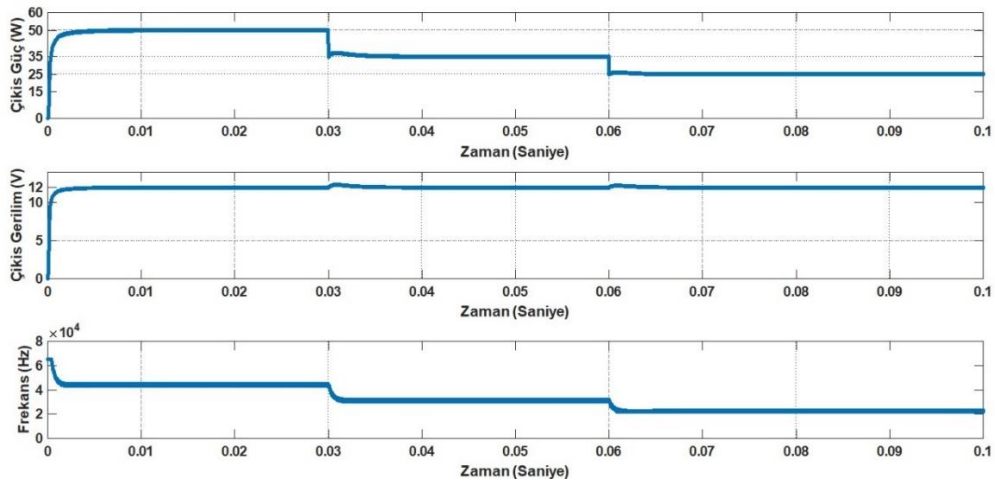
Çıkış gerilimi kontrolcü sayesinde değişken yük durumlarında sabit +12 V gerilimi vermektedir. Değişen yük durumunda görüldüğü gibi 12.3 V civarına ani çıkış yaşanmakta ve tekrar kontrolcü çıkış gerilimini düzeltmektedir. Ayrıca çıkış gerilimindeki dalgalanmanın 2.5% olduğu gözlemlenmektedir. Bu değer çıkış kapasitör değerini değiştirilerek azaltılabilir. Kontrolcü bunu ayarlarken çıkıştan aldığı gerilimi istenilen gerilimle karşılaştırarak yaptırmıştır. Bu durum flyback dönüştürücülerin genel olarak kullanıldığı laptop adaptör, LED aydınlatmaları gibi uygulamaların vazgeçilmezidir. Bu cihazlar istenilen gerilimle beslenmeme durumunda cihazların

çalışmaması veya arızalanma durumu oluşur. Devrenin çalışma çıkış gücü Şekil 4.3' de verilmiştir.



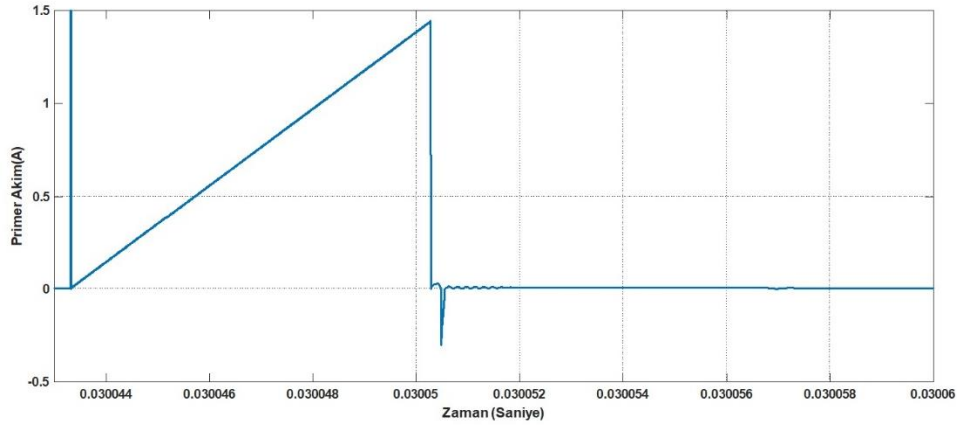
Şekil 4.3. Çıkış gücü grafiği.

Benzetim çalışmasındaki devrenin çıkış gücü aralığı 50-35-25 W' dır. Bu değişken güç çalışmalarının nedeni flyback dönüştürücülerin kullanıldığı uygulamalarda farklı güç gereksinimlerinin olması. Mesela LED TV cihazlarının bekleme konumunda (stand-by) daha düşük güç tüketmektedir. Bu duruma benzer olarak akıllı telefonlarda kullandığımız şarj aletlerinin prize takılı ama cihaza takılı olmadığı durumu ve LED tabelalarında tüm LED'lerin yanmaması durumu düşük güç tükettikleri durumlardır. Yaptığımız bu çalışmanın yukardaki düşük güç durumlarında bile +12 V gerilim vermesi devremizin önemli avantajlarıdır. Önerilen devrenin çıkış yükünün değişmesinin çıkış gerilimine ve anahtarlama frekansına etkisi Şekil 4.4' de verilmiştir



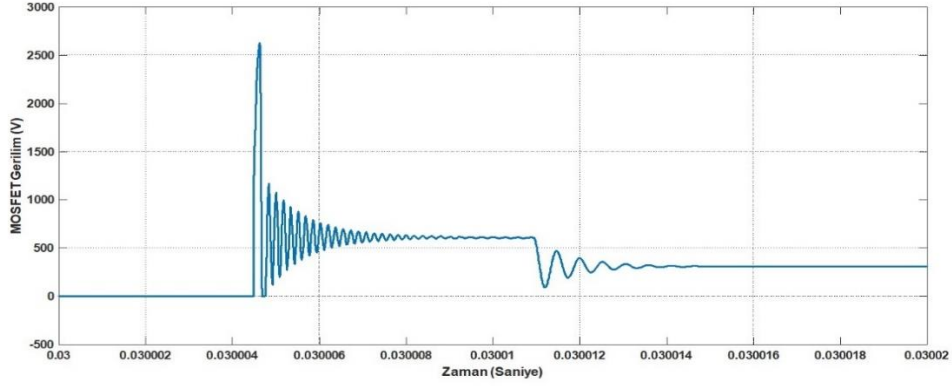
Şekil 4.4. Çıkış gücü, anahtarlama frekansı ve çıkış gerilimi.

Şekil 4.4' de devrenin çıkış gücünün değişmesinin çıkış gerilimine ve anahtarlama frekansına etkisi verilmiştir. Önerilen devre 3 farklı çıkış gücünde çalıştırılmıştır. Çıkış gücü sırasıyla 50W, 35W ve 25W'dır. Çıkış gücünün çıkış gerilimine etkisi incelendiğinde kullanılan kontrolcü çıkış gücü değişmesine rağmen çıkış gücünü başarıyla sabit tutmaktadır. Çıkış gücünün anahtarlama frekansına etkisi incelendiğinde ise çıkış gücü azaldığında frekansında azaldığı gözlemlenmiştir. Zaten kullanılan kontrolcü anahtarlama frekansını değiştirerek çıkış gerilimini sabit tutmaktadır. Kontrolcü çıkış gerilimini sabit tuttuğu gibi düşük güç durumunda frekansı azaltarak anahtarlama kayıplarını da azaltmaktadır. Çalışmanın bir diğer önemli parametresi ise trafonun primer tarafı akımıdır. Primer akımının grafiği Şekil 4.5' de verilmiştir.



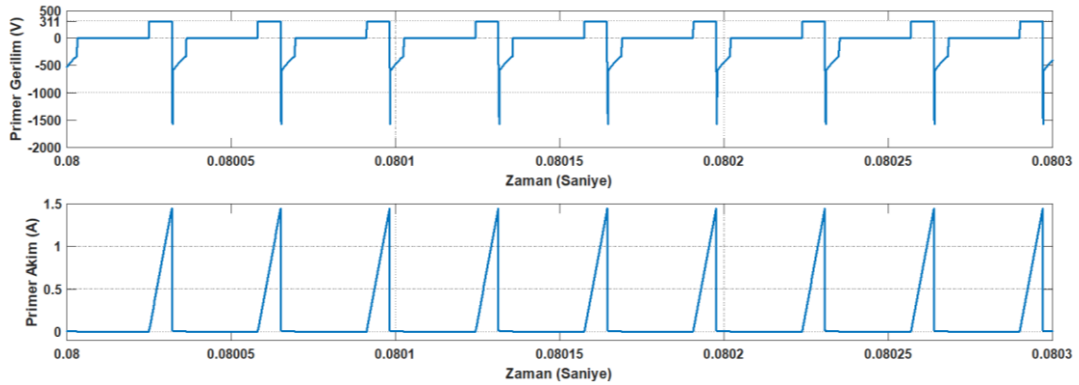
Şekil 4.5. Primer akım grafiği.

Şekil 4.5 verilen primer akımı daha önce bölüm 3.3.1 Kesintili çalışma modunda (DCM) çalışmaktadır. DCM modunun CCM moduna avantajları Çizelge 3.1'de verilmişti. Görüldüğü gibi devrenin giriş akımı belirli aralıklarda sıfıra düşüyor ve üçgen dalga şekline sahiptir. DCM çalışma modunda devrenin primer akımının tepe değeri ortalama akımının 2 katıdır. Ayrıca bu değer anahtar üzerinden geçen akımdır. Bu akım değeri anahtar seçiminin önemli parametresidir. Benzetim çalışmasında görüldüğü gibi bu akımın tepe değeri 1.4 Amper civarındır, ortalama değeri 0.7 Amperdir. Seçilecek MOSFET'in seçimi için en önemli parametrelerden diğeri ise anahtar üzerine düşen gerilimdir. Benzetim çalışmasındaki anahtar üzerindeki gerilim grafiği Şekil 4.6'da verilmiştir.

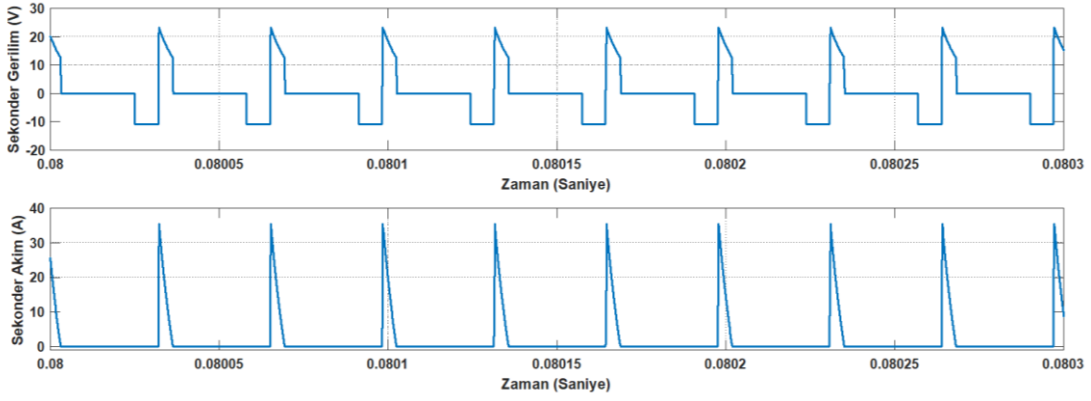


Şekil 4.6. Anahtar Gerilimi.

Anahtar üzerine düşen gerilim flyback dönüştürücü tasarımında çok önemli bir konudur. Şekil 4.6’ da anahtar gerilimi üzerindeki rezonans gözükmektedir. Devrede kullandığımız trafonun uçlarına paralel olarak bağlanan bastırma hücresi, anahtar üzerindeki gerilim stresini azaltmak için kullanılır. Bastırıcı hücre Bölüm 3.6 ve 3.6.1’ de detaylıca anlatılmıştı. Bastırıcı hücrenin kapasitör ve direnç değerleri Bölüm 4.1’ de hesaplanan değerler kullanılmıştır. Bastırıcı hücre kullanılmazdı anahtar üzerindeki gerilim 2500 V civarında olacaktı. Kullandığımız anahtarın maksimum 650V gerilime karşı dayanıklı olduğu düşünülürse, bastırıcı hücre kullanmak flyback devresi için zorunludur. Bastırıcı hücre trafonun kaçak endüktansından kaynaklanan gerilimi üstüne alarak anahtarı korumuş olur. Önerilen devrenin benzetim çalışması ile deneysel çalışmanın rahat bir şekilde karşılaştırılması için primer gerilim-akım ve sekonder gerilim-akım grafiği Şekil 4.7’ ve Şekil 4.8’ de verilmiştir.

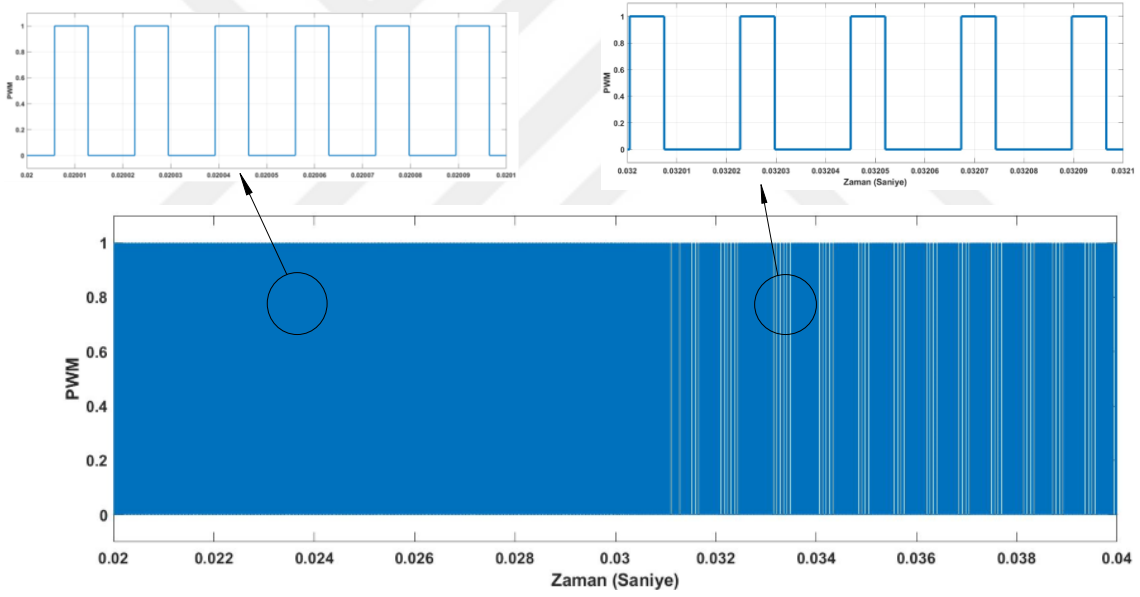


Şekil 4.7. Primer gerilim akım sinyali.



Şekil 4.8. Sekonder gerilim akım sinyali.

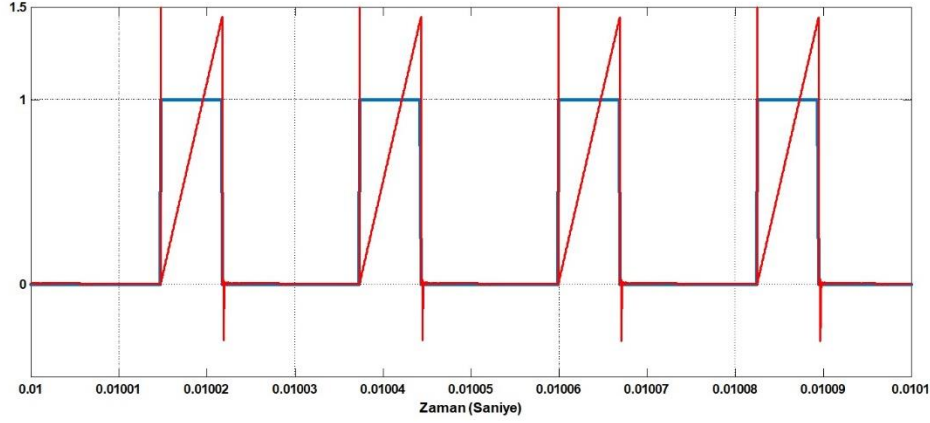
Devrenin çalışmasını için gerekli PWM sinyali yukarıda bahsedilmiştir. Anahtarın gate ucuna gönderilen PWM sinyali Şekil 4.9 'da verilmiştir.



Şekil 4.9. PWM sinyalinde frekans değişimi.

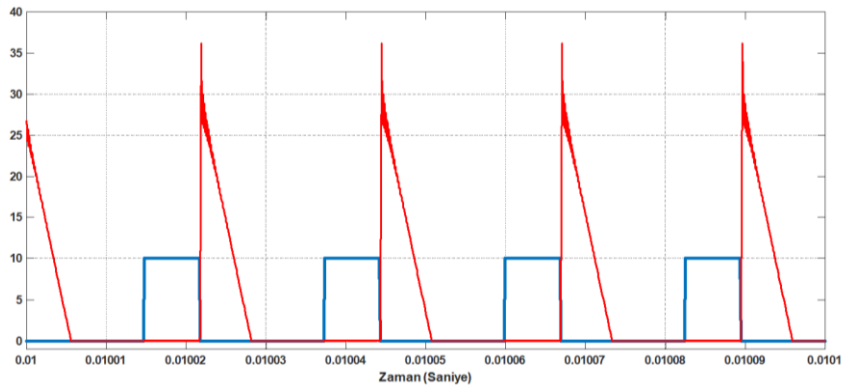
Yukardaki şekilde görüldüğü devrenin frekansı başlangıçta çok yüksek iken zamanla frekans azalmıştır ve sonlarda optimal frekans değerine ulaşmıştır. Bu çalışmanın en önemli noktası olan değişken frekanslı anahtarlama kusursuzca uygulanmıştır. Çıkış gücünün değiştirildiği 0.03 zamanında frekanstaki değişim Şekil 4.9' da verilmiştir. Bu şekilde de görüldüğü çıkış gücü 50W' dan 35W' a düşürüldüğünde anahtarlama frekansı azaltılmış bu nedenle her bir kare dalga arasında ki uzaklık artmıştır. Bu da şeklimizdeki koyuluk ve seyreklik olarak net bir biçimde gözükmektedir. Ayrıca

aynı zaman ölçeğinde yükün değiştiği sürelerdeki PWM sinyallerini irdelediğimizde çıkış yükünün 50 W olduğu sürede 6 periyot PWM sinyali görülmüştür. Çıkış gücü 35W' a düştüğünde aynı zaman süresinde yaklaşık 5 periyot PWM sinyali gözlenmektedir. Ayrıca aynı zaman aralığında Şekil 4.10' da giriş akımı ile PWM sinyali verilmiştir.



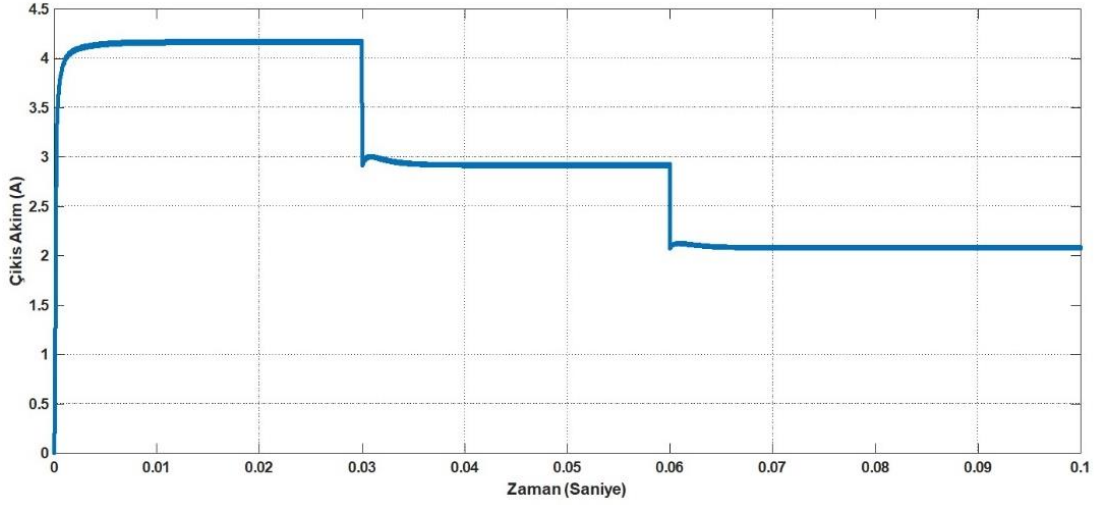
Şekil 4.10. Giriş akımı ve PWM sinyali.

Şekil 4.10' da gösterildiği gibi anahtarın iletimde olduğu süre boyunca giriş akımı artmaktadır. Anahtar iletimde kesime geçtiği yani PWM sinyalinin "0" olduğu zaman giriş akımı sıfıra düşer. Anahtar kesimde olduğu süre boyunca giriş akımı sıfırdır. Bu sırada trafoda depolanan enerji devrenin çıkışına aktarılır. Anahtar kesimde iken çıkıştan akım akmaya başlar bu akımın aynı aralıktaki PWM sinyaliyle karşılaştırılması Şekil 4.11' da verilmiştir.



Şekil 4.11. Sekonder akımı ve PWM sinyali.

Şekil 4.11’ de gösterildiği gibi anahtar iletimde olduğu süre boyunca sekonderden akan akım sıfırdır. Trafo ters kutuplandığı ve çıkışta diyot bulunduğu için akım akmaz. Anahtar kesime gittiğinde sekonder akımı üzerinde akım akmaya başlar ve akım gittikçe yükselir. Bu çıkış akımının şeklide üçgen şeklindedir ve DCM modunda çalışır. Sekonder akımı diyottan geçtikten sonra çıkış kapasitörünü ve çıkış yükünü besler. Çıkış akımı Şekil 4.12’ de verilmiştir.



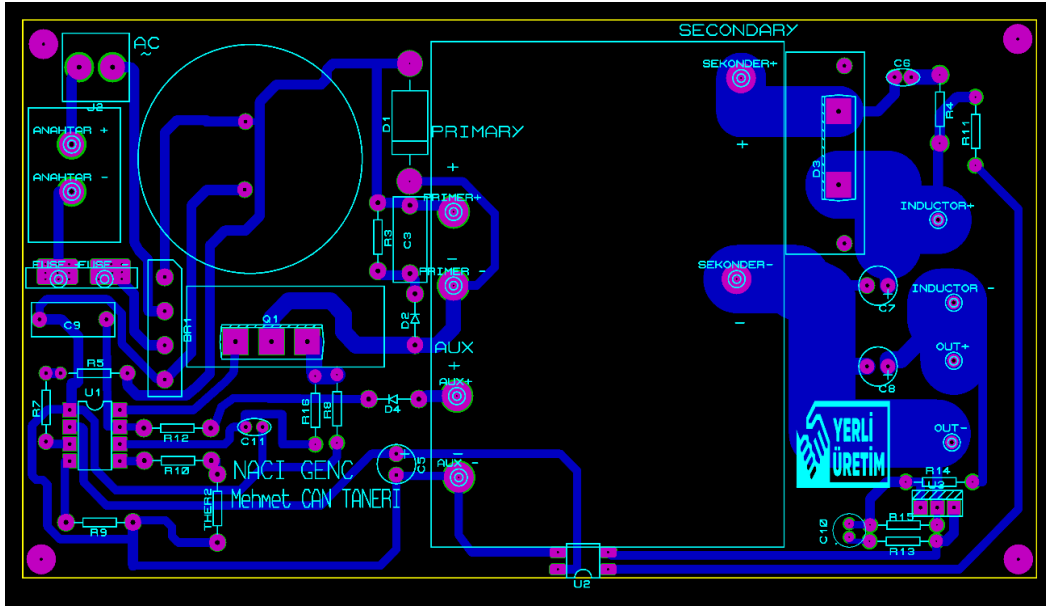
Şekil 4.12. Çıkış Akımı.

Şekil 4.12’ de gösterildiği gibi 50W lık sistemde çıkış akımı 4.16 A civarındadır. Çıkış yüküne paralel kapasitör olduğundan dolayı çıkışta akım sıfıra düşmez. Sistem 35W güce ulaştığında çıkış 2.9 A olur. Güç 25W’ a indiğinde akım 2 A civarındadır. Şekil 4.2’ de gösterildiği gibi bu akım değişikliklerinde çıkış gerilimi sürekli 12V’ da sabit kalmaktadır.

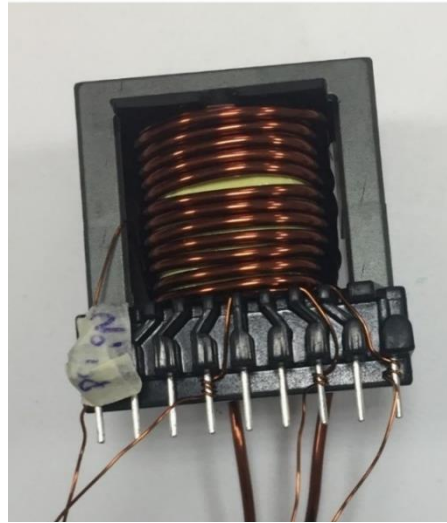
4.3. Deneysel Çalışma

Bu çalışmanın ikinci aşaması olan deneysel doğrulama için Proteus programı kullanılarak tasarlanan devrenin baskı devresi (PCB) Şekil 4.13’de gösterildiği gibi çizilmiştir. Daha sonra devrenin en önemli bileşenlerinden olan trafonun primer ve yardımcı sargısı 0,40 mm yarıçaplı emaye tel, sekonder sargısı ise yarıçapı 1,80 mm yarıçaplı emaye tel ile sarılmıştır. Trafonun seçimi ve hesaplamaları bölüm 3.3.3, bölüm

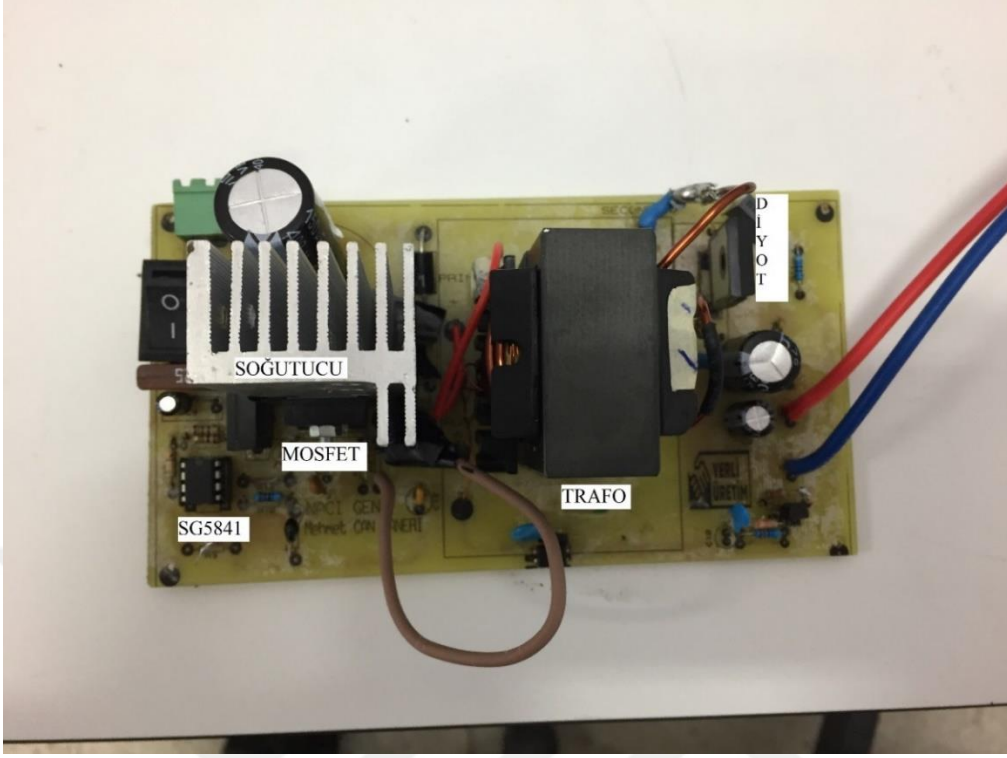
3.3.4, ve bölüm 3.3.5 detaylı olarak anlatılmıştır. Trafonun devre montajı öncesi şekli Şekil 4.14’ de verilmiştir. Çizilen devre Van Yüzüncü Yıl Üniversitesi Güç elektroniği laboratuvarında basılmış ve Şekil 4.15’ deki gibi montajı tamamlanmıştır. Devrenin güvenliğinin sağlanması için mevcut devreye açma-kapama anahtarı ve sigorta eklenmiştir. Basılan devrenin entegresinin başlangıç akımı primer tarafından sağlanıp, beslemesi ise yardımcı sargıdan sağlanmıştır.



Şekil 4.13. Baskı devre şeması.



Şekil 4.14. Flyback dönüştürücü trafosu.



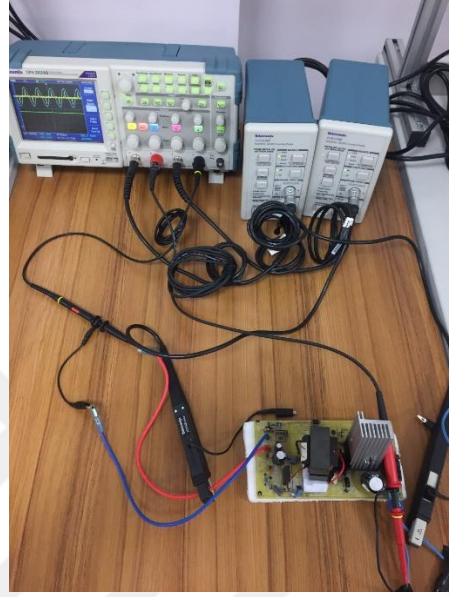
Şekil 4.15. Değişken frekanslı Flyback dönüştürücü montajı.

Montajı tamamlanan devrenin parametreleri Çizelge 5'te verilmiştir.

Çizelge 4.2 Pratik Çalışma Parametreleri

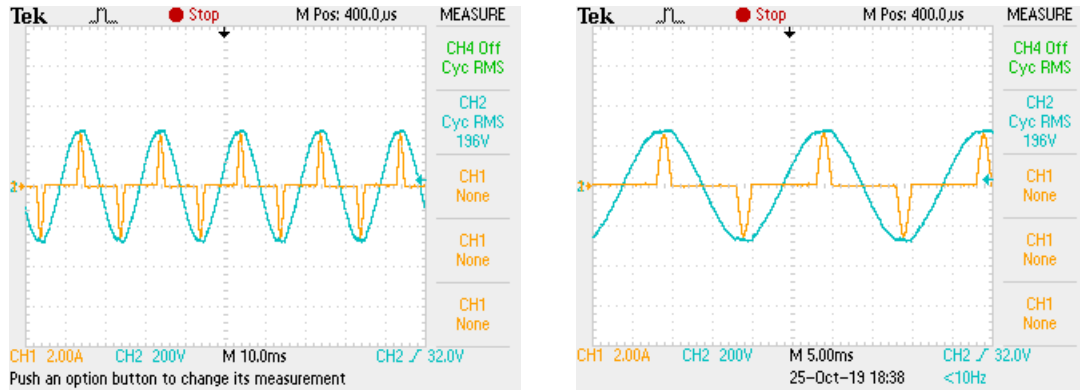
Deneysel Çalışma Parametreleri	
Nüve Tipi	EE40
Ana Anahtar	IRFP460 500V/20A
Çıkış Diyot	DHG30I600HA 600V/30A
Kontrolcü	SG5841
Primer Sargı Sarım Sayısı	310
Sekonder Sargı Sarım Sayısı	12
Yardımcı Sargı Sayısı	10
Bastırıcı Kapasitör	3.3nF/500V
Bastırıcı Direnç	250K Ω 1/2W
Bastırıcı Diyot	BYV95C

Çizelge 5' de verilen devre elamanları kullanılarak PCB baskı devresi tamamlanmıştır. Bu aşamada devrenin sonuçlarını almak için Tektronix TPS2024B osiloskop kullanılmıştır. Devrenin akım analizi için Tektronix TCPA300 akım probu kullanılmıştır. Baskı devresi ve kullanılan ekipmanlar Şekil 4.16' da verilmiştir.



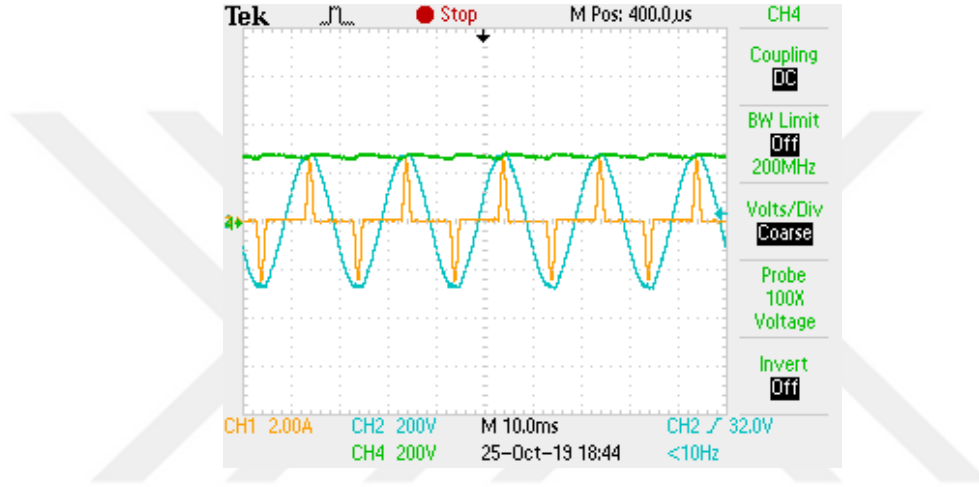
Şekil 4.16. Baskı devresi ve ölçüm ekipmanları.

Kullanılan devre şebeke gerilimi olan 220 V ile çalışmaktadır. Şebeke gerilimi köprü doğrultucu kullanılarak doğrultulmuştur. Giriş gerilimi ve giriş akımı Şekil 4.17'de verilmiştir.



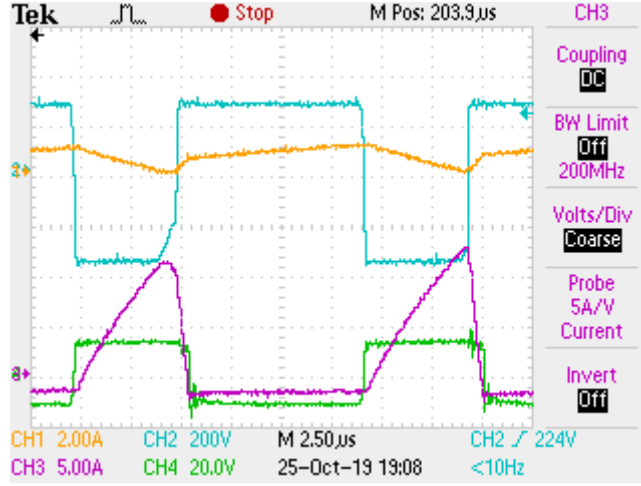
Şekil 4.17. Devre giriş gerilimi ve akımı.

Şekil 4.17’ de gösterildiği gibi mavi renkteki sinyal devrenin giriş gerilimi olan 220 V’ dur. Devrenin giriş akımı ise turuncu renkteki sinyaldir. Özellikle LED aydınlatma sistemlerinde kullanılacak olan bu sistem şebekeye bağlanması çok önemli bir unsurdur. Flyback dönüştürücü bir DC-DC dönüştürücü olduğu için bu şebeke geriliminin doğrultucu kullanılarak DC gerilime dönüştürülmelidir. Bu yüzden şebeke gerilimi köprü doğrultucu kullanılarak doğrultulmuştur. Devrenin şebeke gerilimi-akımı ve doğrultulmuş gerilimi Şekil 4.18’ de verilmiştir.



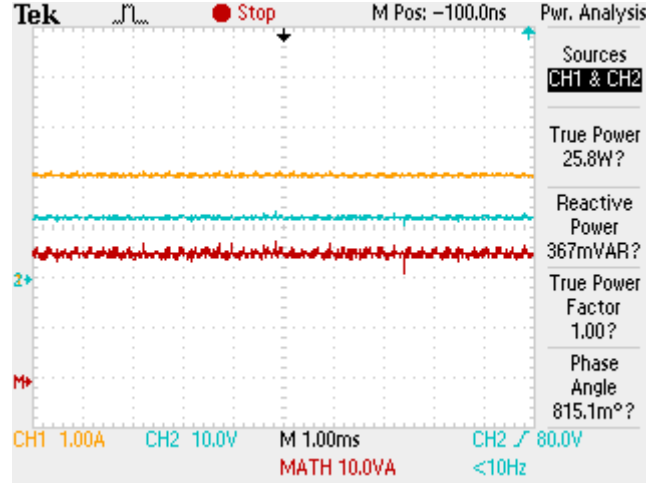
Şekil 4.18. Giriş gerilimi, giriş akımı, doğrultulmuş gerilim.

Şekil 4.18’ de devrenin beslendiği şebeke gerilimi, akımı ve doğrultucuya paralel olarak bağlanan kapasitörün gerilimi verilmiştir. Doğrultulmuş gerilim olan yeşil sinyal tam köprü doğrultucuya paralel bağlanan kapasitörünün etkisiyle gerilim dalgalanması en aza indirilmeye çalışılmıştır. Bu devrenin diğer önemli parametreleri trafo sargılarının akım gerilim değeridir. Şekil 4.19’ da devrenin primer akım-gerilim ve sekonder akım-gerilimi verilmiştir.



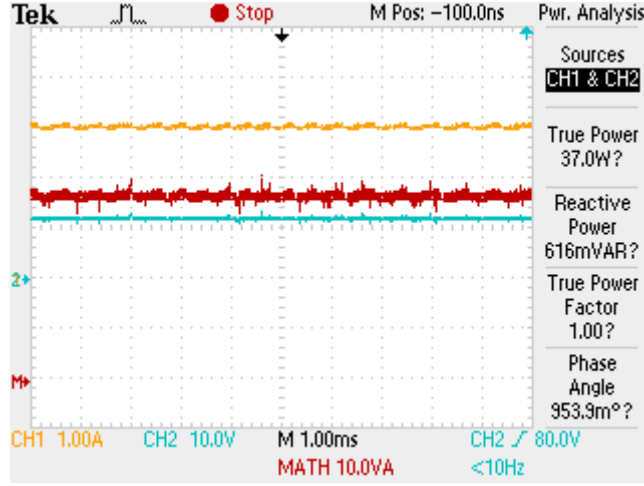
Şekil 4.19. Primer akım-gerilim ve sekonder akım-gerilim grafiği.

Şekil 4.19’da primer sekonder sargılarının akım gerilim grafikleri verilmiştir. Üst kısımdaki sinyaller primer sargısının akım-gerilim grafiğidir. Mavi sinyal olan primer sargısının gerilim grafiğinde görüldüğü gibi anahtarın iletimde olduğu sırada köprü doğrultucu üzerindeki gerilim primer sargısında gözükmemektedir. Aynı aralıkta turuncu sinyal olarak gözükürken primer akımının artışı görülmektedir. Bu aralıkta osiloskoptaki alttaki sinyalleri incelediğimizde yeşil renkteki gerilim değeri negatiftir. Bunun nedeni ise çıkış sargısının giriş sargısına göre ters kutuplanmasıdır. Anahtarın kesime girdiğinde giriş gerilimi negatife düşmektedir. Bu sırada trafo üzerindeki gerilimi kaçak endüktansından dolayı negatife düşmektedir. Ayrıca aynı aralıkta primer akımı azalmaktadır. Anahtarın kesimde olduğu durumda sekonderden akım artmaya başlar. Akım değeri bu aralık boyunca yükselmeye devam eder. Sekonder sargısında gerilim 12V olur. Ayrıca bu sırada çıkış kapasitörü şarj olur. Anahtar tekrar iletime geçtiğinde yük, kapasitörden beslenir. Devrenin sargı akım geriliminden sonra çıkış gerilimi akımı ve çıkış gücü incelenmektedir. Devrenin 25 W’ daki çıkış gerilimi ve akımı Şekil 4.20’ de verilmiştir.



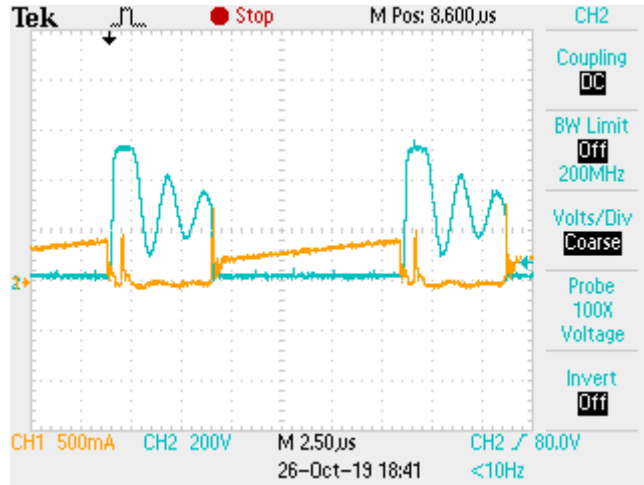
Şekil 4.20. 25W Çıkış akım gerilim ve güç grafiği.

Şekil 4.20’de çıkış akım, gerilim ve güç grafiği verilmiştir. Led sürücüsü olarak tasarlanan bu devrede 25W’lık çıkış gücünde osiloskop çıktısında görüldüğü gibi mavi sinyal çıkış gerilimidir. Bu sinyalin değeri +12V olarak görülmektedir. Ayrıca bu çıkış geriliminde turuncu olarak görünen çıkış akımının değeri yaklaşık 2A’dir. Devrenin çıkış gerilimi ve çıkış akımı anahtar iletimde olduğunda çıkış kapasitöründen beslendiği için dalgalanmaları çok düşüktür. Ayrıca çıkış gücü, çıkış gerilimiyle çıkış akımının çarpımına eşittir. Kırmızı renkte görülen sinyal devrenin çıkış gücünü göstermektedir. Çıkış gücünün ölçülebilmesi için Tektronix TPS2024B osiloskopunun güç analizör uygulaması kullanılmıştır. Bu uygulamaya kullanabilmek için osiloskopa çıkış gerilimi için gerilim probu ve hassas ölçüm alabilmek için Tektronix TCPA300 akım probu kullanılmıştır. Önerilen çalışmada diğer çıkış gücü 37W’dır. Bu devrenin 37W’daki çıkış akım-gerilim ve güç grafiği Şekil 4.21’de verilmiştir.



Şekil 4.21. 37W Çıkış akım gerilim ve güç grafiği.

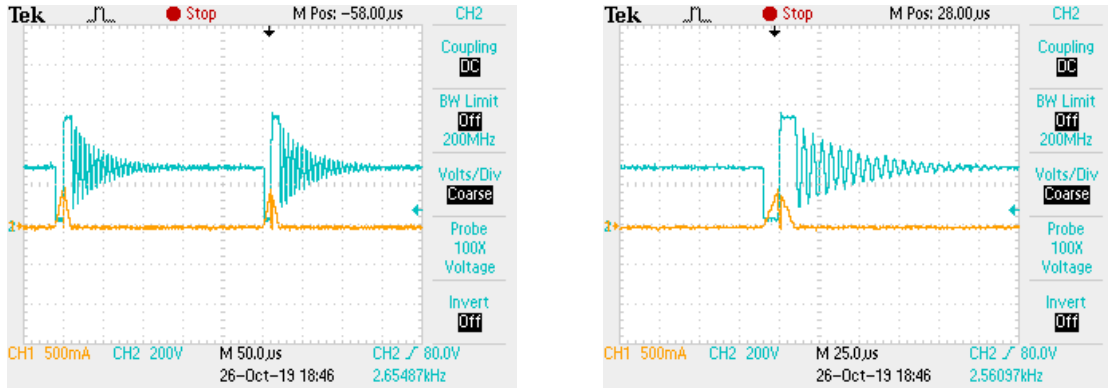
Devrenin bir diğer çıkış gücü olan 37W’ da çıkış akım-gerilim güç grafiği gösterilmiştir. Bu grafikte görüldüğü gibi devrenin en önemli özelliği olan çıkış gerilimini sabit +12 V olduğu net bir şekilde görülmektedir. Şekil 5.8 ile karşılaştırıldığında iki şekilde de farklı güç değerlerinde çıkış geriliminin sabit tutulduğu gözükmemektedir. Çıkış gerilimi sabit tutulan devrede çıkış akımı 3A civarındadır. Bu ölçümler yapıldıktan sonra devrenin MOSFET’in anahtarının drain-source gerilimi (V_{DS}) ve anahtar akımı ölçülmüştür. Bu ölçümler Şekil 4.22’ de verilmiştir.



Şekil 4.22. Anahtar Drain-Source gerilimi ve anahtar akımı.

Şekil 4.22’de devrenin MOSFET anahtarının Drain-Source gerilimi mavi renkteki sinyalde verilmiştir. Aynı zaman aralığında anahtarın akımı verilmiştir. Flyback

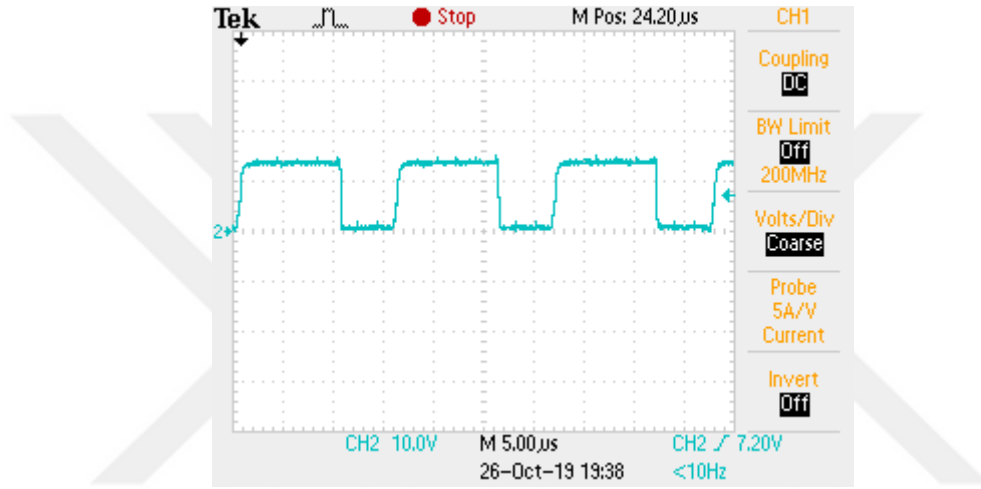
devresinde MOSFET üzerindeki gerilim stresi, trafonun kaçak endüktansından kaynaklanır. Bu kaçak endüktanstan MOSFET anahtarını korumak için primer sargısına paralel bölüm 3.5 ve 3.5.1’ de verilen bastırma hücresi veya bölüm 3.4’ de bahsedilen Geçici gerilim Bastırıcı diyotu (TVS) kullanılır. Bastırma hücresi kullanıldığı sırada bastırma kapasitörü trafonun kaçak endüktansıyla rezonans olur. Şarj edilen kapasitör kendisine paralel olarak bağlanan direnç üzerinden boşalır. Bastırma hücresi yerine geçici gerilim bastırıcı diyotu (TVS) kullanılması durumunda trafonun kaçak edüktansı bu diyot üzerinde olur ve anahtar üzerine düşen stresten korunur. Devremize bağladığımız bastırma hücresi nedeniyle gerilimdeki dalgalanma gözükmemektedir. Bu bastırma hücresi kullanılmadığı takdirde MOSFET anahtarının üzerine yüksek gerilim düşmesiyle beraber ayrıca anahtarlama kayıplarından artmaya neden olur. Anahtar iletimdeyken üzerinde gerilim olmaması veya anahtar kesimdeyken akım akmaması gerekmektedir. Bunun aksi bir durumunda anahtarlama kayıpları oluşur. Bu anahtarlama kayıpları MOSFET anahtarının ısınması ve bu nedenle daha büyük soğutucu kullanılmasını gerektirir. Şekil 4.22’de görüldüğü gibi anahtar iletimdeyken anahtar üzerinden akım akmakta ve gerilim sıfıra yakındır. Anahtar kesimde iken gerilim artmakta ve akım azalmaktadır. Ayrıca bu devrenin yüksüz durumda anahtar gerilimi ve akımı Şekil 4.23’de verilmiştir.



Şekil 4.23. Yüksüz durumda anahtar Drain-Source gerilimi ve anahtar akımı.

Şekil 4.23’de yüksüz durumda anahtar gerilimi ve akımı tek periyot ve iki periyotta verilmiştir. Anahtar gerilimi bastırıcı hücre sayesinde rezonansa girmektedir. Bastırıcı hücre sayesinde yüksüz durumda anahtarlama kayıpları azalmıştır. Bu durumun diğer nedeni bölüm 3.8.1 ve 3.8.2’ de anlatıldığı gibi değişken frekanslı anahtarlama dolay düşük yük durumunda anahtarlama frekansı en düşük değere getirilmesidir. Bu

çalışmada flyback devresinin kontrolü çıkış gerilimi üzerinden yapılmaktadır. Devre yüksüz durumda çalıştırıldığında kontrolcü MOSFET anahtarı tetikledikten sonra çıkış gerilimi +12 V seviyesinden düşmedikçe tetik sinyali göndermez. Bu sayede özellikle telefon şarj aletlerinde yüksüz durumda çalıştığında devrenin sıcaklığı yükselmez. Değişken frekansta anahtarlamaı gözlemlemek için MOSFET anahtarın gate ucu gözlemlemek gerekir. Devrenin sabit yükte kalıcı durum PWM sinyali Şekil 4.24' da verilmiştir.



Şekil 4.24. Kalıcı durum PWM sinyali.

Bu çalışmada önerilen devrenin kalıcı durumdaki PWM sinyali Şekil 4.24' de verilmiştir. Yük sabit olduğu sürece çıkış gerilimi +12 V' da tutulacağı için anahtarlama frekansı ve doluluk oranı sabit kalmaktadır.

5. TARTIŞMA VE SONUÇ

Flyback dönüştürücü tasarım kolaylığı, kullanılan devre elemanı azlığı, giriş çıkış arasında izolasyon sağlamasından dolayı anahtarlama güç kaynağı devrelerinde sıklıkla kullanılmaktadır. Bu devrede manyetik eleman olarak sadece trafo bulunur. Bu trafo hem izolasyonu sağlarken hem de birden çok çıkışlı tasarım yapmayı kolaylaştırır. Ayrıca geri besleme ünitesinde bölüm 3.9' da anlatılan Optokuplör kullanılarak çıkışla giriş arasında izolasyon sağlanır.

Flyback dönüştürücülerde karşılaşılan en büyük sorunlardan biri anahtarlama kayıplarıdır. Özellikle trafonun kaçak endüktansından kaynaklanan bu kayıplar devrenin parametrelerini kötü etkilemektedir. Önerilen devrede kaçak endüktastan kaynaklanan gerilimi önlemek için bastırıcı hücre kullanılmıştır. Bastırıcı hücre kullanılmaması durumunda anahtar üzerinde yüksek bir gerilim oluşacağından, anahtar yanacaktır. Bu bastırıcı hücre sayesinde anahtar üzerindeki gerilim stresi azaltılarak devrenin sağlıklı çalışması sağlanır.

Bu çalışmada ayrıca anahtarlama frekansının çıkış gücüne göre değişmesi yöntemi uygulanmıştır. Bu yöntem özellikle LED sürücülerinde, şarj aletlerinde sıklıkla kullanılır. Önerilen devre çıkış gücü azaldığında anahtarlama frekansı da azalmaktadır. Bu sayede düşük güç durumlarında anahtarlama kayıpları azaltılmaktadır. Anahtarlama frekansının azalmasıyla beraber kullanılan anahtar soğutucusun boyutu azalacağından devrenin toplam boyutu azaltılabilir. Liang ve ark (2017), çalışmalarında primer taraf kontrol yöntemi uygulamışlardır. Çalışmaların trafonun yardımcı sargısı kullanılarak çıkış parametreleri tahmini yapan algoritma üretmişlerdir. Bu çalışma tahmine dayalı olduğu için özellikle yüksek güç uygulamalarında düşük verim eğilimindedir. Bu tez çalışmasında kullanılan yöntemle kontrol kusursuz biçimde yapıp. Değişken yük durumlarında bile sabit çıkış gerilimi vermesi çalışmanın bir adım öne çıkmasına neden olmuştur.

Bu çalışmada hem benzetim çalışması hem de deneysel çalışma uygulanmıştır. Devrenin benzetim çalışmasındaki primer ve sekonder gerilim akım grafikleri Şekil 4.7 ve 4.8' de verilmiştir. Deneysel çalışmada Şekil 4.19' da aynı parametrelerin grafiği verilmiştir. Bu şekiller karşılaştırıldığında anahtar iletimde olduğu süre boyunca primer akımının arttığını ve kaynak geriliminin tamamını üstüne aldığı görülmektedir. Anahtar

kesime girdiğinde primer akımının azaldığı ve kaçak endüktanstan dolayı primer üzerinde negatif değerde gerilim olduğu gözükmemektedir. Sekonder akım gerilim grafiği irdelendiğinde anahtar kesime gittiğinde sekonder akımının arttığı ve sekonder geriliminin +12 V olduğu görülmektedir. Anahtar kesimde iken sekonder akımının ve geriliminin azaldığı gözlemlenmektedir.

Önerilen devrede kullanılan anahtarın benzetim çalışmasındaki gerilimi ve akımı Şekil 4.5 ve 4.6' da verilmiştir. Deneysel çalışmadaki Şekil 4.22' ile karşılaştırıldığında anahtar geriliminin bir anda çok yükseldiği ve daha sonra bastırıcı hücrenin etkisiyle rezonansa girdiği gözlemlenmiştir. Bu rezonans salınımla beraber gerilim zamanla düşmüştür ve istenilen seviyeye gelmiştir. Anahtar akımını incelediğimizde anahtar akımının zamanla arttığını anahtar kesime girdiğinde azaldığı ve sıfıra düştüğü gözlemlenmiştir.

Önerilen devrede çıkış yüküne göre anahtarlama frekansını gözlemlenmek için Şekil 4.22 ve Şekil 4.23' de verilen grafik incelenmiştir. Frekans hesabı yapılması için 2 grafik içinde bir periyotun süresi hesaplanmalıdır. Şekil 4.22'de bir periyot yaklaşık olarak 14.5 μ s 'dir. Bu değerde yaklaşık olarak 69 kHz denk gelmektedir. Şekil 4.23' te bir periyotun değeri 260 μ s olarak ölçülmüştür. Bu değerde yaklaşık olarak 3.8 Khz denk gelmektedir. Bu sonuçlara göre yüksüz durumda anahtarlama frekansı, yüklü duruma göre daha düşük olduğu görülmektedir. Li ve ark. (2016), yaptıkları çalışmada anahtarlama frekansını yüksek tuttıkları resonant modlu flyback dönüştürücüde farklı bir bastırma hücresi kullanıp kaçak endüktans sorununu kısmen çözmesine rağmen, yüksek anahtarlama frekansından dolayı anahtarlama kayıpları ve bakır kayıplarının arttığı görülmüştür.

Kim ve Ha (2016), yaptıkları çalışmalarında flyback dönüştürücü çıkışına ekledikleri filtrelerle yeni bir çalışma sunmuşlardır. Çalışmalarında flyback dönüştürücüsünün en temel özellikleri olan devre basitliği önerdikleri yöntemle karmaşık bir devre halini almıştır. Ayrıca önerdikleri devre flyback dönüştürücüsünün kontrol edilmesini de zorlaştırmıştır. Bu tez çalışmasında Şekil 4.13 ve Şekil 4.15' de görüldüğü gibi kullanılan devre yapısı hem sade hem de düşük boyutludur.

Bu tez çalışması kapsamında flyback dönüştürücü değişken frekanslı anahtarlama ve yumuşak anahtarlama yöntemi kullanılarak yapılması hedeflenmiştir. Bu çalışma sırasında kazanılacak tecrübeyle sonraki çalışmaların temelini oluşturmuş. Ayrıca

değişken frekanslı anahtarlama yöntemi diğer sistemlerde uygulanması bu tez çalışmasının diğer hedeflerini oluşturmuştur.

Bu çalışma kapsamında benzetim çalışmasıyla deneysel çalışmanın birbirine uyumlu olduğu görülmüştür. Deneysel çalışmada kullanılacak tüm devre elemanlarının benzetim çalışmasında birebir modellenmesiyle çalışmanın tamamen uyumlu olması sağlanabilir.

Çalışmada kullanılan MOSFET anahtarının kayıpları ve iç direncinden dolayı kaynaklanan ısınma problemi soğutucu kullanılarak çözülmüştür. Devrenin çıkış tarafında kullanılan diyotta ısınma problemi bulunmadığından dolayı soğutucu kullanılmamıştır.

Bu çalışmada karşılaşılan en büyük sorun anahtar kesimdeyken oluşan kaçak endüktanstır. Bu sorunun çözümü olarak nüve boyutu ve türü değiştirilerek kaçak endüktansın etkileri azaltılabilir. Kaçak endüktanstan kaynaklanan gerilimi bu çalışmada RCD bastırıcı hücresi kullanılarak etkisi azaltılmıştır. RCD bastırıcı hücresi yerine TVS diyot kullanılarak daha iyi sonuçlar alınabilir.

Yapılan çalışmada şebeke gerilimi köprü doğrultucu kullanılarak doğrultulmuştur. Bazı çalışmalarda kaynakla köprü doğrultucu arasına tıkaç bobini kullanılmaktadır. Bu tıkaç bobini devrenin performansı için kullanılabilir.

Önerilen devrede güç katsayısı düzeltilmesi yapılarak, giriş akımı iyileştirilebilir hem de literatürde yer almayan değişken anahtarlama frekansında güç katsayısı yöntemi literatüre kazandırılabilir.



KAYNAKLAR

- Adarsh, B. V., Shenoy, L., 2016. Flyback topology based Power Amplifier for PV system Applications. *In 2016 International Conference on Computation of Power, Energy Information and Commuincation (ICCPEIC)*. 20-21 Nisan 2016. Chennai, Hindistan. 434-438.
- Alou, P., Garcia, O., Cobos, J. A., Uceda, J., Rascon, M., 2002. Flyback with active clamp: a suitable topology for low power and very wide input voltage range applications. *Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. 10-14 Mart 2002. Dallas, USA. 242-248.
- Bektaş, E., Bayındır, K.Ç., Erel, M.Z., Yalman, Y., Kıvrak, S., 2018. İki Çıkışlı Flyback Dönüştürücü Tasarımı ve Analizi. *Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi*, **30** (3): 51-57.
- Bobde, M., Mallikarjunaswamy, S., Ho, M., Hébert, F., 2008. A novel ESD super-clamp structure for TVS applications. *2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. 24-28 Şubat 2008. Austin, TX, USA. 897-900.
- Chen, C. L., Tseng, C. J., 1998. Passive lossless snubbers for DC/DC converters. *IEE Proceedings-Circuits, Devices and Systems*, **145**(6): 396-401.
- Chen, J., Maksimovic, D., Erickson, R., 2001. Buck-boost PWM converters having two independently controlled switches. *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference*. 17-21 Haziran 2001. Vancouver, BC, Canada. 736-741.
- Choi, H. S., 2012. AN-4140 Transformer Design Consideration for Offline Flyback Converters Using Fairchild Power Switch (FPS™). <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/AN-4140.pdf> Fairchild Semiconductors, Colorado, USA. Erişim Tarihi:11.11.2019.
- Coruh, N., Urgan, S., Erfidan, T., 2010. Design and implementation of flyback converters. *2010 5th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*. 15-17 Haziran 2010, Taichung, Taiwan. 1189-1193.
- Divya, K. M., Parackal, R., 2015. High power factor integrated buck-boost flyback converter driving multiple outputs. *2015 Online International Conference on Green Engineering and Technologies (IC-GET)*. 27 Kasım 2015. Coimbatore, Hindistan. 1-5.
- Hataş, H., 2018. *H-köprü Sürücü Tabanlı Motor Hız Kontrolü ve Uygulaması* (yüksek lisans tezi, basılmamış). YYÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü, Van.
- Huang, X., Feng, J., Du, W., Lee, F. C., Li, Q., 2016. Design consideration of MHz active clamp flyback converter with GaN devices for low power adapter application. *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. 20-24 Mart 2016. Long Beach, CA, USA. 2334-2341.
- Huber, L., Jovanović, M. M., Song, H., Xu, D., Zhang, A., Chang, C. C., 2018. Flyback converter with hybrid clamp. *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. 4-8 Mart 2018. San Antonio, TX, USA. 2098-2103.
- Kanthimathi, R., Kamala, J., 2015. Analysis of different flyback converter topologies. *2015 International Conference on Industrial Instrumentation and Control (ICIC)*. 28-30 Mayıs 2015. Pune, Hindistan. 1248-1252.
- Kim, J. W., Ha, J. I., 2016. Dual voltage regulations of single switch flyback converter using variable switching frequency. *2016 IEEE Applied Power Electronics*

- Conference and Exposition (APEC)*. 20-24 Mart 2016. Long Beach, CA, USA. 1398-1402.
- Koç, Y., 2015. *Yumuşak Anahtarlama Çift Katlı Yükselten DA-DA Dönüştürücü Tasarımı, Analizi ve Uygulaması* (yüksek lisans tezi, basılmamış). YYÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü, Van.
- Koo, G. B., 2006. Application Note AN4147 Design Guidelines for RCD Snubber of Flyback.
- Lamar, D. G., Arias, M., Rodríguez, A., Fernández, A., Hernando, M. M., Sebastián, J., 2012. Design-oriented analysis and performance evaluation of a low-cost high-brightness LED driver based on flyback power factor corrector. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **60**(7): 2614-2626.
- Lee, S. W., Do, H. L., 2016. A single-switch AC–DC LED driver based on a boost-flyback PFC converter with lossless snubber. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **32**(2): 1375-1384.
- Li, J., van Horck, F. B., Daniel, B. J., Bergveld, H. J., 2016. A high-switching-frequency flyback converter in resonant mode. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **32**(11): 8582-8592.
- Liang, T. J. P., Chen, K. H., Chen, J. F., 2017. Primary side control for flyback converter operating in DCM and CCM. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **33**(4): 3604-3612.
- Liao, C. S., Smedley, K. M., 2008. Design of high efficiency flyback converter with energy regenerative snubber. *2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. 24-28 Şubat 2008. Austin, TX, USA. 796-800.
- Lin, J. Y., Liu, P. J., Yang, C. Y., 2015. A dual-transformer active-clamp forward converter with nonlinear conversion ratio. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **31**(6): 4353-4361.
- Lo, Y. K., Lin, J. Y., 2007. Active-clamping ZVS flyback converter employing two transformers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **22**(6): 2416-2423.
- Meng, P., Wu, X., Yang, J., Chen, H., Qian, Z., 2010. Analysis and design considerations for EMI and losses of RCD snubber in flyback converter. *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. 21-25 Şubat 2010. Palm Spring, CA, USA. 642-647.
- Mohammadi, M., Adib, E., 2014. Lossless passive snubber for half bridge interleaved flyback converter. *IET Power Electronics*, **7**(6): 1475-1481.
- Mohan, N., Undeland, T. M., Robbins, W. P., 2003. *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. Wiley, 2003. New York.
- Nan, C., Ayyanar, R., Xi, Y., 2017. A 2.2-MHz active-clamp buck converter for automotive applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **33**(1): 460-472.
- Onay, H.A., 2018. *Flyback Dönüştürücüler için Tutarlı ve Kapsayıcı Güç Kaybı Kestirimlerine Dayalı Tasarım Yaklaşımı ve Doğrulaması* (yüksek lisans tezi, basılmamış). KÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kocaeli.
- Panov, Y., Jovanovic, M., 2004. Small-signal analysis and control design of isolated power supplies with optocoupler feedback. *In Nineteenth Annual IEEE Applied*

- Power Electronics Conference and Exposition.** 22-26 Şubat 2004. Anaheim, CA, USA, 777-785.
- Papanikolaou, N. P., Tatakis, E. C., 2004. Active voltage clamp in flyback converters operating in CCM mode under wide load variation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **51**(3): 632-640.
- Park, J., Moon, Y. J., Jeong, M. G., Kang, J. G., Kim, S. H., Gong, J. C., Yoo, C., 2016. Quasi-resonant (QR) controller with adaptive switching frequency reduction scheme for flyback converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **63**(6): 3571-3581.
- Patel, H. K., 2008. Voltage transient spikes suppression in flyback converter using dissipative voltage snubbers. **2008 3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications.** 3-5 Haziran 2008. Singapore, Singapore.897-901.
- Rashid, M.H., 2001. *Power Electronics Handbook*, Academic Press, Florida, USA.
- Siu, K. W., Lee, Y. S., 2000. A novel high-efficiency flyback power-factor-correction circuit with regenerative clamping and soft switching. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, **47**(3): 350-356.
- Suskis, P., Galkin, I., Zakis, J., 2014. Design and implementation of flyback MPPT converter for PV-applications. **2014 Electric Power Quality and Supply Reliability Conference (PQ)**, 11-13 Haziran 2014. Rakvere, Estonia. 291-296.
- Tamyurek, B., Kirimer, B., 2014. An interleaved high-power flyback inverter for photovoltaic applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **30**(6): 3228-3241.
- Tseng, K. C., Liang, T. J., 2004. Novel high-efficiency step-up converter. *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, **151**(2): 182-190.
- Üzmuş, H., 2016. **Çift-Katlı Yükselten (Cascade Boost) Dönüştürücünün Kayan Kip (Sliding Mod) Yöntemiyle Kontrolü** (yüksek lisans tezi, basılmamış). YYÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü, Van.
- Veerachary, M., 2016. Two-switch semiquadratic buck converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **64**(2): 1185-1194.
- Wang, C., Xu, S., Shen, W., Lu, S., Sun, W., 2018. A Single-Switched High-Switching-Frequency Quasi-Resonant Flyback Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **34** (9): 8775-8786.
- Xue, L., Zhang, J., 2017. Highly efficient secondary-resonant active clamp flyback converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **65**(2): 1235-1243.
- Yapıcı, R., Erfidan, T., Çorum, N., Bilgin, M.Z., 2014. Çok katlı yükseltici tip DA-DA dönüştürücü tasarımı ve uygulaması. **Eleco 2014 Elektrik – Elektronik – Bilgisayar ve Biyomedikal Mühendisliği Sempozyumu.** 27-29 Kasım 2014.Bursa, Türkiye.
- Yau, Y. T., Jiang, W. Z., Hwu, K. I., 2016. Light-load efficiency improvement for flyback converter based on hybrid clamp circuit. **2016 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT).** 14-17 Mart 2016. Taipei, Taiwan. 329-333.
- Yu, G., Pakbaz, K., Heeger, A. J., 1994. Optocoupler made from semiconducting polymers. *Journal of Electronic Materials*, **23**(9): 925-928.
- Zhang, J., Zeng, H., Jiang, T., 2012. A primary-side control scheme for high-power-factor LED driver with TRIAC dimming capability. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **27**(11): 4619-4629.

- Zhao, C., Zhang, J., Wu, X., 2016. An improved variable on-time control strategy for a CRM flyback PFC converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **32**(2): 915-919.
- Zhao, Q., Tao, F., Lee, F. C., 2001. A front-end DC/DC converter for network server applications. *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference*. 17-21 Haziran 2001. Vancouver, BC, Canada. 1535-1539.
- Züngör, F., 2018. *Yeni Bir Aktif Bastırma Hücreli İleri Yönlü Dönüştürücünün Tasarımı ve Simülasyonu* (yüksek lisans tezi, basılmamış). YTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.



EKLER

EK-1. IRFP460 güc MOSFET anahtarının kataloğu

IXYS

**MegaMOS™
Power MOSFET**

IRFP 460

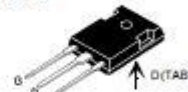
V_{DS} = 500 V
 $I_{D(cont)}$ = 20 A
 $R_{DS(on)}$ = 0.27Ω

N-Channel Enhancement Mode, HDMOS™ Family



Symbol	Test Conditions	Maximum Ratings
V_{DS}	$T_J = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	500 V
V_{DSR}	$T_J = 25^\circ\text{C}$ to 150°C ; $R_{DS} = 1 \text{ M}\Omega$	500 V
V_{GS}	Continuous	±20 V
V_{GS}	Transient	±30 V
$I_{D(on)}$	$T_C = 25^\circ\text{C}$	20 A
I_{DM}	$T_C = 25^\circ\text{C}$, pulse width limited by T_{JM}	80 A
I_{SM}		20 A
E_{AS}	$T_C = 25^\circ\text{C}$	28 mJ
dI/dt	$I_D \leq I_{DM}$, $dI/dt \leq 100 \text{ A}/\mu\text{s}$, $V_{GS} \leq V_{GS(max)}$, $T_J \leq 150^\circ\text{C}$, $R_{\theta Jc} = 2 \Omega$	3.5 V/ns
P_C	$T_C = 25^\circ\text{C}$	260 W
T_J		-55 ... +150 °C
T_{JM}		150 °C
T_{stg}		-55 ... +150 °C
M	Mounting torque	1.15/10 Nm/lb.in.
Weight		6 g
Maximum lead temperature for soldering 1.6 mm (0.062 in.) from case for 10 s		300 °C

TO-247 AD



G = Gate, D = Drain, S = Source, TAB = Drain

Features

- Repetitive avalanche energy rated
- Fast switching times
- Low $R_{DS(on)}$ HDMOS™ process
- Rugged polysilicon gate cell structure
- High Commutating dI/dt Rating

Applications

- Switching Power Supplies
- Motor controls

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values ($T_J = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
V_{DS}	$V_{GS} = 0 \text{ V}$, $I_D = 250 \mu\text{A}$	500		V
$V_{DS(0.9)}$	$V_{GS} = V_{GS(max)}$, $I_D = 250 \mu\text{A}$	2		4 V
I_{DSS}	$V_{GS} = \pm 20 \text{ V}$, $V_{DS} = 0$			±100 nA
$I_{D(on)}$	$V_{GS} = 0.8 \cdot V_{GS(max)}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $V_{DS} = 0 \text{ V}$, $T_J = 125^\circ\text{C}$			25 μA 250 μA
$R_{DS(on)}$	$V_{GS} = 10 \text{ V}$, $I_D = 12 \text{ A}$ Pulse test, $t \leq 300 \mu\text{s}$, duty cycle $d \leq 2\%$	0.25	0.27	Ω



IXYS reserves the right to change limits, test conditions, and dimensions.

908250 (5/98)

© 2000 IXYS All rights reserved

1 - 4


EK-2. IXYS DHG30I600HA–30A hızlı diyotun kataloğu


IXYS		DHG 30 I 600HA				
		advanced				
Sonic-FRD		$V_{RRM} = 600\text{ V}$				
High Performance Fast Recovery Diode		$I_{FAV} = 30\text{ A}$				
Low Loss and Soft Recovery		$t_{rr} = 35\text{ ns}$				
Single Diode						
Part number (Marking on product)						
DHG 30 I 600HA						
						
						
Features / Advantages:		Applications:				
<ul style="list-style-type: none"> Planar passivated chips Very low leakage current Very short recovery time Improved thermal behaviour Very low Irm-values Very soft recovery behaviour Avalanche voltage rated for reliable operation Soft reverse recovery for low EMIRFI Low Irm reduces: <ul style="list-style-type: none"> Power dissipation within the diode Turn-on loss in the commutating switch 		<ul style="list-style-type: none"> Antiparallel diode for high frequency switching devices Antisaturation diode Snubber diode Free wheeling diode Rectifiers in switch mode power supplies (SMPS) Uninterruptible power supplies (UPS) 				
		Package:				
		TO-247AD <ul style="list-style-type: none"> Industry standard outline Epoxy meets UL 94V-0 RoHS compliant 				
Ratings						
Symbol	Definition	Conditions	min.	typ.	max.	Unit
V_{RRM}	max. repetitive reverse voltage	$T_{vj} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$			600	V
I_R	reverse current	$V_R = 600\text{ V}$ $T_{vj} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$			50	μA
		$V_R = 600\text{ V}$ $T_{vj} = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$			5	mA
V_F	forward voltage	$I_F = 30\text{ A}$ $T_{vj} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$			2.36	V
		$I_F = 60\text{ A}$ $T_{vj} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$			2.20	V
		$I_F = 30\text{ A}$ $T_{vj} = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$			2.20	V
		$I_F = 60\text{ A}$ $T_{vj} = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$			2.20	V
I_{Fav}	average forward current	rectangular, $d = 0.5$ $T_{vj} = 85\text{ }^{\circ}\text{C}$			30	A
V_{th}	threshold voltage	} for power loss calculation only $T_{vj} = 150\text{ }^{\circ}\text{C}$			1.31	V
r_F	slope resistance				28.6	m Ω
$R_{th(j-c)}$	thermal resistance junction to case				0.70	K/W
T_{vj}	virtual junction temperature		-55		150	$^{\circ}\text{C}$
P_{tot}	total power dissipation	$T_{vj} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$			180	W
I_{FSM}	max. forward surge current	$t_F = 10\text{ ms}$ (50 Hz), sine $T_{vj} = 45\text{ }^{\circ}\text{C}$			200	A
I_{RM}	max. reverse recovery current	$I_F = 30\text{ A}$ $T_{vj} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		12		A
		$T_{vj} = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$				A
t_{rr}	reverse recovery time	$-dI_F/dt = 600\text{ A}/\mu\text{s}$ $V_R = 400\text{ V}$ $T_{vj} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		35		ns
		$T_{vj} = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$				ns
C_j	junction capacitance	$V_R = 300\text{ V}$; $f = 1\text{ MHz}$ $T_{vj} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$				pF
E_{RS}	non-repetitive avalanche energy	$I_{AS} = 1\text{ A}$; $L = 100\text{ }\mu\text{H}$ $T_{vj} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$			td	mJ
I_{RE}	repetitive avalanche current	$V_A = 1.5 \cdot V_{RRM}$ typ.; $f = 10\text{ kHz}$			td	A

IXYS reserves the right to change limits, conditions and dimensions. * Data according to IEC 60747 and per diode unless otherwise specified.

© 2008 IXYS all rights reserved.

EK-3. FAIRCHILD SG5841 entegresi katalogu





October 2010

SG5841J — Highly Integrated Green-Mode PWM Controller

Features

- Green-Mode PWM Controller
- Low Startup Current: 14µA
- Low Operating Current: 4mA
- Programmable PWM Frequency with Hopping
- Peak-Current-Mode Control
- Cycle-by-Cycle Current Limiting
- Synchronized Slope Compensation
- Leading-Edge Blanking (LEB)
- Constant Output Power Limit
- Totem Pole Output with Soft Driving
- V_{DD} Over-Voltage Clamping
- Programmable Over-Temperature Protection (OTP)
- Internal Open-Loop Protection
- V_{DD} Under-Voltage Lockout (UVLO)
- GATE Output Maximum Voltage Clamp: 18V

Applications

General-purpose, switch-mode, power supplies and flyback power converters, including:

- Power Adapters
- Open-Frame SMPS

Description

The highly integrated SG5841J series of PWM controllers provides several features to enhance the performance of flyback converters.

To minimize standby power consumption, a proprietary green-mode function provides off-time modulation to continuously decrease the switching frequency at light-load conditions. This green-mode function enables the power supply to meet international power conservation requirements. To further reduce power consumption, SG5841J is manufactured using the BiCMOS process. This allows a low startup current, around 14µA, and an operating current of only 4mA. As a result, a large startup resistance can be used.

The built-in synchronized slope compensation achieves stable peak-current-mode control. The proprietary internal sawtooth power-limiter ensures a constant output power limit over a wide range of AC input voltages, from 90V_{AC} to 264V_{AC}.

SG5841J provides many protections. In addition to cycle-by-cycle current limiting, the internal open-loop protection circuit ensures safety should an open-loop or output-short-circuit failure occur. PWM output is disabled until V_{DD} drops below the UVLO lower limit, then the controller restarts. An external NTC thermistor can be applied for over-temperature protection.

SG5841J is available in an 8-pin DIP or SOP package.

Ordering Information

Part Number	Ambient Operating Temperature Range	Frequency Hopping	Package
SG5841JSZ	-20 to +85°C	Yes	8-Pin Small Outline Package (SOP)
SG5841JSY	-20 to +85°C	Yes	8-Pin Small Outline Package (SOP)
SG5841SZ	-20 to +85°C	No	8-Pin Small Outline Package (SOP)
SG5841SY	-20 to +85°C	No	8-Pin Small Outline Package (SOP)

ÖZ GEÇMİŞ

1991 yılında Van'da doğdu. İlk, orta ve lise öğrenimini Van'da tamamladı. 2009 yılında öğrenime başladığı Gazi Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden 2017 yılında mezun oldu. 2017 yılında, Van Yüzüncü Yıl Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda yüksek lisans öğrenimine başlamıştır.



T.C
VAN YÜZÜNCÜ YIL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
LİSANSÜSTÜ TEZ ORJİNALLİK RAPORU

Tarih: 03/12/2019

Tez Başlığı / Konusu:

Değişken Frekanslı ve Yumuşak Anahtarlamalı Flyback Dönüştürücü Tasarımı ve Uygulaması

Yukarıda başlığı/konusu belirlenen tez çalışmamın Kapak sayfası, Giriş, Ana bölümler ve Sonuç bölümlerinden oluşan toplam 75 sayfalık kısmına ilişkin, 03/12/2019 tarihinde tez danışmanım tarafından Turnitin intihal tespit programından aşağıda belirtilen filtreleme uygulanarak alınmış olan orijinallik raporuna göre, tezin benzerlik oranı % 5 (beş) dir.

Uygulanan filtreler aşağıda verilmiştir:

- Kabul ve onay sayfası hariç,
- Teşekkür hariç,
- İçindekiler hariç,
- Simge ve kısaltmalar hariç,
- Gereç ve yöntemler hariç,
- Kaynakça hariç,
- Alıntılar hariç,
- Tezden çıkan yayımlar hariç,
- 7 kelimeden daha az örtüşme içeren metin kısımları hariç (Limit inatch size to 7 words)

Van Yüzüncü Yıl Üniversitesi Lisansüstü Tez Orijinallik Raporu Alınması ve Kullanılmasına İlişkin Yönergeyi inceledim ve bu yönergede belirtilen azami benzerlik oranlarına göre tez çalışmamın herhangi bir intihal içermediğini; aksinin tespit edileceği muhtemel durumda doğabilecek her türlü hukuki sorumluluğu kabul ettiğimi ve yukarıda vermiş olduğum bilgilerin doğru olduğunu beyan ederim.

Gereğini bilgilerinize arz ederim.

M. Can
03/12/2019

Adı Soyadı: Mehmet Can TANERİ

Öğrenci No: 17910001043

Anabilim Dalı: Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı

Programı: Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü

Statüsü: Y. Lisans Doktora

DANIŞMAN ONAYI
UYGUNDUR

M. Naci GENÇ
Prof. Dr. Naci GENÇ

