

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

YÜKSEK GÜÇLÜ FLYBACK DÖNÜŞTÜRÜCÜ

Elektronik ve Haberleşme Mühendisi Sadık ALGÜL

**FBE Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı Elektronik Programında
Hazırlanan**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı: Prof. Dr. M. Oruç BİLGİÇ

İSTANBUL, 2008

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ.....	v
KISALTMA LİSTESİ	vi
ŞEKİL LİSTESİ.....	vii
ÇİZELGE LİSTESİ	viii
ÖNSÖZ	ix
ÖZET	x
ABSTRACT.....	xi
1. GİRİŞ	1
2. FLYBACK DÖNÜŞTÜRÜCÜ VE ÖZELLİKLERİ	5
2.1 Flyback Dönüştürücünün Çalışma Prensibi.....	5
2.1.1 Kesintili Çalışma Modu (İdeal Durumda)	6
2.1.2 Kesintisiz Çalışma Modu (İdeal Durumda)	8
2.1.3 İdeal Olmayan Durumda Kesintili ve Kesintisiz Mod.....	10
2.2 Flyback Dönüştürücü Tasarım Bağıntılarının Elde Edilmesi	13
2.2.1 Giriş Geriliminin Minimum ve Maksimum Değerlerinin Belirlenmesi	13
2.2.2 Primer Akımının Maksimum Değerinin Hesaplanması.....	15
2.2.3 Primer Akımının Efektif (RMS) Değerinin Hesaplanması.....	16
2.2.4 Çıkış Gerilimi ve Maksimum Bağlı İletim Değerinin Hesaplanması	18
2.2.5 Primer Endüktans Değerinin Hesaplanması (Bakan, 2006)	19
2.2.6 Hava Aralığı Değerinin Hesaplanması	22
2.2.7 Maksimum Akı Yoğunluğu ve Primer Sarım Sayısının Hesaplanması.....	24
2.2.8 Primer Sargısı Tel Çapının Hesaplanması (Power Integration, 2004).....	26
2.2.9 Sekonder Sarım Sayısı Hesaplanması (Power Integration, 2004)	27
2.2.10 Sekonder Maksimum ve RMS Akımın Hesaplanması	27
2.2.11 Sekonder Sargısı Tel Çapının Hesaplanması (Power Integration, 2004)	28
2.2.12 Sekonder Çıkış Diyotlarının Maksimum Gerilim ve Akımlarının Hesaplanması	29
2.2.13 Çıkış Kondansatörünün Dalgalanma Akımının Hesaplanması.....	30
2.2.14 Giriş Köprü Doğrultucu Gerilim Akım Değerlerinin Hesaplanması	30
3. GÜÇ KATI VE KONTROL DEVRESİ	31
3.1 Güç Anahtarının Bağlantı Uçları	32
3.1.1 Drain Ucu (D)	32
3.1.2 Kontrol Ucu (C)	32
3.1.3 DC Hat Algılama Ucu (L).....	32
3.1.4 Akım Sınırlama Ucu (X).....	33
3.1.5 Frekans Seçim Ucu (F)	33
3.1.6 Source Ucu (S).....	33
3.2 Güç Anahtarının Çalışma Prensibi.....	33
3.2.1 Kontrol Ucunun Fonksiyonu.....	34
3.2.2 Osilatör ve Anahtarlama Frekansı	35
3.2.3 Darbe Genişlik Modülasyonu ve Maksimum Bağlı İletim Süresi	36
3.2.4 Düşük Yüklerde Frekans Azaltılması	36
3.2.5 Primer Akım Sınırlama Özelliği	37
3.2.6 Düşük Giriş Besleme Gerilimi Algılama.....	37
3.2.7 Aşırı Giriş Besleme Gerilimi Algılama	38

3.2.8	Giriş Besleme Gerilimi ve Bağlı İletim Süresinin Sınırlanması.....	38
3.2.9	Uzaktan Açma/Kapama	38
3.2.10	Yumuşak Başlama (soft-start).....	39
3.2.11	Aşırı Sıcaklık Koruması.....	39
3.2.12	Bant Genişliği Referansı	39
3.2.13	Yüksek Gerilim Ön Akım Kaynağı	40
3.3	Bağlantı Uç Özelliklerinin Kullanımı	40
3.3.1	Frekans Seçim Ucunun Fonksiyonu	40
3.3.2	Hat Algılama Ucunun Fonksiyonu	40
3.3.3	Akım Sınırlama Ucunun Fonksiyonu	41
4.	TRANSFORMATÖR TASARIMI.....	42
4.1	Manyetik Nüve.....	42
4.2	Hava Aralığı.....	44
4.3	Manyetik Malzemeler ve Karakteristikleri	45
4.4	Saturasyon.....	46
4.5	Nüve Kayıpları.....	46
4.6	Nüve Güç Kaybı Hesabı	47
4.7	Yumuşak Ferit Malzemeler.....	47
4.8	Ferit Manyetik Nüve Çeşitleri	48
4.8.1	EE Nüve	49
4.9	Transformatörü Oluşturan Kısımlar ve Kullanılan Malzemeler.....	50
4.9.1	Bobin.....	50
4.9.2	İzolasyon Malzemesi	50
4.9.3	Bobin Teli	50
4.9.4	Üç Kat İzolasyonlu Bobin Teli	52
4.9.5	Rakor Kaplama	52
4.9.6	Vernik	52
4.10	Transformatör Sarım Teknikleri	53
4.10.1	C Sargı Tipi.....	53
4.10.2	Z Sargı Tipi	53
4.10.3	Sargı Sırası	54
4.10.4	Çoklu Çıkış İçin Sargı Sırası.....	54
4.11	Transformatör Nüve Boyutunun Seçimi	55
5.	BASTIRMA HÜCRE TASARIMI.....	58
5.1	Primer Kaçak Endüktansı ve Güç Anahtarı	58
5.2	Sekonder Kaçak Endüktansı ve Çıkış Diyotu	59
5.3	RCD Gerilim Bastırma Hücresi	59
6.	GÜÇ KAYIPLARININ HESAPLANMASI	63
6.1	MOSFET Güç Kaybı Hesabı	63
6.2	Çıkış Diyot Güç Kaybı.....	64
6.3	Çıkış Kondansatör Güç Kaybı	64
7.	UYGULAMA DEVRE TASARIM HESAPLAMALARI.....	65
7.1	Tasarım İçin Gerekli Parametre Değerleri	65
7.2	Giriş Geriliminin Minimum ve Maksimum Değerleri.....	65
7.3	Çıkış Gerilimi ve Maksimum Bağlı İletim Süresi	66
7.4	Primer Akımının Maksimum Değeri	66
7.5	Primer Akımının Efektif Değeri	67
7.6	Primer Endüktans Değeri	67

7.7	Maksimum Akı Yoğunluğu ve Primer Sarım Sayısı	68
7.8	Hava Aralığı Değeri	68
7.9	Primer Sargısı Tel Çapı.....	68
7.10	Sekonder Sarım Sayısı	69
7.11	Sekonder Maksimum ve RMS Akım Değerleri.....	69
7.12	Sekonder Sargısı Tel Çapı	70
7.13	Sekonder Çıkış Diyotlarının Maksimum Gerilim ve Akımları.....	71
7.14	Kontrol Sargı Çıkış Diyotunun Maksimum Gerilimi	71
7.15	Çıkış Kondansatörlerinin Dalgalanma Akımı.....	71
7.16	Giriş Köprü Doğrultucu Gerilim Akım Değerleri	72
7.17	Geri Besleme Diyot Akım Gerilim Değerleri	72
7.18	MOSFET Güç Kaybı	73
7.19	Çıkış Diyot Güç Kaybı.....	73
7.20	Transformatör Nüve Güç Kaybı	74
7.21	Transformatör Sargı Güç Kayıpları	74
8.	SİMÜLASYON VE ÖLÇÜMLER	76
8.1	Simülasyon Devresi	76
8.1.1	Simülasyon Devre Şeması	77
8.1.2	Simülasyon Devresi Primer ve Sekonder Akımları	78
8.1.3	Simülasyon Devresi MOSFET V_{DS} ve Çıkış Gerilimi	78
8.1.4	Simülasyon Devresi Çıkış Diyot Gerilimi	79
8.2	Uygulama Devre Şeması.....	80
8.3	Uygulama Devresi Ölçüm Sonuçları	81
8.3.1	Uygulama Devresi Primer Akımı	81
8.3.2	Uygulama Devresi Sekonder Akımı	82
8.3.3	Uygulama Devresi MOSFET V_{DS} Gerilimi.....	82
8.3.4	Uygulama Devresi Çıkış Diyot Gerilimi	83
8.3.5	Uygulama Devresi Çıkış Gerilimi Ani Yük Değişim Tepkisi.....	84
8.4	Uygulama Devre Resmi	85
9.	SONUÇ	86
	KAYNAKLAR	88
	İNTERNET KAYNAKLARI	88
	EKLER	89
Ek 1	EE42/42/15 Ferit nüve teknik özellikleri.....	90
EK 2	TOP250Y teknik özellikleri.....	91
EK 3	Tel kalınlığı tablosu	92
	ÖZGEÇMİŞ	93

SİMGE LİSTESİ

$V_{ds(on)}$	MOSFET iletim gerilim düşümü
$R_{ds(on)}$	MOSFET iletim direnci
V_{in}	Giriş gerilimi
L_p	Primer endüktansı
t_{on}	MOSFET iletim süresi
t_{off}	MOSFET kesim süresi
I_{sec}	Sekonder akımı
I_{pri}	Primer akımı
V_{or}	Sekonder den primer e yansıyan gerilim
P_o	Çıkış gücü
f_s	Anahtarlama frekansı
L_{kp}	Primer kaçak endüktansı
L_{ks}	Sekonder kaçak endüktansı
C_{xt}	Transformatör kaçak kapasitesi
C_{drain}	MOSFET Drain toplam kaçak kapasitesi
C_{oss}	MOSFET çıkış kapasitesi
t_{rr}	Diyot ters toparlanma süresi
K_{rp}	Primer akımı dalgalanma oranı
η	Verim
f_l	Giriş şebeke frekansı
V_{min}	Giriş DC gerilim minimum değeri
V_{max}	Giriş DC gerilim maksimum değeri
C_{in}	Giriş kondansatörü
I_p	Primer tepe akımı
I_r	Primer dalgalanma akımı
I_{avg}	Primer ortalama akımı
I_{rms}	Primer efektif akımı
V_o	Çıkış gerilimi
N_p	Primer sarım sayısı
N_s	Sekonder sarım sayısı
l_g	Hava aralığı
B_s	Saturasyon manyetik akı yoğunluğu
B_r	Artık manyetik akı yoğunluğu
B_{ac}	AC manyetik akı yoğunluğu
Al	Hava aralıksız sarım tur başına endüktans değeri
B_{max}	Maksimum manyetik akı yoğunluğu
N_b	Kontrol(Bias) sarım sayısı
I_{sp}	Sekonder tepe akımı
I_{srms}	Sekonder efektif akımı
V_r	Diyot ters dayanım gerilimi
I_d	Maksimum diyot akımı
H	Manyetik alan şiddeti
V_{sn}	Bastırma hücresi maksimum gerilimi
R_{sn}	Bastırma hücresi direnci
C_{sn}	Bastırma hücresi kondansatörü

KISALTMA LİSTESİ

CMA	Bobin telinin akım taşıma kapasitesi
OD	Sarım telinin dış çapı
DIA	Tel çapı
AWG	Amerikan tel ölçü birimi
BW	Transformatör bobin sarım genişliği
MOSFET	Metal oksit yarı iletken alan etkili transistor (Metal oxide semiconductor field effect transistor)
MMF	Manyetik motor kuvvet
PIV	Sekonder diyotun un maruz kaldığı ters gerilim tepe değeri
M	Sargılar arası güvenlik payı
PCB	Printed circuit board (baskı devre)
EMI	Elektromanyetik girişim (Electro Magnetic Interference)
ZVS	Sıfır gerilimde anahtarlama (Zero Voltage Switching)
ZCS	Sıfır akımda anahtarlama (Zero Current Switching)

ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 2.1 Flyback dönüştürücü	5
Şekil 2.2 Flyback dönüştürücünün kesintili çalışma modu (ideal durum).....	7
Şekil 2.3 Flyback dönüştürücünün kesintisiz çalışma modu (ideal durum).....	10
Şekil 2.4 İdeal olmayan durumda kesintili çalışma modu (Bakan, 2006)	10
Şekil 2.5 İdeal olmayan durumda kesintisiz çalışma modu (Bakan, 2006)	13
Şekil 2.6 Giriş gerilimi dalga şekli (Power Integration, 2004)	14
Şekil 2.7 Primer akımı dalga şekli (Sürekli Mod).....	15
Şekil 2.8 Primer enerji depolama aralığı (Sürekli Mod)	20
Şekil 3.1 TOP250Y güç anahtarı (Power Integration, 2004)	31
Şekil 3.2 Kontrol akımına göre bağlı iletim süresi değişimi (Power Integration, 2004)	35
Şekil 3.3 Dış akım sınırlama direncine göre akım değerleri (Power Integration, 2004)	41
Şekil 4.1 Nüve BH döngüsü (Colonel ve McLyman, 2004)	43
Şekil 4.2 Hava aralıklı nüvenin BH eğrisi (Colonel ve McLyman, 2004).....	45
Şekil 4.3 Flyback dönüştürücülerde kullanılan nüve tipleri.....	48
Şekil 4.4 EE Nüve fiziksel özellikleri	49
Şekil 4.5 Üç kat izolasyonlu tel.....	52
Şekil 4.6 C tipi sargı modeli (Power Integration, 1994)	53
Şekil 4.7 Z tipi sargı modeli (Power Integration, 1994)	54
Şekil 4.8 Flyback dönüştürücüde güç alanı (Magnetics, 2006)	56
Şekil 5.1 Transformatör eşdeğer modeli	58
Şekil 5.2 RCD Gerilim bastırma hücresi.....	60
Şekil 5.3 Güç anahtarı kesime girme akım gerilim dalga biçimi	60
Şekil 8.1 Simülasyon devresi	77
Şekil 8.2 Simülasyon devresi primer ve sekonder akımı	78
Şekil 8.3 Simülasyon devresi Drain ve çıkış gerilimi	78
Şekil 8.4 Simülasyon devresi çıkış diyot gerilimi.....	79
Şekil 8.5 Uygulama devre şeması	80
Şekil 8.6 Uygulama devresi primer akımı (3.5 A 1A/div).....	81
Şekil 8.7 Uygulama devresi sekonder akımı (1.32A 1A/div)	82
Şekil 8.8 Uygulama devresi MOSFET Drain gerilimi (500V 50V/div)	82
Şekil 8.9 Uygulama devresi çıkış diyot gerilim (504 V 50V/div)	83
Şekil 8.10 Uygulama devresi yük değişim tepkisi	84
Şekil 8.11 Uygulama devresi	85
Şekil 9.1 Giriş gerilimine göre verim değerleri	86

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 3.1 TOP250Y'nin giriş gerilimi ve çalışma ortamına göre çıkış gücü	32
Çizelge 4.1 Ferit nüvelerin fiziksel tiplerine göre karşılaştırılması	49
Çizelge 4.2 Bobin tel çeşitleri ve özellikleri	51

ÖNSÖZ

Gerçekleştirdiğim bu tez çalışmasının tasarım ve uygulama aşamalarında bana yardımlarını esirgemeyen Miraç BAKICI, Mehmet Ali GÜNALTAY ve Güneş BUDAK' a, anahtarlama güç kaynakları tasarımına yönelmemde yardımcı olan Y.Doç. Dr. A. Faruk BAKAN' a, tez çalışmamı beraber yürüttüğüm ve kendisi ile çalışmaktan büyük onur duyduğum değerli hocam Prof. Dr. M. Oruç BİLGİÇ' e ve aileme sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Mart 2008

Sadık ALGÜL

YÜKSEK GÜÇLÜ FLYBACK DÖNÜŞTÜRÜCÜ

ÖZET

Günümüzde anahtarlama güç kaynakları, hızlı geçiş cevabı ve yüksek güç yoğunluğu nedeniyle endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır. Tasarım maliyetlerinin önem kazanması ile birlikte anahtarlama güç kaynaklarında da farklı topolojiler ortaya çıkmıştır. Anahtarlama güç dönüştürücü ailesinin bir üyesi olan Flyback dönüştürücüler tek bir transformatör kullanılarak aynı anda enerji depo edilmesi, izolasyon ve gerilim dönüşümünü sağlamaktadır. Bu özelliği sayesinde endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır.

Flyback dönüştürücüler, Wang vd. (2005,2006) ve Hui vd. (1999) tarafından yapılan çalışmalarda da belirtildiği gibi düşük güçlü (<150W) uygulamalarda, düşük maliyet ve basit yapısı nedeniyle diğer topolojilere göre önemli avantajlara sahiptir. Bununla birlikte Gong vd. (2006) , Lo ve Lin (2007) tarafından yapılan çalışmalarda ise, yumuşak anahtarlama tekniğini kullanarak 150W üzerinde de güç verebilen ve verimi %80'nin üzerinde olan flyback dönüştürücü topolojileri sunmuşlardır.

Bu tez çalışmasında sert anahtarlama tekniğini kullanarak, verimi %80'nin üzerinde olan yüksek güçlü bir flyback dönüştürücü tasarımı amaçlanmıştır. Tasarlanan dönüştürücünün çıkış gücü 280 Watt olarak belirlenmiştir. Dönüştürücü 2 tane 150 V' luk çıkış veren sargılardan oluşmaktadır ve bu sargılar seri bağlanarak 300 V gerilim elde edilmiştir. Maksimum çıkış akımı 0.93 A ve anahtarlama frekansı 132 kHz dir.

Tasarımda ilk olarak Flyback dönüştürücünün temel çalışma özellikleri incelenmiş ve tasarım için gerekli tüm bağıntılar tek tek çıkarılmıştır. Bir sonraki aşamada gerekli güç katı tasarlanmıştır. Transformatör tasarımı da gerçekleştirildikten sonra, tasarım bağıntılar kullanılarak uygulama devre tasarımı için tüm değerler bulunmuş, bastırma hücresi ve güç kayıpları hesaplanmıştır. Elde edilen veriler ile devre simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Simülasyon sonuçları incelendikten sonra tasarımın PCB üzerinde gerçek devresi hazırlanmış ve çalıştırılmıştır. Devrenin verimi %84 olarak ölçülmüştür.

Anahtar Kelimeler: Anahtarlama güç kaynakları, Flyback dönüştürücü, transformatör

HIGH POWER FLYBACK CONVERTER

ABSTRACT

Switch mode power supplies, which have fast transient response and high power density, are widely used in industry. Some issues such as design cost have been most important in designing such a power supply. Many different topologies are given in the literature. Among those, the flyback converter is most popular converter for low and mid range power application. Main feature for that converter is the magnetic component provides energy storage, isolation and transforming at the same time.

As in stated Wang vd. (2005, 2006) and Hui vd. (1999) papers, the flyback topology has been attractive because of its relative simplicity when compared with other topologies used in low power (<150W) applications. In addition, Gong vd. (2006) , Lo and Lin (2007) have also proposed new flyback topologies which are operated at soft switching and provide over 80% efficiency for high power flyback converter application (>150W),

In this thesis, it is aimed to design a high power flyback converter which is operated at hard switch and provide over 80% efficiency. The output power of proposed flyback converter is 280W. It has 2x150V outputs and both outputs are serial connected to each other, so total converter output voltage is raised to 300V. Maximum output current is up to 0.93 Amp and switching frequency is 132 kHz.

First, Flyback converter basic futures have examined. The formulas, which are required to design, have developed. Next, the power switch analyzed, and then realized. The power transformer designed and wrapped according to calculated number of turns and air gap. After the transformer design, application circuit parameters calculated according to Flyback converter formulas. Snubber circuit and power dissipation are also studied. The designed circuit is simulated and simulation results are given. Application circuit is set up and operated on the PCB. 84 % efficiency is measured for the realized flyback converter.

Keywords: Switch mode power supply, Flyback converter, transformer

1. GİRİŞ

Yapılan bu tez çalışmasında, 280 Watt'a kadar güç verebilen bir flyback dönüştürücü tasarımı amaçlanmış ve gerçekleştirilmiştir.

Çıkışında yüksek gerilim elde etmek amacıyla yaygın olarak kullanılan flyback dönüştürücü, kullanılan eleman sayısının azlığı ve ekonomik olmasından dolayı son zamanlarda düşük gerilim ve orta seviyede güç uygulamalarında yaygın bir şekilde kullanılmaktadır.

Flyback dönüştürücüler üzerine yapılan çalışmalar incelendiğinde, Wang vd. (2005,2006) yaptıkları çalışmalarda flyback dönüştürücü verimini arttıran ve güç anahtarı üzerinde oluşan ek gerilim stresini azaltan topolojiler sunmuşlardır. Yapılan çalışmalarda, bastırma hücresinde pasif elemanların yanı sıra aktif elemanlarında (yardımcı MOSFET) kullanıldığı görülmüştür. Bu ek eleman ile ana MOSFET'in drain ucunda oluşacak ek gerilim stresi azaltılarak ve güç anahtarını kesime girerken gerilimin yükselme hızı sınırlanarak, sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) sağlandığı belirtilmiştir. Uygulama için 120W'lık bir devre tasarlanmış ve 150kHz frekansta verim %85 olarak ölçülmüştür. Bir diğer çalışmada Hui vd. (1999) yumuşak anahtarlama tekniğini kullanarak, verimi %85'in üzerinde olan bir topoloji sunmuşlardır. Bu çalışmada, ek bir sargı kullanarak rezonans devresi oluşturmuştur. Rezonans sayesinde, güç anahtarı iletime girerken akımın yükselme hızını sınırlandırıldığı için sıfır akımda anahtarlama (ZCS) sağladığı belirtilmiştir. Ek sargı, yardımcı bir aktif eleman (MOSFET), endüktans ve kondansatörden oluşmaktadır. Sunulan uygulama devre çıkış gücü 80W ve verim %84'tür. Daha yüksek güçlü uygulamalar incelendiğinde, Gong vd. (2006) yaptıkları çalışmada 2 tane güç anahtarına sahip ve ortak bastırma hücreli bir topoloji sunmuşlardır. Çalışmada ana MOSFET üzerindeki ek gerilim stresi aynı kalacak şekilde daha yüksek çıkış gücü elde edilmektedir. Primer akımı dalgalanma frekansı arttırıldığı için giriş ve çıkış filtre boyutlarının küçüleceği belirtilmiştir. Uygulama devresi çıkış gücü 600W ve %82-%86 arasında değişen verime sahip olduğu çalışmada yer almaktadır. Son olarak incelenen Lo ve Lin (2007) tarafından sunulan çalışmada, ZVS tekniği kullanılarak iki transformatörlü bastırma hücresine sahip bir flyback dönüştürücü topolojisi sunmuşlardır. Bu çalışmada da Gong vd. (2006) çalışmasında

olduğu gibi iki tane güç anahtarı kullanılmıştır. Çıkış katı ortak uçlu transformatör yapısına sahiptir. Bu sayede çıkış yükü iki diyota paylaştırıldığından kayıplar azaltılmaktadır. Aktif bastırma hücresi sayesinde kesime girerken, güç anahtarı üzerinde ZVS sağlandığı belirtilmiştir. Uygulama devresi çıkış gücü 192W olup, 180 kHz frekansta verimin %80 olduğu çalışmada yer almaktadır.

Yukarıdaki çalışmalar incelendiğinde, flyback dönüştürücü verimini arttırmak için farklı topolojiler, ek aktif ve pasif elemanlar ve yumuşak anahtarlama tekniği kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Bu elemanlar verimi artırırken aynı zamanda dönüştürücü maliyetlerini de arttırmaktadır. Farklı güçlerde olmasına rağmen dönüştürücü verimleri %80-%86 aralığındadır. Çıkış gücü artarken verim de azalmaktadır. Yukarıda yapılan çalışmalar incelendikten sonra bu tez çalışmasında, çıkış gücünü yüksek tutarak, (280W) sert anahtarlama tekniğini kullanarak ve yardımcı aktif elemanlar kullanmadan verimi %80 üzerinde olan bir flyback dönüştürücü tasarımı amaçlanmıştır. Çıkış gücü, kullanılan güç anahtarı ve çıkış diyot özelliklerine göre sınırlanmıştır. Dönüştürücü verimi göz önünde tutularak elemanlar seçilmiştir. Yardımcı aktif elemanlar kullanılmadığı için dönüştürücü maliyeti düşüktür.

Flyback Dönüştürücünün Genel Özellikleri;

1. Off-line, izole güç kaynaklarında kullanılır.
2. En az elemana sahiptir.
3. Geniş giriş gerilim aralığında çalışır.
4. Geri besleme devresi izoledir.
5. Tek veya çok çıkış elde edilebilir.
6. Çıkış gerilimi girişten düşük ya da yüksek olabilir.
7. Çıkış gerilimi pozitif ya da negatif olabilir.

Başlıca uygulama alanları;

1. Şarj/ Adaptör uygulamaları
2. Kablosuz telefon şarj cihazı uygulamaları
3. DVD oynatıcı besleme birimleri
4. Endüstriyel güç uygulamaların,
5. LCD monitor ve TV uygulamaları,
6. LED ile aydınlatma uygulamaları,

7. Ev Aletleri uygulamaların,
8. Motor Kontrol Uygulamaları,
9. Kapalı kutu güç kaynağı uygulamaları

Yüksek gerilim ve düşük güç gerektiren CRT TV uygulamalarındaki yatay saptırma sürme devrelerinde de flyback dönüştürücü kullanılmaktadır.

Flyback dönüştürücü, Buck-Boost dönüştürücülerden türetilmiş bir dönüştürücüdür. Flyback dönüştürücünün düşük güçlerde tercih edilmesindeki başlıca etken tek bir transformatör ve bobin kullanılarak aynı anda enerji depo edilmesi, izolasyon ve gerilim dönüşümünü sağlamasıdır.

Uygulanan bu tez çalışması için aşağıda sırasıyla verilen çalışma adımları izlenmiştir:

- Flyback dönüştürücü genel özellikleri ve uygulama çalışmaları incelenmiştir.
- Genel özelliklerden yola çıkarak tasarım bağıntıları elde edilmiştir.
- Transformatör tasarımı yapılmıştır.
- Güç Anahtarı tasarımı yapılmıştır.
- Bastırma hücre tasarımı yapılmıştır.
- Amaçlanan Flyback dönüştürücünün uygulama devre tasarım hesaplamaları yapılmıştır.
- Elde edilen değerler ışığında tasarlanan devrenin simülasyonu gerçekleştirilmiş ve sonuçlar incelenmiştir.
- Hesaplanan değerler kullanılarak, devrenin gerçekleştirilmesi yapılmış ve devre çalıştırılmıştır.
- Gerçeklenen devrenin ölçümleri yapılmıştır.

Hazırlanan bu tez kitabının ikinci bölümünde flyback dönüştürücü ve özellikleri başlığı altında Flyback dönüştürücünün çalışma prensipleri anlatılmış ve tasarım için gerekli bağıntılar adım adım çıkarılmıştır. Üçüncü bölümde dönüştürücünün güç ve kontrol kısmı anlatılmıştır. Güç elemanın çalışma özellikleri, bağlantı uçları ayrıntılı bir şekilde açıklanmıştır. Dönüştürücünün kontrol devresinin özellikleri ve çalışması da bu kısımda yer almaktadır. Dördüncü bölümde transformatör tasarımı başlığı altında transformatör tasarımı için gerekli ferit nüve özellikleri, hava aralığının transformatör üzerindeki etkisi, nüve güç kaybı, transformatörü oluşturan kısımlar ve bu kısımların özellikleri,

transformatör sarım teknikleri ve son kısımda transformatör nüve boyut seçimi anlatılmıştır. Beşinci bölümde bastırma hücresi tasarımı anlatılmıştır. Transformatör sargılarındaki kaçak endüktans ve kapasiteler ile güç elemanının çıkış kapasitesi arasında oluşan geçici akım ve gerilim darbelerinin bastırılması için gerekli devre tasarım bağıntıları çıkarılmıştır. Altıncı bölümde dönüştürücünün iletim ve anahtarlama güç kayıplarını hesaplamak için gerekli bağıntılar verilmiştir. Yedinci bölümde uygulama devresi tasarımı için gerekli tüm hesaplamalar yapılmıştır. Primer endüktansı, bağıl iletim süresi gibi tüm tasarım değerleri ikinci bölümde çıkarılan bağıntılar kullanılarak hesaplanmıştır. Sekizinci bölümde tasarlanan devrenin simülasyon sonuçları ve gerçekleşen devrenin ölçüm değerleri, çıkış yükünün değişimine göre dönüştürücü tepkisi ve diğer akım gerilim ölçüm değerleri verilmiştir. Dokuzuncu bölümde sonuç kısmı yer almaktadır. Burada yapılan tez çalışması değerlendirilmiş, sonuçlar çıkarılmış ve öneriler sunulmuştur.

2. FLYBACK DÖNÜŞTÜRÜCÜ VE ÖZELLİKLERİ

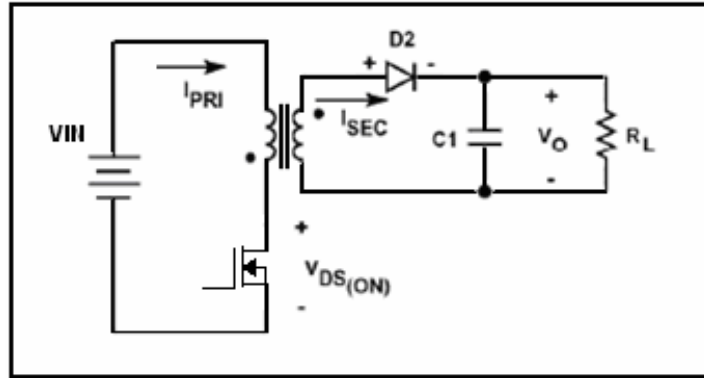
Bu bölümde Flyback dönüştürücünün çalışma prensibi kesintili ve kesintisiz çalışma modlarına göre ayrıntılı şekilde anlatılmıştır. Bununla birlikte Flyback dönüştürücü tasarımı için gerekli tasarım bağıntıları adım adım çıkarılmıştır.

2.1 Flyback Dönüştürücünün Çalışma Prensibi

Flyback (FB) dönüştürücüde enerji depolama, çıkış izolasyonu ve çıkış gerilim dönüşümü amacıyla bir transformatör kullanılır. MOSFET iletimde iken (Şekil 2.1) D_2 diyotu ters kutuplanır ve transformatörün primer akımı (2.1) eşitliğine göre yükselir.

$$I_{PRI} = I_I + \frac{(V_{IN} - V_{DS(ON)})t_{ON}}{L_p} \quad (2.1)$$

Burada I_I transformatörün primerinden geçen akımın başlangıç değeri, V_{IN} köprü doğrultucu çıkışındaki gerilimin DC değeri, $V_{DS(ON)}$ MOSFET'in iletim gerilim düşümü, t_{ON} MOSFET'in iletim süresi ve L_p transformatörün primer endüktansdır. Bu aralıkta, transformatör çıkışındaki yükten D_2 diyotu ile izole olduğu için yüke aktarılan enerji C_1 çıkış kondansatörü tarafından sağlanır.



Şekil 2.1 Flyback dönüştürücü

MOSFET kesime girdiğinde transformatörün nüvesindeki manyetik akı azalmaya başlar dolayısıyla çıkış sargısının polaritesi yön değiştirir. D_2 diyotu ilettime girer ve MOSFET iletimde iken transformatörde depo edilen enerji yük devresine aktarılır. Bu aralıkta hem kondansatör şarj olur hem de yük akımı sağlanır. MOSFET kesime ve D_2 diyotu ilettime girdiğinde sekonder akımının başlangıç değeri $I_p \cdot x N_p / N_s$ olur. Burada I_p , MOSFET iletimde iken primerden geçen I_{PRI} akımının maksimum değeridir. N_s sekonderdeki sarım sayısı ve N_p primerdeki sarım sayısıdır. Sekonder akımı (2.2) no'lu eşitliğe göre azalır.

$$I_{SEC} = \frac{I_p N_p}{N_s} - \frac{(V_o + V_{D2}) t_{OFF} N_p^2}{N_s^2 L_p} \quad (2.2)$$

Burada çıkış gerilimi V_o , D_2 diyotunun iletim gerilim düşümü V_{D2} ve MOSFET'in kesim süresi t_{off} olarak gösterilmiştir. Akım bu aralıkta sıfıra düşer, C_1 kondansatörü çıkış akımını sağlar. FB dönüştürücünün iki farklı çalışma modu vardır. Eğer I_{SEC} akımı t_{off} süresi tamamlanmadan sıfıra düşerse bu çalışmaya kesintili mod denir. t_{off} süresi tamamlandığında akım sıfırdan büyükse bu çalışma kesintisiz mod olarak tanımlanır.

2.1.1 Kesintili Çalışma Modu (İdeal Durumda)

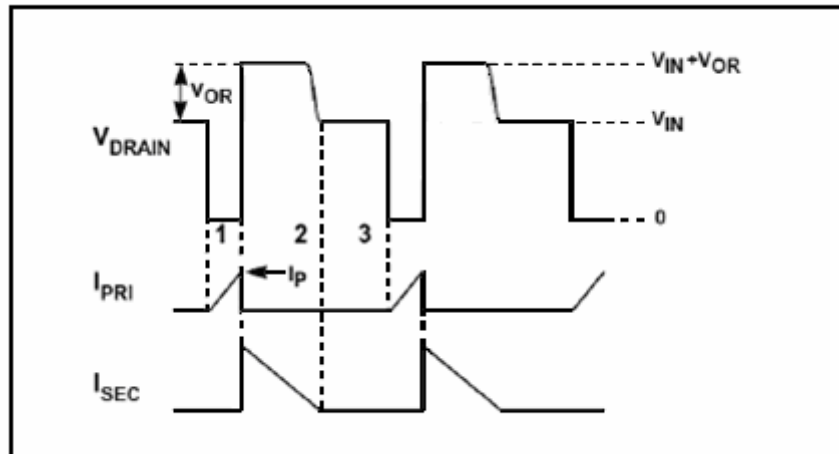
Kesintili çalışma modu üç farklı aralıktan oluşur. İlk aralık transformatörün primer sargısından geçen I_{PRI} akımının lineer olarak yükseldiği aralıktır. Bu aralıkta transformatörün nüvesinde bir manyetik alan oluşur. MOSFET'in $V_{DS(ON)}$ gerilimi bu aralıkta yaklaşık olarak sıfırdır. Çıkış diyotu transformatörün ters polaritesinden dolayı kesimde olduğundan (noktanın polaritesi çıkış diyotuna göre ters) sekonder çıkıştan izoledir ve akım C_1 kondansatörü tarafından sağlanır.

İkinci çalışma aralığı MOSFET kesime girince oluşur. Manyetik alanda depo edilen enerji hem primer hem de sekonder sargısında ters yönde gerilim oluşmasına neden

olur. İdeal bir devrede I_{PRI} akımı hemen sıfır olur ve sekonder akımı hemen akmaya başlar. Pratikte ise ideal davranıştan farklı dikkate alınması gereken durumlar oluşur. 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 dolayı 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 depo edilen enerji, ikinci aralıkta yük devresine akım sağlar. Birinci ve üçüncü aralıkta deşarj olan C_1 kondansatörü bu aralıkta şarj olur.

Üçüncü aralık nüvedeki manyetik alanın azalarak sıfır olması ($I_{SEC}=0$) 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_1 kapasitesi tarafından sağlanır.



Şekil 2.2 Flyback dönüştürücünün kesintili çalışma modu (ideal durum)

Her çevrimde transformatör tarafından yüke aktarılan enerji

$$E = \frac{1}{2} x L_p x I_p x \eta \quad (2.3)$$

Çıkış gücü

$$P_O = \frac{1}{2} x L_p x I_p^2 x \eta x f_s, \quad (2.4)$$

olarak hesaplanır. Burada η verim ve f_s çalışma frekansdır.

Bağıl iletim süresi $D = t_{on} x f_s$, $I_l = 0$ ve $V_{DS(ON)} = 0$ olduğuna göre (2.1) eşitliği kullanılarak çıkış gücü aşağıdaki şekilde yazılır.

$$P_O = \frac{V_{IN}^2 D^2 \eta}{2 L_p f_s} \quad (2.5)$$

Kesintili modda çalışan bir dönüştürücünün bağıl iletim süresi ayarlanarak istenilen çıkış gücü yüke aktarılır.

2.1.2 Kesintisiz Çalışma Modu (İdeal Durumda)

Kesintisiz çalışma için iletim süresi boyunca primer endüktansından geçen akımın artış miktarı ile kesim aralığı boyunca oluşan azalma miktarı aynı olmalıdır. Bu durum aşağıdaki eşitlikte verilmiştir.

$$\frac{(V_{IN} - V_{DS(ON)})D}{L_p f_s} = \frac{(V_O + V_{D2})(1-D)}{\frac{N_s}{N_p} L_p f_s} \quad (2.6)$$

Buradan çıkış gerilimi,

$$V_O = [(V_{IN} - V_{DS(ON)}) \frac{D}{1-D} \frac{N_S}{N_P}] - V_{D2} \quad (2.7)$$

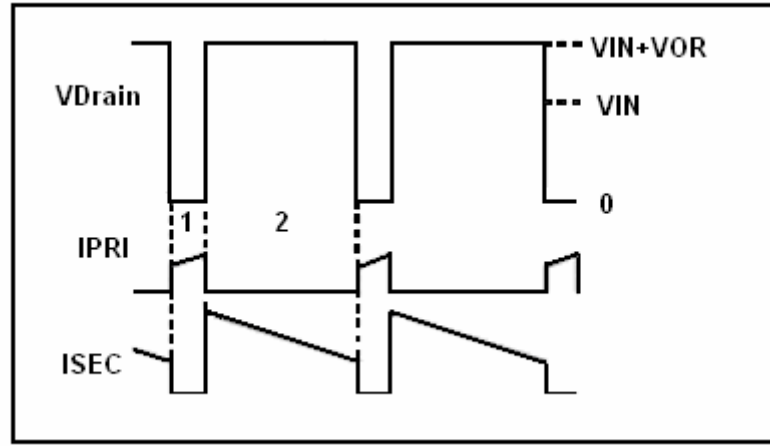
olarak elde edilir.

Kesintisiz çalışma modunda çıkış gerilimi ile yük arasında bir ilişki yoktur. Bağlı iletim süresinin sabit kalması durumunda yük değişirse primer akımının başlangıç değeri değişir.

Transformatörün primer endüktansı, çıkış yükü ve MOSFET'in kesim süresi çalışmanın kesintili olup olmadığını belirler. Bu bağımlılık (2.2) eşitliğinde verilmiştir. Kesintili ve kesintisiz mod arasındaki sınır akım değeri I_{OB} aşağıdaki gibi hesaplanır. Bu eşitlik çıkış akımının bir periyot içindeki integrali, transformatör çıkış akımının bir periyodunun kesim aralığındaki integraline eşitlenerek elde edilir. Yani bir periyot içinde yükün ihtiyacı olan enerji, kesim aralığında transformatörün yüke aktardığı enerjiye eşit ise sınır durumudur.

$$I_{OB} = \frac{V_{IN}^2 V_O}{2 f_S L_P [(\frac{N_S}{N_P} V_{IN}) + V_O]^2} \quad (2.8)$$

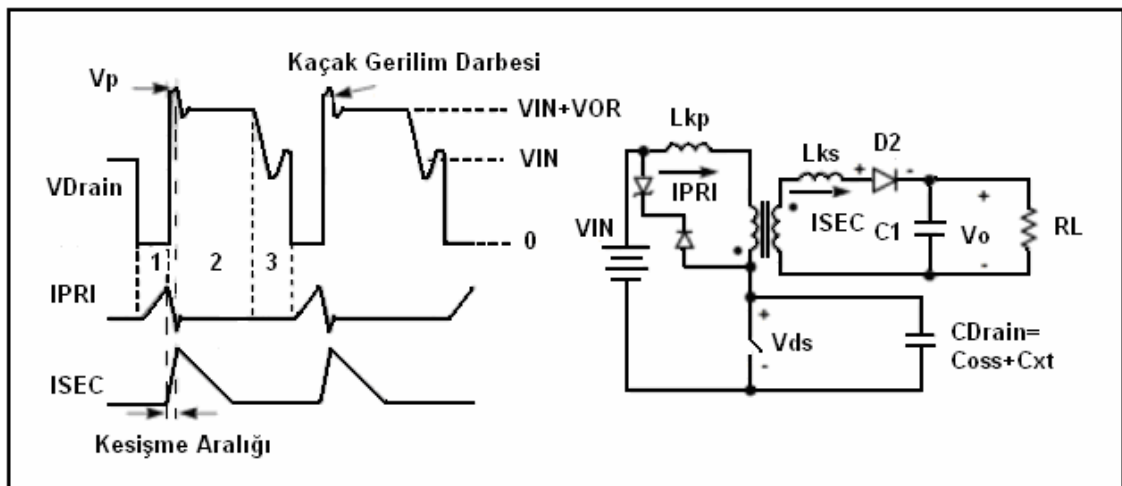
Çıkış akımı I_{OB} değerinden büyük ise kesintisiz modda, küçük veya eşit ise kesintili modda çalışma gerçekleşir. Transformatörün primer endüktansı küçük ise enerji hızlı bir şekilde azalır ve kesintili mod oluşur. Primer endüktansının değeri büyük ise dönüştürücü kesintisiz modda çalışır. Yük akımı I_{OB} değerinin altına düşerse güç kaynağı kesintili modda çalışır. Belirli bir yük için giriş gerilimi arttırılırsa yine kesintili mod oluşur, çünkü I_{OB} giriş geriliminin artması ile artar.



Şekil 2.3 Flyback dönüştürücünün kesintisiz çalışma modu (ideal durum)

2.1.3 İdeal Olmayan Durumda Kesintili ve Kesintisiz Mod

Gerçek uygulamada ideal durumu bozan birçok etken vardır. Bunların en önemlileri iki kaçak endüktans ve bir parazitik kondansatördür. Güç transformatörünün primer kaçak endüktansı L_{KP} , sekonder kaçak endüktansı L_{KS} 'dir. MOSFET'in çıkış kondansatörü C_{OSS} ile transformator sargısının kondansatörü C_{XT} 'nin toplamı C_{DRAIN} 'dir. Bu kaçak devre elemanları uygulamada dönüştürücünün performansını etkiler.



Şekil 2.4 İdeal olmayan durumda kesintili çalışma modu (Bakan, 2006)

Kesintili çalışma modunda ilk aralıkta MOSFET iletime girer ve C_{oss} ile C_{xt} deşarj olur. Bu kondansatörlerin bir önceki periyodun sonunda depo ettikleri enerji, iletim aralığının başında MOSFET’te harcanır. Bu enerji parazitik kondansatörlerdeki gerilimin karesi ile orantılıdır. Bu nedenle yüksek değerli parazitik kondansatörler, özellikle giriş gerilimi yüksek olan dönüştürücülerde verimi önemli ölçüde azaltır. İletim aralığında kaçak endüktansın etkisi azdır çünkü transformatörün enerjisi ve çıkış akımının başlangıç değeri sıfırdır.

İkinci aralıkta MOSFET kesime girer. Manyetik alanda depo edilen enerji sekondere aktarılır. Bu aktarım esnasında L_{KP} ve L_{KS} akımın değişmesine engel olmaya çalışır. L_{KP} primer akımına L_{KS} sekonder akımına engel olmaya çalışır. Primer akımı azalırken ve sekonder akımı artarken bir kesişme (crossover) bölgesi oluşur. Primer akımı devre gerilimi ve kaçak endüktans değerinin belirlediği eğim ile azalır, sekonder akımı ise devre gerilimi ve kaçak endüktans değerinin belirlediği eğim ile artar. Primer akımının bu kesişme aralığında geçmeye devam etmesi önemli bir problem kaynağıdır. Azalan primer akımı C_{oss} ve C_{xt} ’nin V_p gerilimine kadar şarj olması ile son bulur. Kaçak endüktansın neden olduğu bu maksimum gerilim kaçak darbe gerilimi (leakage spike) olarak tanımlanmaktadır. Pratik bir FB dönüştürücüde kaçak darbe gerilimi güç anahtarının devrilme gerilimini (breakdown voltage) aşmamalıdır. Bunun için bu darbenin kırılması gereklidir.

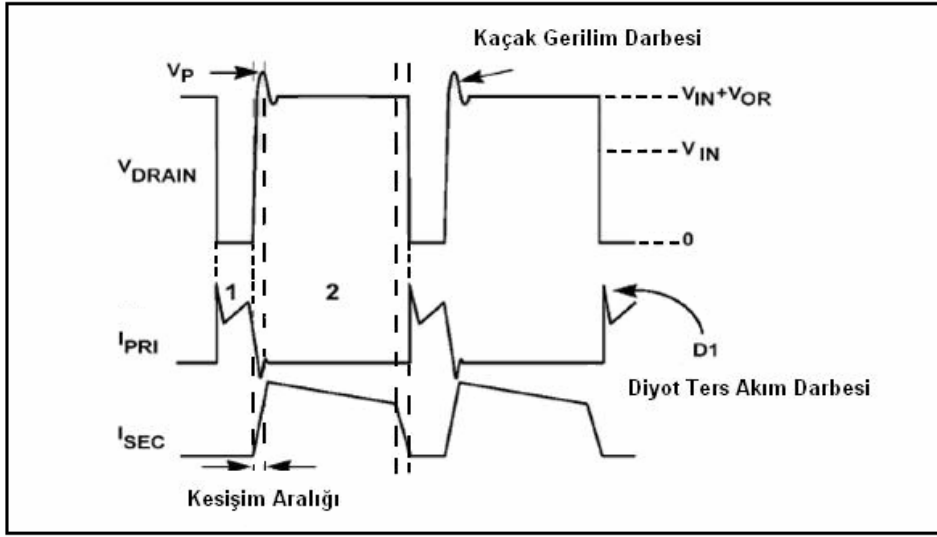
Üçüncü çalışma aralığında V_{OR} gerilimi sıfır olur. Transformatörde depo edilen manyetik enerji bu aralıkta tükenmiştir. MOSFET’in V_{DS} gerilimi $V_{IN} + V_{OR}$ geriliminden V_{IN} gerilimine düşer. Gerilimin düşmesi ile kaçak kapasite ile primer endüktansı arasında rezonans oluşur. Rezonans kayıp nedeniyle azalarak devam eder. MOSFET’in iletime girmesi ile rezonans biter ve kondansatörler MOSFET üzerinden deşarj olur. Kondansatörlerin deşarj enerjisi MOSFET’te harcanır ve kayba dönüşür.

Kesintisiz çalışma modunda aynı parazitik elemanlar mevcuttur. Ayrıca doğrultucunun ideal olmayan karakteristikleri de dikkate alınmalıdır. İdeal bir doğrultucuda iletim gerilim düşümü sıfırdır ve anahtarlama hızı çok yüksektir. Gerçek bir diyotta ise belirli bir iletim gerilimi düşümü ve kesime girme süresi mevcuttur. PN diyotuna ters gerilim uygulanması ile azınlık yük taşıyıcılarının jonksiyonda yer değiştirmesi ve diyotun

kesim durumuna geçmesi ters toparlanma süresi t_{rr} kadar bir süre alır. Schottky diyotta t_{rr} süresi jonksiyon kapasitesinden kaynaklanır. t_{rr} süresi boyunca, diyot kesime girinceye kadar ters toparlanma akımı geçer. Bu ters akım darbesi diyotta güç harcamasına neden olur ve MOSFET'i ilettime girerken yükler. Bu akım darbesinin genliği ve süresi diyotun hızına bağlıdır. 100kHz'in üzerindeki çalışma frekanslarında diyotun t_{rr} süresinin 50 ns'den küçük olması gerekmektedir. Yavaş diyotların kullanılması durumunda ters toparlanma esnasında aşırı bir güç harcanır ve verim düşer. FB güç dönüştürücüde ideal olmayan değişimler Şekil 2.5'te verilmiştir.

Kesintisiz çalışmanın ilk aralığında sekonderden akım geçmekte iken MOSFET ilettime girer. Yani MOSFET ilettime girdiğinde V_{DS} gerilimi V_{IN} giriş gerilimi ile transformatörün sekonderinden yansıyan V_{OR} geriliminin toplamıdır. Bu durumda kaçak kondansatörler kesintisiz moda göre daha yüksek gerilimle dolu olduğundan MOSFET'in ilettime girme kaybı daha yüksek olur. Sekonder akımının sıfır olması için önce sekonder kaçak endüktansındaki akımın deşarj olması gerekir. Dolayısıyla sekonder akımının azaldığı ve primer akımının arttığı aralıkta bir kesişme olur. Önce sekonder kaçak endüktansındaki akım sıfır olur. D_2 çıkış diyotuna ters gerilim gelir. Diyottaki akım taşıyıcıları geri çekilir ve ters toparlanma akımı geçer. Bu akım primer akımının yükselen kenarında görülür. Diyot karakteristiğine bağlı olarak ilk akım darbesinin genliği, primer akımının son değerine göre yüksek olabilir. Bu durum akım sınırlama devresinin gereksiz yere çalışmasına neden olur. Bunun için uygulamada kontrol devresinde yükselen kenardaki akım darbesi değerlendirilmeden bir süre sonra akım koruması yapılır.

Kesintisiz çalışma modunda MOSFET'in kesime girmedeki davranışı, kesintili çalışma modundaki davranışa benzer. Primer ve sekonder akımı transformatörün kaçak endüktansı nedeniyle kesişir. Bu durum primerde kesintili modda olduğu gibi bir kaçak darbe geriliminin oluşmasına neden olur. MOSFET ilettime girene kadar V_{DS} gerilimi V_{IN} giriş gerilimi ile transformatörün sekonderinden yansıyan V_{OR} geriliminin toplamı olur.



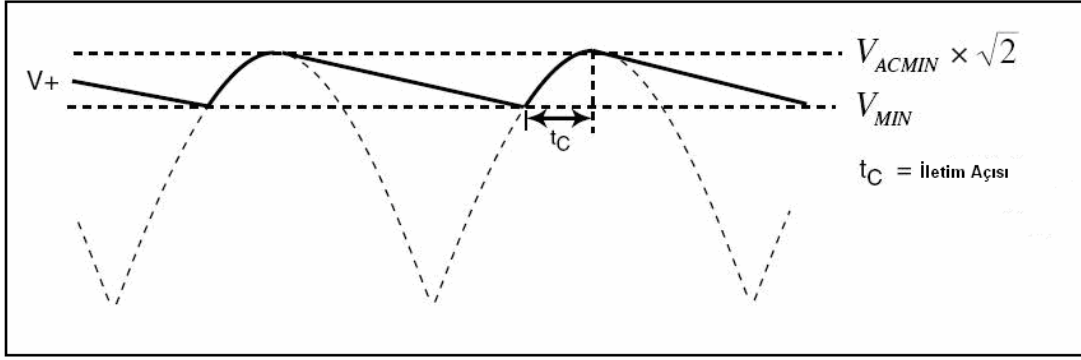
Şekil 2.5 İdeal olmayan durumda kesintisiz çalışma modu (Bakan, 2006)

2.2 Flyback Dönüştürücü Tasarım Bağantılarının Elde Edilmesi

Flyback Dönüştürücü tasarımına başlarken ilk olarak tasarım parametrelerinin belirlenmesi gerekmektedir. Bu parametreler sırasıyla; Giriş Gerilimi (V_{ACMAX} , V_{ACMIN}), Şebeke Frekansı (F_L), Anahtarlama Frekansı (F_S), Çıkış Gerilimi (V_O), Çıkış Gücü (P_O), Verim (η), Primer Akımı Modu (Sürekli-Süreksiz), Dalgalanma değeri (K_{RP}) ve Kayıp Faktörü (Z)' dür.

2.2.1 Giriş Geriliminin Minimum ve Maksimum Değerlerinin Belirlenmesi

Giriş geriliminin minimum olduğu durum giriş kondansatörünün değeri ve V_{ACMIN} değeri ile doğrudan ilişkilidir. Kondansatör kapasitesine bağlı olarak giriş geriliminin minimum değeri hesaplanır.



Şekil 2.6 Giriş gerilimi dalga şekli (Power Integration, 2004)

t_C : İletim açısı ya da iletim süresi giriş köprü doğrultucunun hem devreyi hem de giriş kondansatörünü beslediği süreyi göstermektedir.

Kondansatör üzerindeki gerilim düşümünde oluşan enerji değişim miktarından V_{MIN} değeri hesaplanır.

$$\sqrt{2}V_{ACMIN} = V_{AC} \quad (2.9)$$

Buradan,

$$\frac{1}{2}C_{IN}(V_{AC}^2 - V_{MIN}^2) = P_{IN}\left(\frac{T_L}{2} - t_C\right) \quad (2.10)$$

T_L :Hat Periyodu, E :Enerji,

$$P_O = \eta P_{IN} \quad (2.11)$$

$$\frac{1}{2}C_{IN}(V_{AC}^2 - V_{MIN}^2) = P_{IN}\left(\frac{1}{2F_L} - t_C\right) \quad (2.12)$$

$$\frac{1}{2}xC_{IN}x(V_{AC}^2 - V_{MIN}^2) = \frac{P_O}{\eta}x\left(\frac{1}{2F_L} - t_C\right) \Rightarrow (V_{AC}^2 - V_{MIN}^2) = \frac{2xP_O\left(\frac{1}{2F_L} - t_C\right)}{\eta xC_{IN}} \quad (2.13)$$

Buradan,

(2.9) yerine konulur ve V_{MIN} ifadesi,

$$V_{MIN} = \sqrt{2V_{ACMIN}^2 - \frac{2P_o(\frac{1}{2F_L} - t_c)}{\eta C_{IN}}} \quad (V) \quad (2.14)$$

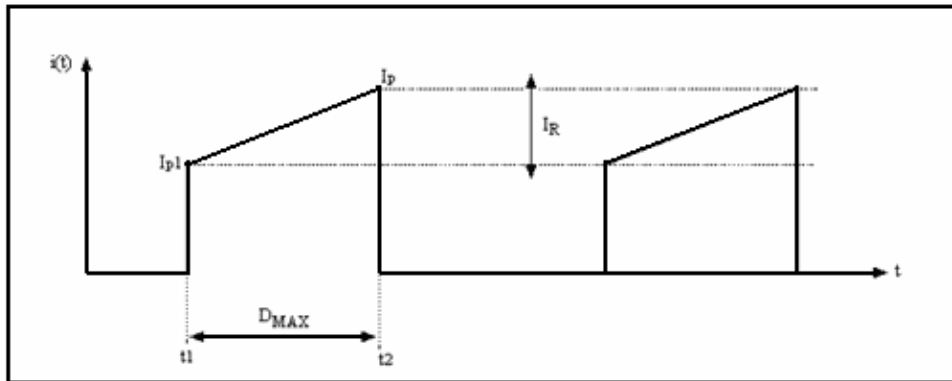
olarak elde edilir.

Giriş geriliminin maksimum değeri

$$V_{MAX} = \sqrt{2}V_{ACMAX} \quad (2.15)$$

2.2.2 Primer Akımının Maksimum Değerinin Hesaplanması

Kesintisiz çalışma durumu için primer akımı dalga şekli aşağıda verilmiştir. Dalga şeklinin alanı ortalama primer akımı I_{AVG} 'yi vermektedir.



Şekil 2.7 Primer akımı dalga şekli (Sürekli Mod)

I_R dalgalanma (ripple) akımı olup primer akımı I_p 'ye oranlandığında primer akımı dalgalanma oranı K_{RP} 'yi verir.

D_{MAX} : Bağlı iletim süresinin maksimum değeri

$$K_{RP} = \frac{I_R}{I_P} \quad (2.16)$$

$$I_R = I_P K_{RP} \quad (2.17)$$

Buradan,

$$I_{AVG} = \left(\frac{I_P - I_R + I_P}{2} \right) D_{MAX} \quad (2.18)$$

$$I_{AVG} = \left(I_P - \frac{I_P K_{RP}}{2} \right) D_{MAX} \Rightarrow I_{AVG} = I_P \left(1 - \frac{K_{RP}}{2} \right) D_{MAX} \quad (2.19)$$

elde edilir.

Güç eşitliğinden

$$P_O = \eta P_{IN} \Rightarrow P_O = \eta V_{MIN} I_{AVG} \quad (2.20)$$

Buradan I_P ifadesi,

$$I_P = \frac{P_O}{\left(1 - \frac{K_{RP}}{2} \right) D_{MAX} \eta V_{MIN}} \quad (\text{A}) \text{ elde edilir.} \quad (2.21)$$

2.2.3 Primer Akımının Efektif (RMS) Değerinin Hesaplanması

Primer akımı dalga şeklinden hareketle akım denklemi $i(t)$ elde edilir;

$$i(t) = \frac{I_R t}{t_{ON}} + I_{PI} \quad (2.22)$$

D:Bağıl iletim süresi

Akım denklemi I_{RMS} denkleminde yerine koyulduğunda,

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i(t)^2 dt} \Rightarrow \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{I_R t}{t_{ON}} + I_{PI} \right)^2 dt} \Rightarrow \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left[\left(\frac{I_R}{t_{ON}} \right)^2 t^2 + \frac{2I_R I_{PI} t}{t_{ON}} + I_{PI}^2 \right] dt} \quad (2.23)$$

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\left(\frac{I_R}{t_{ON}} \right)^2 \frac{t_2^3}{3} + \frac{I_R I_{PI} t_2^2}{t_{ON}} + I_{PI}^2 t_2 \right]} \quad (2.24)$$

$$t_2 = t_{ON} \text{ ve } t_{ON} = TD$$

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{DT}{T} \left[\frac{I_R^2}{3} + I_R I_{PI} + I_{PI}^2 \right]} \quad (2.25)$$

I_R yerine (2.17) eşitliği konulursa

$$I_{PI} = I_P - I_R \quad (2.26)$$

$$I_{RMS} = \sqrt{D \left[\frac{(I_P K_{RP})^2}{3} + I_P^2 - I_P I_R \right]} = I_P \sqrt{D \left[\frac{K_{RP}^2}{3} - K_{RP} + 1 \right]} \quad (2.27)$$

$D=D_{MAX}$ iken,

$$I_{RMS} = I_P \sqrt{D_{MAX} \left[\frac{K_{RP}^2}{3} - K_{RP} + 1 \right]} \quad (2.28)$$

olarak elde edilir.

2.2.4 Çıkış Gerilimi ve Maksimum Bağlı İletim Değerinin Hesaplanması

Anahtarlama güç kaynaklarının tasarımında en önemli noktalardan biri enerji depolama elemanı olarak kullanılan endüktans üzerinde gerilimin ortalamasının sıfır olmasıdır. Yani iletim süresi boyunca endüktanstaki akımın artış değeri ile kesim aralığında endüktanstaki akımın azalma değeri birbirine eşit olmalıdır. Aksi takdirde dönüştürücü çıkışı kararlı olmayacaktır.

Buradan iletim aralığında primer endüktans akım ifadesi,

$$I_{PR}(iletim) = \frac{(V_{IN} - V_{DS})DT}{L_p} \quad (2.29)$$

olarak elde edilir.

L_p : Primer Endüktansı, I_{PR} : Primer Akımı

Kesim aralığında,

$$I_{PR}(kesim) = \frac{(V_o + V_D) \frac{N_p}{N_s} (1-D)T}{L_p} \quad (2.30)$$

N_p : Primer sarımı, N_s : Sekonder sarım

V_D : Çıkış diyotu gerilim düşümü

İletim ve kesim akım ifadeleri birbirine eşitlenirse V_o ifadesi,

$$V_o = \left(\frac{(V_{IN} - V_{DS})DN_s}{(1-D)N_p} \right) - V_D \quad (2.31)$$

olarak elde edilir.

Flyback dönüştürücülerde, kesim aralığında sekonder akımı sıfır olmadığı sürece primer endüktansı sekonderden bir gerilime maruz kalmaktadır. Bu gerilime yansıyan (reflected) gerilim denilmekte ve V_{OR} olarak ifade edilmektedir.

$$V_{OR} = (V_O + V_D) \frac{N_P}{N_S} \quad (2.32)$$

$$V_O = \frac{V_{OR} N_S}{N_P} - V_D \quad (2.33)$$

İfade (2.31) no'lu eşitlikte yerine konulursa,

D ifadesi,

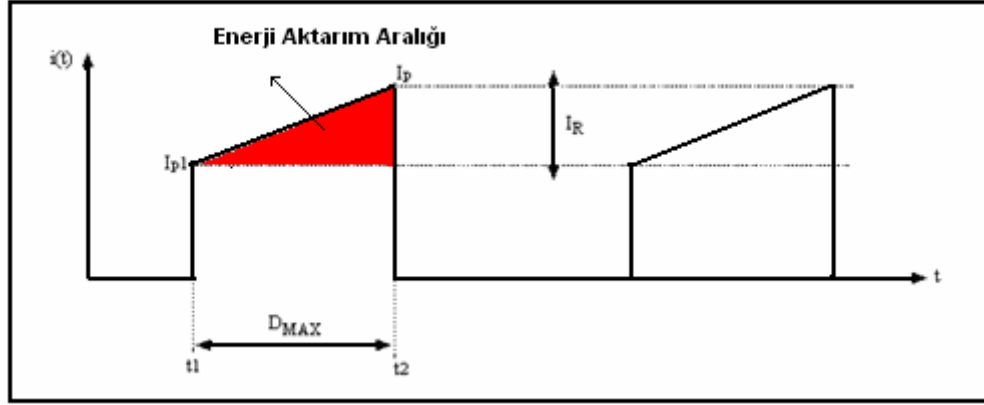
$$D = \frac{V_{OR}}{(V_{IN} - V_{DS}) + V_{OR}} \quad (2.34)$$

$D = D_{MAX}$ için $V_{IN} = V_{MIN}$ dır.

$$D_{MAX} = \frac{V_{OR}}{(V_{MIN} - V_{DS}) + V_{OR}} \text{ elde edilir.} \quad (2.35)$$

2.2.5 Primer Endüktans Değerinin Hesaplanması (Bakan, 2006)

Sürekli mod için primer akımı dalga şekli aşağıdaki gibidir.



Şekil 2.8 Primer enerji depolama aralığı (Sürekli Mod)

Primerden sekondere aktarım enerji ifadesi,

$$E = \frac{1}{2} L_p I_p - \frac{1}{2} L_p (I_p - I_R) = \frac{1}{2} L_p (I_p^2 - I_{p1}^2) \quad (2.36)$$

Güç olarak ifade edildiğinde,

$$P_{PS} = \left[\frac{1}{2} L_p (I_p^2 - I_{p1}^2) \right] f_s \quad (2.37)$$

(2.26) eşitliği kullanılarak,

$$P_{PS} = \frac{1}{2} L_p f_s (2 I_p I_R - I_R^2) \quad (2.38)$$

(2.17) eşitliği ile güç ifadesi,

$$P_{PS} = L_p f_s I_p^2 K_{RP} \left(1 - \frac{K_{RP}}{2} \right) \quad (2.39)$$

olarak elde edilir.

P_{PS} : Primerden sekondere aktarılan güç.

$$\text{Verim} \Rightarrow \eta = \frac{P_o}{P_o + P_k} \quad (2.40)$$

P_k : Kayıp Gücü

$$P_k = \frac{(1-\eta)}{\eta} P_o \quad (2.41)$$

$$Z = \frac{P_{SK}}{P_k} \quad (2.42)$$

Z : Kayıp faktörüdür ve sekonder kaybın toplam kayba oranıdır.

$$P_{SK} = P_o \times Z \times \frac{(1-\eta)}{\eta} \Rightarrow P_{PS} = P_o + P_{SK} \quad (2.43)$$

Sekondere aktarılan toplam güç ifadeleri (2.39) ve (2.43) birbirine eşitlenirse,

$$L_p F_S I_p^2 K_{RP} \left(1 - \frac{K_{RP}}{2}\right) = P_o \left(1 + \frac{(1-\eta)}{\eta} Z\right) \quad (2.44)$$

Buradan L_p ,

$$L_p = \frac{P_o}{F_{SMIN} I_p^2 K_{RP} \left(1 - \frac{K_{RP}}{2}\right)} \times \frac{\eta + (1-\eta)Z}{\eta} \quad (H) \quad (2.45)$$

elde edilir.

2.2.6 Hava Aralığı Değerinin Hesaplanması

Flyback dönüştürücü tasarımında önemli noktalardan biri de transformatör nüvesindeki hava aralığının belirlenmesidir. Flyback dönüştürücü tek kutuplu olarak enerji depolamasından dolayı nüvenin saturasyona (doyma) uğraması riski diğer transformatörlü dönüştürücülere göre daha yüksektir. Nüvede hava aralığı bırakılması ile

- Primer endüktansı azalmaktadır.
- Saturasyon akım değeri yükselir.
- Manyetik geçirgenliğin (Permeability) endüktans üzerindeki etkisi azaltılır.

Manyetik devrede akım manyetik akı yoğunluğu (Φ), gerilim manyetik motor kuvveti (F) ve manyetik direnç Relüktans (R) ile gösterilmektedir. Kirchoff kanunları manyetik devre içinde geçerlidir.

Endüktans gerilimi:

$$V_L = L \frac{dI(t)}{dt} \quad (2.46)$$

Faraday yasasından,

$$V_L = N \frac{d\Phi(t)}{dt} \quad (2.47)$$

Ampere yasasından,

$$Hl = F = Ni \quad (2.48)$$

$$\Phi = A_e B \quad (2.49)$$

A_e : Nüve kesit alanı, μ : Manyetik geçirgenlik

$$B = \mu H \Rightarrow \frac{B}{\mu} l = Ni \Rightarrow \frac{\Phi}{\mu x A_e} l = Ni \Rightarrow \Phi = \frac{N \mu A_e}{l} i \quad (2.50)$$

Faraday yasasında Φ yerine konulduğunda,

Hava aralıksız,

$$L = \frac{N^2 \mu A_e}{l} \quad (2.51)$$

Manyetik devre modeli,

$$Hx l = F(mm f) = (R_C + R_g) \Phi \Rightarrow F_C = \Phi R_C, F_g = \Phi R_g \quad (2.52)$$

Ampere yasasında yerine konulduğunda,

$$R_C = \frac{l_c}{\mu A_e} \quad (2.53)$$

$$R_g = \frac{l_g}{\mu_0 x A_e} \quad (2.54)$$

olarak elde edilir. R_C : Manyetik devrenin direnci R_g : Hava aralığının direnci

Relüktans değerleri kullanılarak Endüktans değeri yazılırsa,

$$L = \frac{N^2}{R_C} \text{ (Hava aralıksız)} \quad (2.55)$$

$$L = \frac{N^2}{R_C + R_g} \text{ (Hava aralıklı)} \quad (2.56)$$

Hava aralıklı endüktans değerin relüktans eşdeğeri ile yazılırsa,

$$L = \frac{N^2}{\frac{l_c}{\mu A_e} + \frac{l_g}{\mu_0 A_e}} \quad (2.57)$$

Hava aralıksız A_L endüktansı,

$$L = \frac{N^2}{R_c} \quad (2.58)$$

$$A_L = \frac{L}{N^2} \quad (2.59)$$

Eşitliklerden,

$$R_c = \frac{1}{A_L} = \frac{l_c}{\mu A_e} \quad (2.60)$$

olduğu görülmektedir. L_g ifadesi tekrar yazıldığında,

$$L_g = \mu_0 A_e \left(\frac{N_p^2}{L_p} - \frac{1}{A_L} \right) \quad (2.61)$$

olur.

2.2.7 Maksimum Akı Yoğunluğu ve Primer Sarım Sayısının Hesaplanması

Maksimum akı yoğunluğu seçilen nüvenin özelliklerine göre belirlenmektedir. Bölüm 4 de bu konu detaylı olarak yer almaktadır.

Maksimum akı yoğunluğu B_{MAX} belirlendikten sonra Faraday yasası kullanılarak primer sarım sayısı hesaplanmaktadır.

Manyetik devre için primer endüktans gerilimi,

$$V(primer) = N_p \frac{d\Phi}{dt} \quad (2.62)$$

$$V_{MAX}(primer) = N_p \Phi_{MAX} \quad (2.63)$$

$$V_{MAX}(primer) = N_p A_e B_{MAX} \quad (2.64)$$

Primer endüktans gerilimi elektriksel eşdeğeri,

$$V(primer) = L_p \frac{dI}{dt} \quad (2.65)$$

$$V_{MAX}(primer) = L_p I_p \quad (2.66)$$

(2.64) ve (2.66) birbirine eşitlenirse,

$$B_{MAX} = \frac{L_p I_p}{N_p A_e} \quad (2.67)$$

elde edilir.

L_p (μH) ve A_e (cm^2) için,

$$B_{MAX} = 100 \frac{L_p I_p}{N_p A_e} \quad (2.68)$$

elde edilir.

2.2.8 Primer Sargısı Tel Çapının Hesaplanması (Power Integration, 2004)

Bobin telinin akım kapasitesi CMA (Circular Mils Per Amp) olarak tanımlanır ve akım yoğunluğunun tersidir. CMA değeri 200 ($10A/mm^2$) ile 500 ($4A/mm^2$) arasında seçilmelidir.

$$CMA = \frac{\text{Alan}}{I_{RMS}} \Rightarrow \frac{\pi \left(\frac{DIA}{2}\right)^2}{I_{RMS}} \quad (2.69)$$

Burada DIA çap olarak gösterilmiştir ve birimi mil'dir. Birim mm'ye çevrildiğinde,

$$1000 \text{ mil} = 1 \text{ inch}, 1 \text{ inch} = 25.4 \text{ mm}$$

$$CMA = \frac{1.27\pi \left(\frac{DIA}{2} \frac{1000}{25.4}\right)^2}{I_{RMS}} = \frac{1.27DIA^2 \frac{\pi}{4} \left(\frac{1000}{25.4}\right)^2}{I_{RMS}} \quad (2.70)$$

ifadesi elde edilir.

1 square mil=1.27 circular mil'e eşittir.

Hesaplanan tel çapı değerine uygun AWG (American Wire Gauge) değeri AWG tablolarından seçilir.

Burada bir diğer noktada seçilen telin nüve karkasına sığmasının kontrol edilmesi gerekir. Sığmadığı takdirde L (primer sarım katı sayısı), N_s ve Nüve yi değiştirerek uygun değere gelene kadar deneme yapılmalıdır.

Primer maksimum tel çapı (OD),

$$OD = \frac{L(BW - 2M)}{N_p} \quad (2.71)$$

BW : Bobin Sarım genişliği (mm), M:Güvenlik payı (mm)

2.2.9 Sekonder Sarım Sayısı Hesaplanması (Power Integration, 2004)

Sekonder sarım sayısı çıkış gerilimi V_o değerine göre bir deneme ile bulunmaktadır.

$N_s=0.6V/\text{sarım}$ ile başlanarak N_p hesaplanır. Hesaplanan N_p değeri (2.68) yerine konularak B_{MAX} kontrol edilir ve uygun değer bulunana kadar N_s değiştirilir.

$$N_p = N_s \frac{V_{OR}}{(V_o + V_D)} \quad (2.72)$$

$$N_B = N_s \frac{(V_B + V_{BD})}{(V_o + V_D)} \quad (2.73)$$

N_B : Kontrol (Bias) Sarım sayısı, V_B : Bias Gerilimi, V_{BD} : Kontrol (Bias) Diyot gerilim düşümü

Uygulamaya göre sekonderden birden fazla çıkış alınabilir. Bu durumda diğer çıkışlar için de aşağıdaki eşitlik kullanılır.

$$N_s(n) = N_s \frac{V_o(n) + V_D(n)}{V_o + V_D} \quad (2.74)$$

2.2.10 Sekonder Maksimum ve RMS Akımın Hesaplanması

Sekonder sargının maksimum akım değeri,

$$I_{SP} = I_p \frac{N_p}{N_s} \quad (2.75)$$

Primer akımının RMS değeri (2.28) no'lu eşitlikte verilmişti. Burada, I_p yerine sekonder akımının tepe değeri I_{SP} ve D_{MAX} yerinede primer akımının sekondere yansıdığı süre olan $(1 - D_{MAX})$ yazıldığında, sekonder akımının RMS değeri,

$$I_{SRMS} = I_{SP} \sqrt{(1 - D_{MAX}) \left[\frac{K_{RP}^2}{3} - K_{RP} + 1 \right]} \quad (2.76)$$

olarak bulunur.

Birden fazla sekonder çıkışı alınırsa her çıkış için RMS akım,

$$I_{SRMS}(n) = I_o(n) \frac{I_{SRMS}}{I_o} \quad (2.77)$$

2.2.11 Sekonder Sargısı Tel Çapının Hesaplanması (Power Integration, 2004)

Sekonder tel çapı, primer tel çapı hesabındaki gibi hesaplanarak bulunur. Akım olarak sekonder RMS akım kullanılır. Sekonder çıkışlar için CMA_s değeri sargı kayıplarını ve diğer etkileri azaltmak için küçük değerler kullanılmalıdır. (200 vb.)

$$CMA_s = \frac{Alan}{I_{SRMS}} \Rightarrow \frac{\pi \left(\frac{DIA_s}{2} \right)^2}{I_{SRMS}} \quad (2.78)$$

Burada DIA_s çap olarak gösterilmiştir ve birimi mil'dir. Birim mm'ye çevrildiğinde,

$$DIA_s = \sqrt{\frac{4CMA_s I_{SRMS}}{1.27\pi} \left(\frac{25.4}{1000} \right)^2} \quad (2.79)$$

Hesaplanan tel çapı değerine uygun AWG (American Wire Gauge) değeri AWG tablolarından seçilir.

Sekonder sargı içinde maksimum tel çapı kontrol edilmelidir.

$$OD_s = \frac{BW - (2M)}{N_s} \quad (2.80)$$

2.2.12 Sekonder Çıkış Diyotlarının Maksimum Gerilim ve Akımlarının Hesaplanması

Flyback dönüştürücüde sekonder çıkış diyotları güç anahtarının iletimde olduğu sürece(ton) çıkışları bloke ederek primerden sekondere güç aktarımını engellerler. Bu noktada maruz kaldıkları maksimum gerilim (PIV_s),

$$PIV_s = V_o + (V_{MAX} \frac{N_s}{N_p}) \quad (2.81)$$

elde edilir.

V_{MAX} : Maksimum DC giriş gerilimi

Flyback dönüştürücüde çıkış akım ve gerilimindeki dalgalanma büyük olduğu için diyot çıkış akımı ve gerilimi yüksek seçilmelidir.

Uygulama sonuçlarına göre,

$$V_R \geq 1.5PIV_s \quad (2.82)$$

$$I_D = 3I_o \quad (2.83)$$

V_R : Diyot ters gerilimi I_D : Diyot akımı

Kontrol (Bias) sargı içinde maksimum gerilim,

$$PIV_B = V_B + (V_{MAX} \frac{N_B}{N_p}) \quad (2.84)$$

$$V_R \geq 1.5PIV_B \quad (2.85)$$

2.2.13 Çıkış Kondansatörünün Dalgalanma Akımının Hesaplanması

Flyback dönüştürücü çıkış kondansatörü seçiminde çıkış akımındaki dalgalanmayı karşılayacak ve düşük ESR'li bir kondansatör seçilmelidir.

$$I_{RIPPLE} = \sqrt{I_{SRMS}^2 - I_O^2} \quad (2.86)$$

2.2.14 Giriş Köprü Doğrultucu Gerilim Akım Değerlerinin Hesaplanması

Giriş köprü doğrultucu AC şebekenin doğrultulmuş değerine maruz kalmaktadır. Köprü doğrultucu diyotlarının dayanma gerilimi, doğrultulmuş giriş geriliminin maksimum değerinden büyük seçilmelidir. Diyot akımı da primer akımının ortalama değerine göre seçilmelidir.

$$V_R \geq 1.5\sqrt{2}V_{ACMAX} \quad (2.87)$$

$$I_D = 3I_{AVG} \quad (2.88)$$

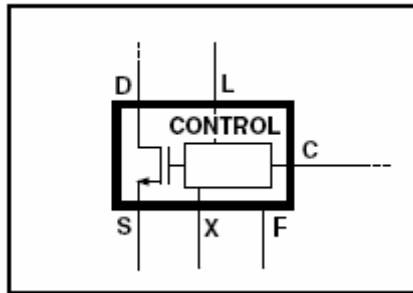
3. GÜÇ KATI VE KONTROL DEVRESİ

Bu bölümde tasarlanan flyback dönüştürücünün güç anahtarının çalışma özellikleri ve kontrol devresi anlatılmaktadır. Güç anahtarının uç özelliklerinden başlayarak çalışma prensibi ayrıntılı biçimde açıklanmıştır.

Yüksek güçlü flyback dönüştürücü tasarımında “Power Integration” firmasının ürettiği TopSwitch-GX ailesi güç anahtarı kullanılmıştır.

Güç anahtarı yüksek gerilimli güç MOSFET’i, PWM kontrol birimi, hata koruma ve diğer kontrol devreleri aynı kılıf içerisinde birleştirilerek, düşük maliyetli ve yüksek verimli olacak şekilde tasarlanmıştır. Yumuşak başlama (soft-start), 132 kHz’e kadar anahtarlama frekansı, EMI gürültüsünü azaltmak için frekans değişkenliği, geniş bağlı iletim süresi ve aşırı sıcaklık koruması diğer belli başlı özellikleridir.

Tasarım için TopSwitch-GX ailesinin TOP250Y güç anahtarı seçilmiştir.



Şekil 3.1 TOP250Y güç anahtarı (Power Integration, 2004)

Güç anahtarının verebileceği güç miktarı, giriş gerilim aralığına ve güç kaynağının bulunduğu ortam sıcaklığına bağlıdır. Çizelge 3.1’de farklı giriş gerilimleri ve ortamlar için güç anahtarının çıkış güç tablosu verilmiştir.

Çizelge 3.1 TOP250Y'nin giriş gerilimi ve çalışma ortamına göre çıkış gücü

230 VAC Giriş		85–265 VAC Giriş	
Kapalı Tasarım	Açık Tasarım	Kapalı Tasarım	Açık Tasarım
135 Watt	290 Watt	90 Watt	210 Watt

3.1 Güç Anahtarının Bağlantı Uçları

3.1.1 Drain Ucu (D)

Yüksek gerilimli güç MOSFET'inin drain girişidir. Güç anahtarı çalışmaya başladığında ön tetikleme akımı bu uçtan akarak, yüksek gerilim akım kaynağını çalıştırır. Ayrıca MOSFET'in akımı da bu uç üzerinden kontrol edilir.

3.1.2 Kontrol Ucu (C)

Hata yükselteci ve geri besleme akım giriş ucudur. Bağlı iletim süresi bu uçtan akan akım değerine göre değişmektedir. Ayrıca bu ucun gerilim seviyesine göre güç anahtarı otomatik yeniden başlama moduna geçer.

3.1.3 DC Hat Algılama Ucu (L)

Güç anahtarı giriş DC gerilim seviyesini bu uç üzerinden algılamaktadır. Giriş gerilimine göre, düşük giriş gerilimi veya aşırı giriş gerilimi kontrolü yapar. Ayrıca giriş gerilim seviyesine göre bağlı iletim süresinin maksimum değerini de sınırlamaktadır. Eğer bu uç güç anahtarının (S) ucuna bağlanır ise yukarıdaki fonksiyonları devre dışı kalmaktadır.

3.1.4 Akım Sınırlama Ucu (X)

Güç anahtarının maksimum akımını sınırlama ucudur. MOSFET drain akımı bu uç üzerinden kontrol edilmektedir. Ayrıca bu uç uzaktan güç anahtarını açma-kapama ucu olarak da kullanılabilir. Eğer bu uç güç anahtarının (S) ucuna bağlanır ise yukarıdaki fonksiyonları devre dışı kalmaktadır.

3.1.5 Frekans Seçim Ucu (F)

Frekans seçim ucudur. Bu uç güç anahtarının (S) ucuna bağlanır ise anahtarlama frekansı 132 kHz, eğer kontrol ucuna (C) bağlanırsa 66 kHz olmaktadır.

3.1.6 Source Ucu (S)

Güç anahtarının içerisinde bulunan MOSFET'in source ucudur. Aynı zamanda primer tarafın ortak referans noktasıdır.

3.2 Güç Anahtarının Çalışma Prensipleri

TopSwitch-GX kontrol ucundan akan akım ile MOSFET'in bağıl iletim süresini kontrol eden bir anahtarlama güç elemanıdır. Normal çalışmada MOSFET'in bağıl iletim süresi artan kontrol akımı ile doğrusal olarak azalmaktadır.

Başlıca çalışma özellikleri:

1. 10ms “yumuşak başlama” ile yüksek akım ve gerilim darbelerini engellemekte çıkışta ani gerilim darbeleri oluşmamaktadır.
2. Bağıl iletim süresi %78'e kadar çıkabilmektedir.
3. Düşük yüklerde frekans düşürülerek, anahtarlama kayıpları azaltılmaktadır.
4. 132 kHz'e kadar olan anahtarlama frekansı ile transformatör boyutu küçülmektedir.

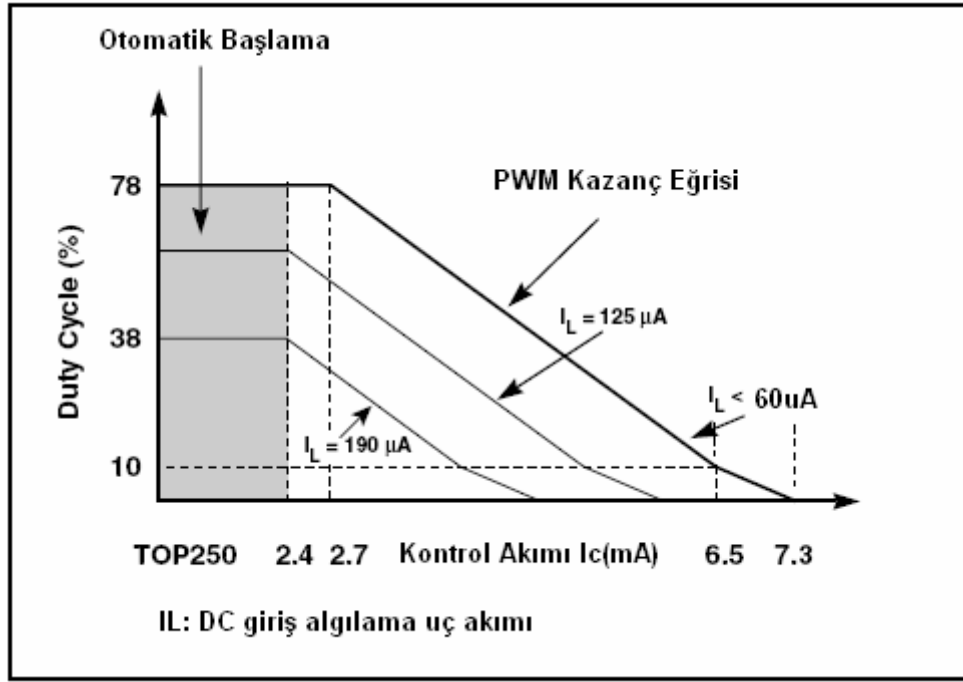
5. Frekans değişkenliği (jitter) ile daha az EMI gürültüsü oluşturmaktadır.
6. Güç anahtarının aşırı ısınmasını engellemek için aşırı sıcaklık koruması vardır.
7. MOSFET bağlantı uçları arasındaki yeterli güvenlik boşlukları ile kısa devre durumları engellenmiştir.
8. Maksimum çalışma noktaları hata payı düşük ve sıcaklığın frekans, akım sınırı ve PWM kazancı üzerinde etkisi azdır.

3.2.1 Kontrol Ucunun Fonksiyonu

Kontrol ucu düşük empedanslı geri besleme akım girişidir. Aynı zamanda ilk çalışma anındaki yüksek gerilim akım kaynağı çıkış ucudur. Normal çalışma durumunda bir ayırıcı devre besleme akımını geri besleme akımından ayırmaktadır. Kontrol uç gerilimi (V_c) MOSFET sürme devresinin besleme gerilimidir. Kontrol ucuna bağlanan kondansatör anlık MOSFET sürme akımını sağlamaktadır. Bu kondansatör aynı zamanda otomatik yeniden başlama süresini de belirlemektedir.

Doğrultulmuş DC giriş gerilimi MOSFET'in drain ucuna uygulandığı ilk anda drain ile kontrol ucu arasında bağlı bulunan yüksek gerilim akım kaynağı, kontrol ucuna bağlı kondansatörü doldurmaktadır. Kontrol ucundaki gerilim V_c 5.8V'a ulaştığında kontrol devresi çalışmaya başlamakta yumuşak başlama (soft-start) gerçekleşmektedir. Yumuşak kalkış devresi 10ms de bağlı iletim süresini sıfırdan maksimum değerine çıkarmaktadır. Bu kalkış sonunda kontrol ucuna geri besleme akımı gelmez ise yüksek gerilim akım kaynağı kapanmakta ve kontrol ucundaki kondansatör kontrol devresi üzerinden boşalmaktadır. Eğer güç kaynağı doğru tasarlanmış ve açık çevrim ya da kısa devre durumu yoksa kontrol ucuna gelen akım kondansatörün boşalmasına engel olmaktadır.

Kontrol ucundan akan dış geri besleme akımı bir düzenleyici devre üzerinden geçerek bir direnç ile MOSFET'in source ucuna akmaktadır. Bu direnç üzerindeki gerilim ile MOSFET'in bağlı iletim süresi kontrol edilmektedir.



Şekil 3.2 Kontrol akımına göre bağıl iletim süresi değişimi (Power Integration, 2004)

Açık çevrim ya da çıkışın kısa devre olması gibi hata durumlarında kontrol uç akımı kesilmektedir. Azalan kontrol uç gerilimi 4.8 V a düştüğünde kontrol devresi MOSFET' i kapatır ve otomatik yeniden başlama durumu oluşur. Yüksek gerilim akım kaynağı iletime girer ve kontrol uç kondansatörü şarj olmaktadır. V_c gerilimi 4.8V ile 5.8V arasında değişmektedir. Yeniden başlama durumunda kontrol devresi kondansatör üzerindeki gerilim değişiminin 8. geçişinde MOSFET'i iletime sokmaktadır. Yeniden başlama fonksiyonu düzgün geri besleme koşulu oluşana kadar çalışmaya devam edecektir.

3.2.2 Osilatör ve Anahtarlama Frekansı

İç osilatör devresi, doğrusal olarak bir iç kondansatörü şarj ve deşarj ederek bir testere dişi sinyal oluşturmaktadır. Bu testere dişi sinyal ve bir karşılaştırıcı devre ile darbe genlik modülasyonu (PWM) sağlanmaktadır. Maksimum anahtarlama frekansı 132 kHz e kadar çıkabilmektedir. Bu frekans, transformatör boyutunu küçültmek ve EMI gürültü temel frekansını 150 kHz altında tutmak için seçilmiştir.

EMI seviyesini daha da azaltmak için ± 4 kHz bandında ve 250 Hz frekansında frekans modülasyonu uygulanmaktadır.

3.2.3 Darbe Genişlik Modülasyonu ve Maksimum Bağlı İletim Süresi

Darbe genişlik modülatörü, kontrol ucundan giren akım ile ters oranda değişen bağlı iletim süresiyle MOSFET'i sürmektedir. Geri besleme ucundan gelen kontrol akımı bir direnç üzerinden akmakta ve bir RC filtre üzerinden geçirilerek okunmaktadır. Filtre edilmiş geri besleme sinyali kontrol devresinin oluşturduğu testere diş sinyal ile karşılaştırılarak bağlı iletim süresi oluşturulmaktadır. Kontrol akımı artarken, bağlı iletim süresi azalmaktadır. Osilatör devresi, bir tutma devresi tetikleyerek MOSFET'i ilettime sokmaktadır. Darbe genişlik modülatörü bağlı iletim süresi sonunda tutma devresini sıfırlayarak MOSFET'i iletimden çıkarır. Bağlı iletim süresi değişmeden önce kontrol ucundan gerekli akım akmalıdır.

Maksimum bağlı iletim süresi %78'e kadar çıkabilmektedir. Fakat giriş gerilim algılama özelliği kullanıldığı durumlarda bu değer %78 ile %38 arasında değişmektedir.

3.2.4 Düşük Yüklerde Frekans Azaltılması

Darbe genişlik modülatörü, güç kaynağı çıkış yükü azalırken bağlı iletim süresini azaltmaktadır. Kontrol akımı artarken, bağlı iletim süresi de doğrusal olarak azalacaktır. Bağlı iletim süresi %10'un altına indiğinde güç kaynağının verimliliğini korumak için anahtarlama frekansı da doğrusal olarak azaltılmaktadır. Bağlı iletim süresi sıfıra indiğinde anahtarlama frekansı da minimum değerine inmektedir. Minimum frekans değeri 30 kHz ile 15 kHz arasında değişmektedir. Bu özellik sayesinde düşük yüklerde de çalışma sağlanmakta ve anahtarlama kayıpları azaltılarak, çıkış gerilimi daha düzgün hale getirilmektedir.

3.2.5 Primer Akım Sınırlama Özelliği

Her anahtarlama periyodunda Drain akım sınırlama devresi MOSFET'in $R_{DS(ON)}$ direncini algılama direnci olarak kullanır. Bir akım sınırlama karşılaştırıcısı MOSFET' in iletim gerilim düşümü ile eşik değeri karşılaştırmaktadır. Yüksek Drain akımı sonucunda $V_{DS(ON)}$ gerilimi eşik değerin üzerine çıktığında bir sonraki periyot başlangıcına kadar MOSFET kesimde tutulmaktadır.

Akım sınırlama eşik gerilimi sıcaklığa karşı dengelidir. Böylece MOSFET'in $R_{DS(ON)}$ direncinin sıcaklığa karşı değişimi ile akım sınırı arasındaki sapma minimuma indirilmektedir.

TopSwitch-GX ailesi güç anahtarları iç akım sınırlama özelliğinin yanında dışarıdan da akım sınırlama özelliğine sahiptir. (X) bacağına bağlanacak direnç ile akım limiti değiştirilebilmektedir. Direnç değerine göre akım üst değeri %30 ile %100 arasında sınırlanabilmektedir.

3.2.6 Düşük Giriş Besleme Gerilimi Algılama

Güç anahtarı ilk çalışmaya başladığında düşük gerilim algılayıcı devresi TopSwitch-GX' i düşük gerilim eşik seviyesi aşılanaya kadar kapalı konumda tutacaktır. Hat gerilimi düşerken çıkış kontrol akım değeri değiştiğinde oluşacak yeniden başlama durumları çıkışta istenmeyen gerilim değişimleri oluşturacaktır. Fakat düşük gerilim algılama sayesinde gerilim eşik altına düştüğünde yeniden başlama durumu olmaksızın güç anahtarı kapanacaktır.

Güç anahtarı ilk çalışma anında, düşük gerilim eşik değerini maksimum değerine ayarlamaktadır. Güç kaynağı başarılı bir şekilde çalışmaya başladığında düşük gerilim eşik değeri maksimum değerinin %40'ına düşmektedir. Böylece daha geniş bir giriş gerilim aralığında çalışma sağlanır.

Eğer güç kaynağı giriş gerilimi düşük gerilim eşik seviyesinin üzerinde iken kontrol akım düzenlemesi bozulursa güç anahtarı yeniden başlama durumuna geçmektedir. Her yeniden başlama durumunda düşük gerilim kontrol devresi çalışmakta ve gerilim

seviyesi düşük gerilim eşiğinin altında ise MOSFET kesimde kalmaktadır. Bu özellik TopSwitch-GX'in (L) bacağından giriş besleme geriliminin pozitif ucuna bağlanan bir direnç ile sağlanmaktadır.

3.2.7 Aşırı Giriş Besleme Gerilimi Algılama

Düşük giriş gerilimi algılama direnci aynı zamanda aşırı giriş gerilim koruması içinde kullanılmaktadır. Giriş gerilimi aşırı gerilim eşik seviyesinin üzerine çıktığında güç anahtarı TopSwitch-GX, çıkışını kapatmaktadır.

3.2.8 Giriş Besleme Gerilimi ve Bağlı İletim Süresinin Sınırlanması

Aşırı gerilim ve düşük gerilim algılama direnci aynı zamanda, giriş gerilim değerine göre bağlı iletim süresinin maksimum değerini de sınırlamaktadır. Giriş gerilimi değiştikçe bağlı iletim süresinin maksimum değeri de değişmektedir. Böylece transformatörün doyuma gitmesi engellenmektedir.

3.2.9 Uzaktan Açma/Kapama

Güç anahtarında, giriş gerilim algılama ucu veya akım sınırlama uç akımı kontrol edilerek, uzaktan kapanıp açılması sağlanabilmektedir. Kapalı durumda iken güç anahtarı çok az güç tüketmektedir. Yeterli süre kapalı durumda kaldığında kontrol bacağındaki kondansatör deşarj olmaya başlar ve yaklaşık 32ms de kontrol uç gerilimi 4.8 V seviyesine iner. Otomatik yeniden çalışma modülü devreye girer ve kontrol ucundaki gerilim 4.8V ile 5.8V arasında değişir. Güç anahtarı uzaktan açıldığında normal başlama devresi çalışır ve kontrol gerilimi 5.8 V seviyesine ulaşır. Uzaktan kapma ile güç kaynağının kaybı minimuma indirilir.

3.2.10 Yumuşak Başlama (soft-start)

Güç anahtarı ilk çalışmaya başladığında kontrol uç gerilimi 5.8V a ulaştığında yumuşak başlama özelliği devreye girer ve bağıl iletim süresi sıfırdan %78 değerine 10ms'de çıkmaktadır. Yumuşak başlama her yeniden başlama durumunda devreye girmektedir. Bununla birlikte uzaktan kapama ve aşırı sıcaklık kapanması durumlarında da yumuşak kalkış devreye girmektedir. Bu özellik, MOSFET uçlarındaki ek akım ve gerilim streslerini minimuma indirmekte ve transformatörün doyuma gitmesini engellemektedir.

3.2.11 Aşırı Sıcaklık Koruması

Aşırı sıcaklık koruması, hassas bir analog devre ile MOSFET üzerindeki sıcaklık kontrolü sağlamaktadır. Sıcaklık 140°C 'yi geçtiğinde MOSFET iletimden çıkarılmaktadır. MOSFET üzerindeki sıcaklık 70°C 'nin altına düştüğünde güç anahtarı normal çalışma durumuna dönmektedir. Aşırı sıcaklık durumunda kontrol bacağı gerilimi 4.8V ile 5,8 V arasında değişmektedir.

3.2.12 Bant Genişliği Referansı

Güç anahtarının iç kontrol gerilimleri sıcaklık değişiminden etkilenmemektedir. Bu kontrol gerilimleri aynı zamanda, sıcaklığa göre dengeli bir akım referansı oluşturmak için de kullanılmaktadır. Bu bant genişliği referansı MOSFET sürme akımı, akım sınırı, anahtarlama frekansı ve aşırı-düşük gerilim değerlerini oluşturmada kullanılmaktadır.

3.2.13 Yüksek Gerilim Ön Akım Kaynağı

Bu akım kaynağı kontrol bacağındaki kondansatörü MOSFET drain ucu üzerinden beslemektedir. Bu akım kaynağı normal çalışma durumunda kapalıdır. Yeniden başlama, uzaktan açma-kapama veya sıcaklık koruması durumunda aktif hale gelmektedir.

3.3 Bağlantı Uç Özelliklerinin Kullanımı

Yukarıdaki bölümlerde güç anahtarının özellikleri ayrıntılı şekilde açıklanmıştır. Bu kısımda ise uygulamada güç anahtarı bağlantı uç akım gerilim ve diğer özellikleri anlatılmıştır.

3.3.1 Frekans Seçim Ucunun Fonksiyonu

Bu uç bir sayısal giriş ucudur. Yukarıdaki bölümlerde anlatıldığı gibi bu uç MOSFET source ucuna bağlanırsa anahtarlama frekansı 132 kHz, kontrol bacağına bağlandığında ise 66 kHz olmaktadır.

3.3.2 Hat Algılama Ucunun Fonksiyonu

Hat algılama ucundan bir besleme akımı akmaya başladığında bu uç, 2,6 V sabit gerilim kaynağı gibi davranmaktadır. Giriş akımı yükselerek 400 μA değerine ulaştığında bu uç bir sabit akım kaynağı gibi davranmaya başlar. Aynı zamanda 1Volt'luk bir gerilim karşılaştırıcısı bu uç fonksiyonun kullanılıp kullanılmadığını kontrol eder. Eğer bu uç MOSFET'in Source ucuna bağlanırsa aşırı ve düşük gerilim koruma özelliği devre dışı kalır.

Bu ucun 4 tane temel fonksiyonu vardır. Bunlar sırasıyla aşırı ve düşük gerilim algılama, bağıl iletim süresinin sınırlanması ve uzaktan açma-kapama'dır. Bu uç bir

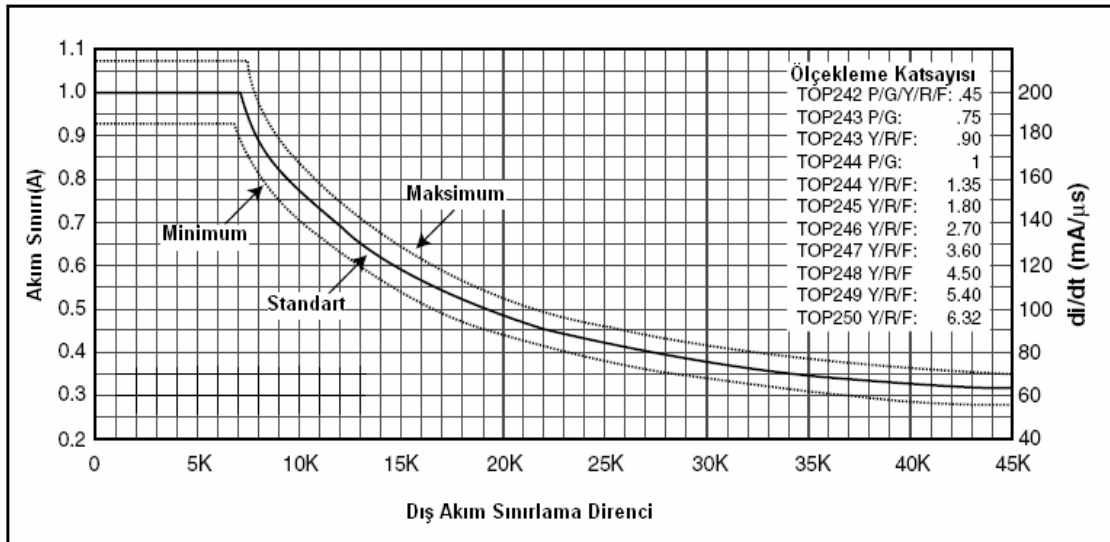
direnç ile giriş DC hattın pozitif ucuna bağlanır. Direnç üzerinden geçen akım $50 \mu A$ seviyesinin altında ise düşük hat gerilimi algılaması gerçekleşir ve MOSFET kapatılmaktadır. Eğer akım $225 \mu A$ üzerine çıkarsa da aşırı gerilim algılaması oluşur ve MOSFET yine kapatılmaktadır. Benzer şekilde bağlı iletim süresinin maksimum değeri $60 \mu A$ bölgesinde %78 e kadar çıkmakta, $225 \mu A$ bölgesinde ise %38 e kadar düşmektedir.

3.3.3 Akım Sınırlama Ucunun Fonksiyonu

Akım sınırlama ucundan dışarı yönde bir akım akmaktadır. Akım başladığında bu uç 1.3 Volt'luk bir sabit gerilim kaynağı gibi davranmaktadır. Uç akımı $240 \mu A$ seviyesine ulaştığında ise sabit akım kaynağı gibi davranır. ($240 \mu A$ üzerinde akım vermez)

Bu ucun 2 fonksiyonu vardır. MOSFET'in maksimum Drain akımını sınırlamak ve uzaktan açma-kapama yapmak. Bu MOSFET'in Source ucuna doğrudan bağlanırsa fonksiyonları devre dışı kalmaktadır.

Akım sınırlama özelliğini kullanmak için bu uç bir direnç ile source bacağına bağlanır. Direnç üzerinden akan akım değerine göre akım sınırlaması gerçekleşir.



Şekil 3.3 Dış akım sınırlama direncine göre akım değerleri (Power Integration, 2004)

4. TRANSFORMATÖR TASARIMI

Bu bölümde Flyback dönüştürücü transformatörü tasarım özellikleri açıklanmıştır. Manyetik nüve özellikleri, hava aralığı etkisi, nüve güç kaybı ve sarım özellikleri bu kısımda yer almaktadır. Colonel ve McLyman (2004) tarafından hazırlanan kitap kaynak olarak kullanılmıştır.

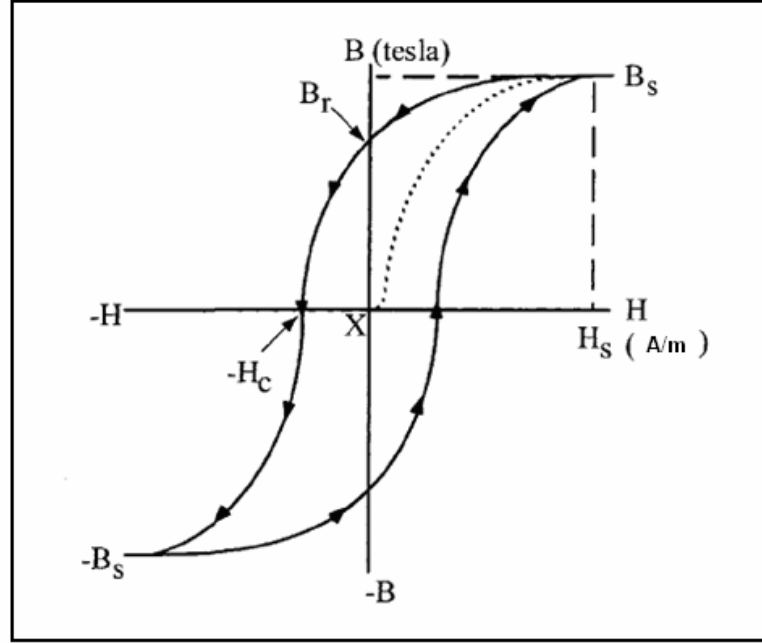
Manyetik devrede sargı içerisinde bir manyetik akı dolaşmaktadır. Akı'nın büyüklüğü manyetik devredeki sargıya uygulanan akım (I) ve sarım (N) sayısına bağlıdır. Uygulanan NI kuvveti manyetik motor kuvveti (MMF) oluşturmaktadır. Manyetik akı yoğunluğunun (B) manyetik alan şiddetine (H) oranına manyetik geçirgenlik (Permeability) denir ve μ ile gösterilir. Birimi Gauss/(A/m)'dir. ($B = \mu x H$)

4.1 Manyetik Nüve

Çoğu malzemenin manyetik akı iletimi zayıftır ve manyetik geçirgenliği düşüktür. Hava, kağıt ve bakır örnek verilebilir. Demir, nikel ve kobalt gibi malzemeler yüksek manyetik geçirgenliğe sahiptir. Manyetik malzemelerde en önemli nokta uygulanan manyetik alan şiddetine göre oluşturulacak maksimum akı yoğunluğu değeridir.

Manyetik malzemenin BH karakteristiği ile manyetik geçirgenliği ve maksimum akı yoğunluğu analiz edilebilmektedir. Şekil 4.1'de normal bir manyetik malzemenin BH karakteristiği verilmiştir. Eğri incelendiğinde X noktası başlangıç noktasıdır. H artırıldığında yani nüve uyarıldığında eğri boyunca B de artmaktadır. B_s Nüvenin saturasyon akı değerini göstermektedir. Bu noktadan sonra H uyarımı devam etse bile B değeri aynı kalmaktadır. Uyarım kesildiğinde B değeri B_r değerine düşmektedir. Uyarım kesildiği halde nüve üzerinde bir manyetik akı kalmaktadır. Bu akıya artık akı ve B_r ye de artık akı yoğunluğu denir. İkinci aralıkta negatif H değeri için H ters dönmüştür. B_r değerini sıfıra indirecek yani artık manyetik akı yoğunluğunu sıfırlayacak H değerine artık mıknatıslanma giderici H_c denir. Ters yönde maksimum B değeri B_{rs} dir. Kesikli çizgi ile gösterilen eğri demagnetize durumdaki nüvenin BH değişimini göstermektedir. Uygulamada ise bu durum farklıdır. Çünkü uyarım

başladığında nüve demagnetize durumda olmayacaktır. Bu nedenle nüvede saturasyon problemi oluşabilir.



Şekil 4.1 Nüve BH döngüsü (Colonel ve McLyman, 2004)

Manyetik malzemelerde geçirgenlik malzemenin ne kadar manyetik akı ileteceğini göstermektedir. Geçirgenliğin büyüklüğü, manyetik malzemeye uygulanan indüklemeye akımına karşı ne kadar magnetize olacağını ifade etmektedir. Mutlak manyetik geçirgenlik $\mu_0 = 1 \text{ Gauss/(A/m)}$ veya $\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ Henry/metre}$ 'dir.

Manyetik malzemelerde iki manyetik kuvvet vardır. Bunlar manyetik motor kuvveti (MMF) ve Manyetik kuvvet (H)'dir. Manyetik motor kuvveti manyetik kuvvet ile karıştırmamalıdır. MMF kuvvet, H ise birim uzunluğa düşen kuvvettir.

$$MMF = 0.4\pi NI \quad (4.1)$$

$$H = \frac{MMF}{l} \text{ (A/m)} \quad (4.2)$$

l : Manyetik uzunluk.

Manyetik malzemede manyetik motor kuvvetinin akı oluşturması manyetik direnç olarak adlandırılan relüktans değerine bağlıdır. Relüktans değeri manyetik malzemenin özelliklerine ve boyutuna bağlı olarak değişmektedir. Manyetik akı iletimi düşük malzemelerde relüktans değeri yüksektir. Relüktans büyüdükçe yeterli manyetik alanı oluşturmak için manyetik motor kuvveti de artmaktadır.

4.2 Hava Aralığı

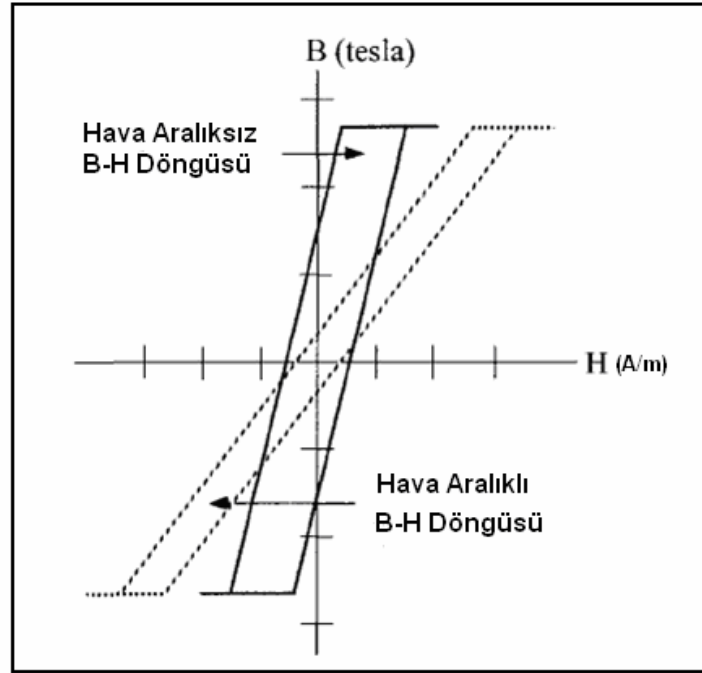
Yüksek manyetik geçirgenliğe sahip malzemelere hava aralığı eklendiğinde, havanın manyetik geçirgenliğinin düşük olması nedeniyle toplam relüktans değeri artacaktır.

Hava aralığının kullanılmasındaki amaç relüktans değerini kontrol etmektir. Bununla birlikte uygulanan manyetik motor kuvvetin oluşturacağı manyetik akı büyüklüğü de kontrol edilmiş olacaktır.

$$R_g = \frac{l_g}{\mu_0 A_e}, \text{ (hava aralığı relüktans değeri)} \quad (4.3)$$

Hava aralığının relüktans değeri manyetik nüvenin relüktans değerinden büyüktür. Çünkü manyetik nüvenin manyetik geçirgenliği havaya göre çok büyüktür.

Nüve malzemelerinin BH karakteristikleri nüve kataloglarında verilmektedir. Nüvede hava aralığı oluşturulduğunda nüvenin BH karakteristiği şekildeki gibi değişmektedir.



Şekil 4.2 Hava aralıklı nüvenin BH eğrisi (Colonel ve McLyman, 2004)

4.3 Manyetik Malzemeler ve Karakteristikleri

Manyetik devre tasarımında, manyetik malzemelerin özellikleri önemli rol oynamaktadır. Tasarımda başlıca unsurlar; fiyat, büyüklük ve performanstır. Manyetik devre uygulamaları ses frekanslarından Mega Hertz frekanslarına kadar geniş bir alana sahiptir. Tasarımda amaç, maksimum performansta minimum parazitik kayıplara sahip bir tasarım yapabilmektir. Kaçak endüktans ve kapasiteler performansı olumsuz etkilemektedir. Günümüzde başlıca kullanılan manyetik malzemeler:

- Silikon Çelik
- Nikel-Demir (permalloy)
- Kobalt-Demir (permendur)
- Amorf Metalik Alaşım
- Ferit

Uygulamaya göre malzeme tipi seçilecektir. Malzeme seçiminde; saturasyon akı yoğunluğu B_s , manyetik geçirgenlik μ , nüve kayıpları, artık manyetik akı yoğunluğu B_r ve demagnetize manyetik alan şiddeti H_c dikkate alınmalıdır.

4.4 Saturasyon

Yüksek manyetik alan kuvveti uygulanmış bir nüvede belirli bir B değerinden sonra H artmaya devam etse bile B değişmeyecektir. Bu nokta saturasyon noktasıdır. Bu noktadaki B, saturasyon manyetik akı yoğunluğu (B_s), H_s ise saturasyon manyetik alan şiddetidir.

4.5 Nüve Kayıpları

Manyetik Ferit nüve üzerinde oluşan manyetik akı ve histerisiz döngüsü nedeniyle kayıplar oluşmaktadır. Bu kayıplar sırasıyla;

1. Histerisiz kaybı: Manyetik malzemenin döngü çevriminden oluşan kayıptır. Demagnetize kayıplarını içerir.
2. Eddy Akım Kaybı: Manyetik akı nüve içerisinden geçerken nüve içinde bir elektrik akımı indüklenmektedir. Bu akıma Eddy akımı denir ve nüvenin ısınmasına neden olur. Nüvenin elektriksel direnci yüksek olursa bu akım değerleri azalacaktır. Bu nedenle düşük kayıplı malzemelerin elektriksel direnci yüksektir.

Tasarımda nüve kayıpları önemli bir faktördür. Nüve kayıpları doğru malzeme ve nüve kalınlığı seçilerek kontrol edilmektedir. Doğru malzeme seçimi ve uygun limitler içerisinde çalışma, nüvenin aşırı ısınmasını engelleyerek sargılarının zarar görmesini önler.

4.6 Nüve Güç Kaybı Hesabı

Manyetik devre tasarımında, kullanılan malzemelerin AC ve DC karakteristikleri tasarım açısından önemlidir. B-H histerisiz döngüsü, manyetik malzeme hakkında önemli bilgi vermektedir. Manyetik malzemenin AC karakteristiği saturasyon akı yoğunluğu ve nüve kayıpları açısından önemlidir. AC nüve kaybı kullanılan malzemeye, nüve kalınlığına, manyetik akı yoğunluğuna B_{ac} , frekansa (f) ve sıcaklığa bağlıdır.

Üretici firmalar kataloglarında nüve kayıplarını,

- Watt/pound
- Watt/kg
- mWatt/gr
- mWatt/ cm^3

olarak vermektedir. Nüve güç kaybı için,

$$P_{nüve\text{ kayıp}} = 3.397 f^{1.979} B_{ac}^{2.628} \text{ (mWatt/ } cm^3 \text{)} \quad (4.4)$$

eşitliği kullanılmıştır.

$$f : kHz , B_{ac} : Tesla$$

4.7 Yumuşak Ferit Malzemeler

Günümüze kadar elektrik endüstrisi için demir ve demir alaşımlarından oluşmuş manyetik malzemeler çok önemliydi. Fakat yüksek frekans uygulamalarına geçildikten sonra klasik Eddy akım kayıplarını azaltma teknikleri (katmanlı malzeme yapısı ve demir tozlu nüve kullanımı) verim ve maliyet açısından faydalı olamadılar.

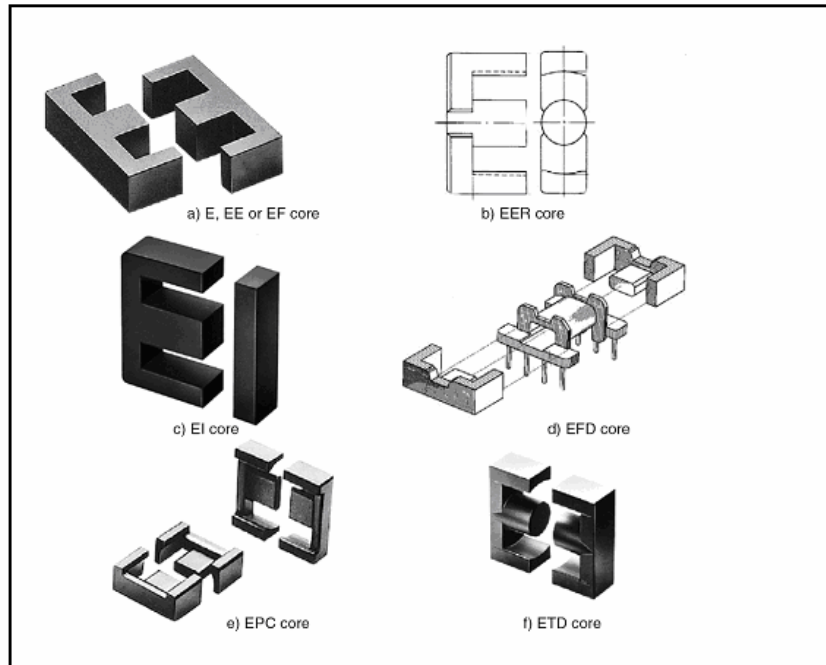
Yapılan çalışmalar sonucunda seramik homojen malzeme, demir oksit ile birleştirilerek yumuşak ferit malzeme oluşturulmuştur. Ferit malzemenin özelliği, yapısındaki yüksek elektriksel direnci olan seramik malzeme ve manyetik özelliği olan demir ile yüksek frekans uygulamalarında en iyi sonucu vermektedir.

Ferit malzeme Manganez-Çinko ve Nikel-Çinko olarak iki gruba ayrılmaktadır. Manganez-Çinko ferit yüksek manyetik geçirgenliğe sahiptir. Nikel-Çinko ferit ise yüksek elektriksel dirence sahiptir.

Manganez-Çinko feritler 2 MHz'e kadar olan uygulamalarda, Nikel-Çinko feritler ise 100–200 MHz kadar olan uygulamalarda kullanılabilir.

4.8 Ferit Manyetik Nüve Çeşitleri

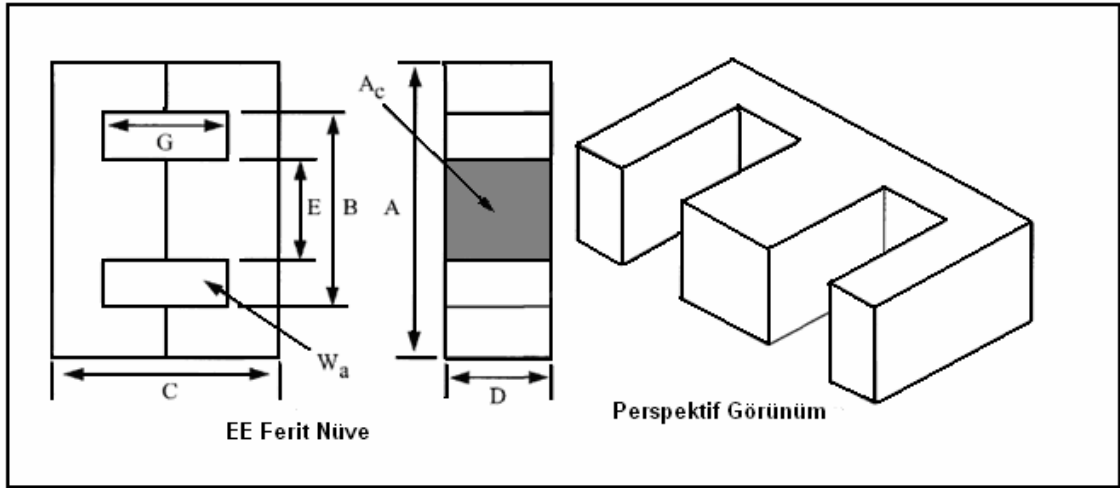
Flyback güç kaynağı tasarımında nüve seçiminde nüve boyutu önemli bir sınırlamadır. EFD ve EPC nüveler düşük profil gerektiren uygulamalarda kullanılmaktadır. E,EE, EF tipi nüveler hem dikey hem de yatay olarak kullanılabilir. Dikey nüveler daha az yer kapladığı için yaygın olarak kullanılmaktadır. ETD ve EER nüveler ise geniş bir alanı kaplamalarına rağmen daha fazla sargı alanı nedeniyle yüksek güçlü uygulamalarda tercih edilmektedir.



Şekil 4.3 Flyback dönüştürücülerde kullanılan nüve tipleri

4.8.1 EE Nüve

EE nüveler uygun maliyeti, bobin sarım ve montaj kolaylığı sağlamaktadır. EE nüvelerde çoklu sargı sarabilme özelliği vardır. EE nüvelerde kendinden ekranlama (shielding) yoktur. EMI kayıpları fazladır. Yapısı sayesinde üzerinde ısı dağıtımı iyidir. EE nüveler etkin kesit alanlarına göre farklı kalınlıklarda üretilmektedir.



Şekil 4.4 EE Nüve fiziksel özellikleri

Çizelge 4.1 Ferit nüvelerin fiziksel tiplerine göre karşılaştırılması

Özellik	EP	PQ	EE	EC, ETD, ER
Nüve Fiyatı	Orta	Yüksek	Düşük	Orta
Bobin Fiyatı	Yüksek	Yüksek	Düşük	Orta
Sargı Fiyatı	Düşük	Düşük	Düşük	Düşük
Sarım Kolaylığı	İyi	İyi	Çok İyi	Çok İyi
Montaj	Basit	Basit	Basit	Orta
Isı Dağıtımı	Zayıf	İyi	Çok İyi	İyi
Ekranlama	Çok İyi	Çok İyi	Zayıf	Zayıf

4.9 Transformatörü Oluşturan Kısımlar ve Kullanılan Malzemeler

Yukarıdaki kısımlarda, transformatör nüve özellikleri ve çeşitleri detaylı olarak anlatılmıştı. Bu kısımda ise sırasıyla transformatör bobini, yalıtım, tel çeşitleri, kaplama, vernik, elektrostatik koruma (shielding) ve sarım teknikleri yer almaktadır.

4.9.1 Bobin

Transformatör bobini güvenlik standartlarına uygun şekilde seçilmelidir. Primer sargı çıkış uçları ile sekonder ve bias sargı çıkış uçları arasındaki mesafe güvenlik standartlarına uygun olmalıdır. Bazı bobin tiplerinde güvenlik için ekstra izolasyon gerekebilmektedir. Bobin yapımında kullanılan malzeme seçiminde Fenol reçine gibi ısıya karşı dayanımlı malzeme kullanılmalıdır. Lehim yapılırken bobin ısıdan zarar görmemelidir. Polibütülen (PBT), Polietilen (PET) ve Polietilen sülfür bobin malzemesi olarak seçilebilir. Naylon malzeme kullanılmamalıdır. Eğer naylon malzeme kullanılacaksa $130^{\circ}C$ dayanabilecek şekilde güçlendirilmiş malzeme kullanılmalıdır.

4.9.2 İzolasyon Malzemesi

Polyester malzeme izolasyon için yaygın olarak kullanılmaktadır. Genellikle bant şeklinde üretilmektedir. Yapışkan tipli olanları transformatörlerde yaygın olarak kullanılmaktadır.

4.9.3 Bobin Teli

Standart bobin teli 3 farklı malzemedan üretilmektedir. Çizelge 4.2 de malzemeler ve özellikleri yer almaktadır. En yaygın olanı bakır teldir. Alüminyum tel aynı kalınlıktaki bakıra göre 1/3 ağırlıkta ve aynı iletkenliğe göre 1/2 ağırlıktadır. Alüminyum teli sonlandırma zordur. Gümüş tel en iyi iletkenliğe sahiptir. Tel kaplaması olarak Naylon/Polietan kaplama kullanılmaktadır. Bu kaplama erimiş lehim ile birleştiğinde

kaplama eriyip kaybolmaktadır. Sıradan emaye veya polimit kullanılmamalıdır. Bu tip malzemelerde izolasyonu kaldırmak için mekanik ya da kimyasal ayırıcı gerekmektedir.

Çizelge 4.2 Bobin tel çeşitleri ve özellikleri

Tel Özellikleri						
Malzeme	Sembol	Yoğunluk gram/ cm^3	Direnç $\mu\Omega / cm$	Ağırlık Faktörü	Direnç Faktörü	Sıcaklık Katsayısı
Bakır	Cu	8.89	1.72	1	1	0.00393
Gümüş	Ag	10.49	1.59	1.18	0.95	0.00380
Alüminyum	Al	2.703	2.83	0.3	1.64	0.00410

Bobin telinin kalınlığı akım taşıma kapasitesine göre belirlenmektedir. Yüksek frekanslı uygulamalarda tel kalınlığının seçiminde yüzey etkisi (skin effect) göz önüne alınmalıdır. Bobin telinin alternatif akım direncinin doğru akım direncine oranı 1 den büyük olabilmektedir. Yüksek frekansta iletkenlik, manyetik geçirgenlik ve endüktans için yüzey etkisi tasarımda dikkate alınmalıdır. “Deri Kalınlığı” telin yüzeyindeki akım taşıma kapasitesinin %37 sine düştüğü uzunluk olarak ifade edilmektedir.

$$E = \left(\frac{6.62}{\sqrt{F}} \right) K \quad (\text{cm}) \quad (4.5)$$

E: Deri kalınlığı, K:Direnç faktörü, F: Frekans

Bakır tel için 100 kHz,

$$E = \left(\frac{6.62}{\sqrt{100 \times 10^3}} \right) 1 = E = 0,0209 \text{ cm} \quad (4.6)$$

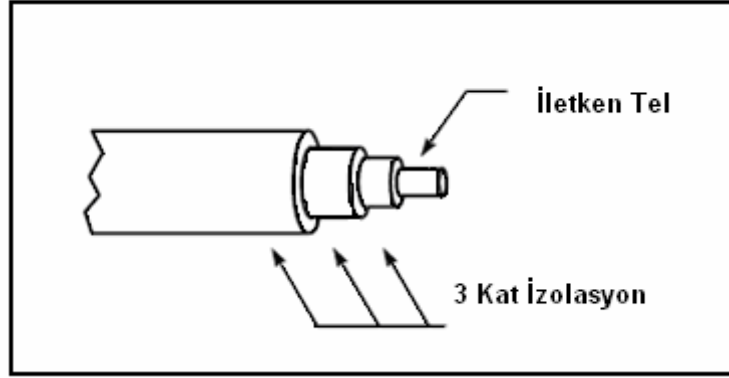
$$\text{Tel çapı } D = 2 \times E = 2 \times 0.0209 = D = 0,0418 \text{ cm} \quad (4.7)$$

Tel alanı,

$$A_w = \frac{\pi D^2}{4} = A_w = 0.00137 \text{ cm}^2 \Rightarrow 26 \text{ AWG} \quad (4.8)$$

4.9.4 Üç Kat İzolasyonlu Bobin Teli

Üç kat yalıtkan kaplı tel, transformatörün sargı alanını küçültmek ve bunu yaparken de izolasyon sağlamak için kullanılır. Bu telin iç kısmında iletken malzeme ve iletken malzeme üzerinde 3 kat izole kaplama vardır.



Şekil 4.5 Üç kat izolasyonlu tel

4.9.5 Rakor Kaplama

Güvenlik boşluğu bırakılarak sarılan transformatörlerde sargının bitiş noktası ile bobin ucuna kadar olan tel parçası rakor kaplama ile kaplanmalıdır. Güvenlik standartlarına göre en az 0,4 mm kalınlıkta ve ısıya dayanıklı rakor malzeme kullanılmalıdır.

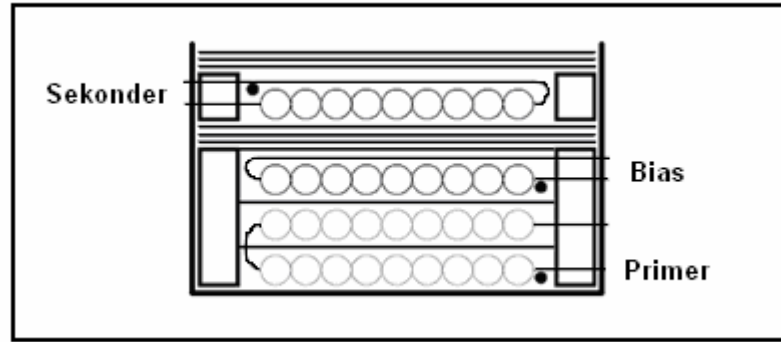
4.9.6 Vernik

Sarımı tamamlanan transformatör vernik ile kaplanmaktadır. Vernik, sargılarda ısı transferini ve transformatör gerilim izolasyonunu arttırmaktadır. Ayrıca vernik, sargı ve nüveyi bir arada tuttuğundan transformatörün yaydığı gürültü seviyesini azaltmaktadır.

4.10 Transformatör Sarım Teknikleri

4.10.1 C Sargı Tipi

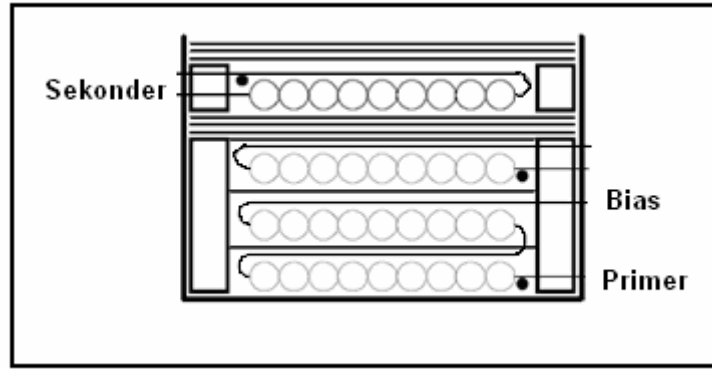
Şekil 4.6’da görülen model en yaygın sarım modelidir. Primer sargı iki kat sarılır. C sargı kolay sarılabilen ve maliyeti düşük olan bir sarım tipidir. Fakat primer sargı kapasitesi yüksektir. Sarıma bobinin bir ucundan başlanır, bobin boyunca her iki yönde sargı sarılır ve sargı bobin bağlantı uçlarında sonlandırılır. Bias ve sekonder sargılarda aynı yöntem kullanılarak sarılır. Sargı aralarında izolasyon bant kullanımına ve güvenlik boşluklarına dikkat edilmelidir.



Şekil 4.6 C tipi sargı modeli (Power Integration, 1994)

4.10.2 Z Sargı Tipi

Şekil 4.7’de görülen Z sargı da iki kat primer sargı vardır ve sarım tekniği C tipine göre daha karmaşık olup, sargı kapasitesi daha düşüktür.



Şekil 4.7 Z tipi sargı modeli (Power Integration, 1994)

4.10.3 Sargı Sırası

Primer sargı en iç kısma sarılmalıdır. Böylece tur başına düşen sargı uzunluğu minimum olur ve primer sargı kapasitesi azalır. EMI/RFI yayılımını azaltmak için primer ve sekonder arasına ekranlama (shielding) yapılması gerekmektedir. Bu amaçla primer ve sekonder arasına Akı (Flux) bandı sarılmalıdır. Bu teknik ile primer ile sekonder arasında kapasitif etki azalarak, “common mode” gürültü zayıflamaktadır. Akı bandının çıkış ucu primer sargının yüksek gerilim giriş ucu veya DC baranın (-) ucuna bağlanmalıdır. Buna ek olarak primer sargının başlangıç noktasının MOSFET in Drain ucuna bağlanması EMI gürültüsünü azaltmaktadır.

Bias ve sekonder sargı sırası regülasyonun hangi sargıdan yapılacağına göre değişir. Sekondere göre yapıldığı durumda sekonder sargısı en dışa sarılmalıdır. Bias sargı en dışa sarılması durumunda primer ile olan kapasite artacak, sekonder ile olan kapasite azalacaktır. Kaçak endüktansın oluşturduğu ani gerilim darbelerinin bias sargı kapasitesini ani şarj etkisi zayıflayacaktır.

4.10.4 Çoklu Çıkış İçin Sargı Sırası

Çoklu çıkış sargılı transformatörlerde, en yüksek gücü almak için sekonder sargı primere yakın sarılmalıdır. Böylece kaçak endüktans azalmakta ve en iyi kublaj sağlanmaktadır. Sekonder sargı tüm sarılabilir alanı kullanarak maksimum güç

transferini sağlar. Tek tel yerine, daha ince çok telli çıkışlar olarak yüksek frekansta akım taşıma kapasitesi arttırılabilir. Sargılar üst üste sarılarak, çıkış yükünün dengeli dağılımı sağlanır. Bununla birlikte çıkış sarım sayısı ve çıkışlar için bobin bağlantı uç sayısı azalmaktadır.

Bir diğer uygulamada ise primer sargının bir kısmı en içe diğer kısmı da en dışa sarılarak kapasitif etki azaltılır. Fakat bu teknikte primer sargısını sonlandırmak için fazladan bir bobin bağlantı ucu gerekmektedir.

4.11 Transformatör Nüve Boyutunun Seçimi

Transformatörün aktarabileceği güç miktarı kesit alanı (A_e) ile sargı alanına (A_w) bağlıdır. Nüve Alanı olarak tanımlanan A_p ,

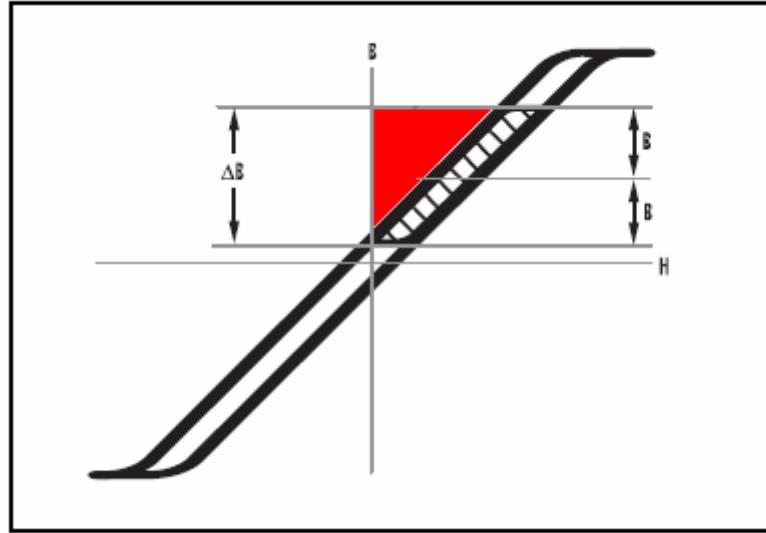
$$A_p = A_e A_w \quad (4.9)$$

olarak ifade edilmektedir.

Transformatör tasarımında dikkat edilecek noktaların başında nüve kayıpları gelmektedir. Nüve kayıpları manyetik akı yoğunluğu (B) ve frekansa (F_s) bağlı olarak değişmektedir. Frekans artarken manyetik akı yoğunluğunu düşürmek nüve kayıplarını azaltır. Transformatör nüve güç kaybı nüve hacmi üzerinden hesaplanmaktadır. Nüve üreticileri ürün kataloglarında manyetik akı yoğunluğuna göre mW/cm^3 cinsinden nüve güç kayıplarını vermektedir.

Örneğin, anahtarlama frekansı 250kHz ve manyetik akı yoğunluğu 2000 Gauss olan “Magnetics” firmasının ürettiği R tipi nüve için $100^\circ C$ de nüve güç kaybı $400 mW/cm^3$ olmaktadır. Eğer frekans iki katına çıkarılır ve manyetik akı yoğunluğu 1000 Gauss alınırsa nüve güç kaybı $300 mW/cm^3$ a düşecektir. Ferit nüveler için nüve güç kaybı, 50 ile $200 mW/cm^3$ arasında kalacak şekilde tasarlanmalıdır.

Kullanılan devre topolojisi transformatör boyutunu etkilemektedir. Push-Pull gibi her iki yönde de magnetize olan transformatörlü topolojilerde güç verimi yüksek ve çıkıştaki dalgalanma düşüktür. Fakat her iki yönde manyetik alan geçişi nedeniyle histerisiz kayıpları ve maliyet yüksektir. Dolayısıyla transformatör daha fazla ısınmaktadır. Dikkat edilmesi gereken bir diğer noktada da transformatör her iki yönde de eşit mıknatıslanmalıdır. Aksi takdirde doyum durumu oluşabilir. İleri beslemeli dönüştürücü topolojisi düşük maliyetli, çıkıştaki dalgalanma düşük ve transformatör güç verimi orta seviyededir. Flyback dönüştürücü topolojisi ise basit yapılı ve düşük maliyetlidir. Transformatör güç verimi de düşüktür. Bu nedenle daha az güçler için daha büyük transformatör kullanılmalıdır.



Şekil 4.8 Flyback dönüştürücüde güç alanı (Magnetics, 2006)

Şekil 4.8’de boyalı alan transformatörün çıkışa aktarmak için üzerinde biriktirdiği güç alanı görülmektedir. Taralı alanda ise nüve manyetik geçirgenciliğinin histerisiz güç kaybı görülmektedir. Bu kayıp transformatör üzerinde harcanmakta ve transformatörün ısınmasına neden olmaktadır.

Flyback dönüştürücü tek yönlü olarak transformatörü uyarmaktadır. Manyetik akı B_R (Artık manyetik akı yoğunluğu) noktasından doyma noktasına doğru artmaktadır. Uyarım kesildiğinde manyetik akı yoğunluğu tekrar B_R değerine düşmektedir. Flyback

dönüştürücü özelliği nedeniyle diğer topolojilerden farklı olarak enerji aktarımını, üzerinde depolayarak yapmaktadır. Bu nedenle nüve doyuma ulaşmadan çıkış için gerekli enerji üzerinde depolanması gerekir. Bunu gerçekleştirebilmesi için transformatöre hava aralığı eklenmesi ya da manyetik geçirgenliği çok düşük olan manyetik malzeme (Kool-mu, Permalloy powder vb.) kullanılmalıdır.

Hava aralığı yeterli miktarda bırakıldığında B_R manyetik akı yoğunluğu azalmaktadır. Hava aralıklı ferit nüve için maksimum manyetik akı yoğunluğu B_M 3000–3500 Gauss a kadar çıkabilmektedir. Manyetik akı yoğunluğundaki değişim $B = \pm \frac{B_m}{2}$ 'dir. Çalışma frekans değerine bağlı olarak B_M değeri düşürülmelidir.

Gerekli çıkış gücü transformatör nüve alanı $A_p (cm^4)$ hesabı için Pressman (1998) tarafından sunulan aşağıdaki formül kullanılmıştır.

$$A_p = A_e A_w = \frac{P_o D_{cma}}{K_t B F_s} \quad (4.10)$$

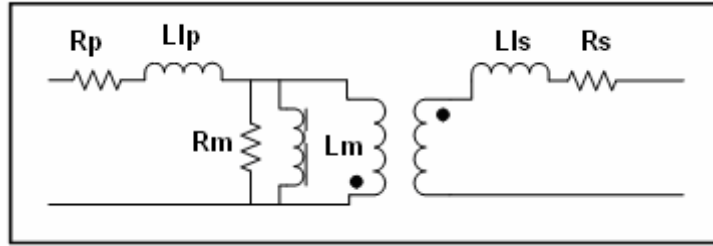
Yukarıdaki formülde P_o (Watt) çıkış için gerekli güç, B (Gauss) manyetik akı yoğunlu, F_s (Hz) anahtarlama frekansı, K_t topoloji sabiti olup flyback dönüştürücü için bu değer 0,00025 alınmalıdır. D_{cma} Sargı için kullanılacak tel için minimum akım taşıma yoğunluğunu göstermektedir. Bu değer $3A/mm^2$ ($\cong 500$ CMA) olarak alınır.

Uygulanan bu tez çalışmasında,

$P_o=280$ Watt, $D_{cma}=500$, $K_t=0,00025$, $F_s=132$ kHz, $B_M=3000$ Gauss ve $B=1500$ Gauss alınmıştır. Bu değerler için A_p değeri $2.82 cm^4$ elde edilmiştir. Tasarım için E tipi E42/21/15 (EE42/42/15) nüve kullanılmıştır. Nüve A_p değeri $3.15 cm^4$ dür.

5. BASTIRMA HÜCRE TASARIMI

Flyback dönüştürücülerde güç anahtarı ve çıkış diyotunda ani akım ve gerilim yükselmeleri önemli problemler oluşturmaktadır. Bu problemlere transformatörün kaçak endüktans ve kapasiteleri neden olmaktadır. Bastırma hücreleri, bu kaçakların neden olduğu akım ve gerilim yükselmelerini kontrol ederek, güç anahtarının daha güvenli çalışmasını sağlamaktadır. Bu kısımda bastırma hücresi tasarım açıklanmıştır.



Şekil 5.1 Transformatör eşdeğer modeli

R_p : Primer sargı direnci,

L_{lp} : Primer Kaçak Edüktansı,

R_m : Transformatör Nüve kayıp direnci,

L_m : Mıknatıslanma Endüktansı,

L_{ls} : Sekonder kaçak endüktansı,

R_s : Sekonder sargı direnci

Bastırma hücreleri pasif ya da aktif hücrelerden oluşabilmektedir. Pasif bastırma hücresi direnç, kondansatör, bobin ve diyottan oluşmaktadır. Bastırma hücresinde enerji direnç üzerinde harcanmaktadır.

5.1 Primer Kaçak Endüktansı ve Güç Anahtarı

Primer kaçak endüktansı L_{LP} , flyback dönüştürücüde primerden sekondere güç aktarımında bir katkısı yoktur ve dönüştürücünün verimini olumsuz etkilemektedir. Güç anahtarı iletim durumunda iken, primer akımı kaçak endüktans üzerinde de enerji

biriktirmektedir. Güç anahtarı kesime girdiğinde kaçak endüktans akımı güç anahtarının çıkış kapasitesini hızlı bir şekilde doldurarak, yüksek gerilim darbesi oluşturmaktadır.

$$V_{MAX} = I_p \sqrt{L_{LP} / (C_p + C_{OSS})} + V_{IN} \quad (5.1)$$

C_p : Primer sargı kapasitesi

5.2 Sekonder Kaçak Endüktansı ve Çıkış Diyotu

Transformatör sekonder kaçak endüktansı ile çıkış doğrultucu diyotunun kapasitesi arasında diyot ters akımı akarken bir rezonans oluşmaktadır. Bu rezonans hem iletim (conducted) hem de yayılım (radiated) gürültüsü oluşturmaktadır.

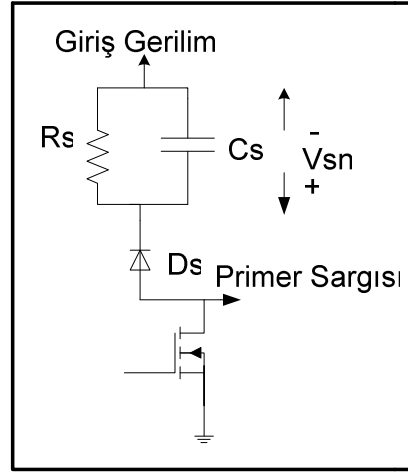
Salınım sonucunda oluşan gerilim seviyesi diyotun ters dayanım geriliminin maksimum değerini aşarsa diyot zarar görür.

$$V_{MAXS} = I_R \sqrt{L_{LS} / C_D} + V_{IN} \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \quad (5.2)$$

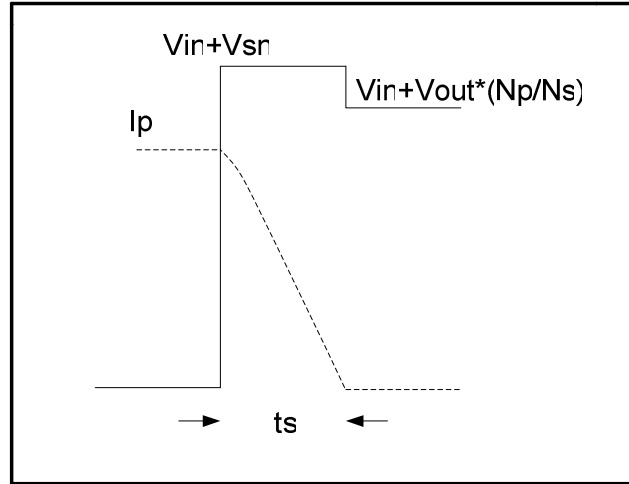
C_D : Diyot Kapasitesi I_R : Diyot ters akımı

5.3 RCD Gerilim Bastırma Hücresi

RCD bastırma hücresi güç anahtarı kesime girerken üzerinde oluşan ani gerilim yükselmesini kesmek için kullanılmaktadır. Paralel RC devresi giriş gerilimine bağlanmalıdır. Cs ve Rs değerleri kaçak endüktansta biriken enerji bağıntısından hesaplanabilir.



Şekil 5.2 RCD Gerilim bastırma hücresi



Şekil 5.3 Güç anahtarı kesime girme akım gerilim dalga biçimi

ts: bastırma hücresi iletim süresi

Şekil 5.3 'deki akım değişimi $I_p(t) = I_p(1 - \frac{t}{ts})$, Bastırma hücresi gerilimi V_{sn} , C_s ucundaki enerji değişimi yazılırsa,

$$W_{sn} = \int_0^{ts} V_{sn} I_p \left(1 - \frac{t}{ts}\right) dt \quad (5.3)$$

$$W_{sn} = V_{sn} I_p \frac{ts}{2} \quad (5.4)$$

elde edilir. Güç ifadesi,

$$P_{sn} = V_{sn} I_p \frac{ts}{2} f_s \quad (5.5)$$

$$P_{sn} = \frac{V_{sn}^2}{R_s} \quad (5.6)$$

Kaçak endüktans üzerindeki gerilim değişimi,

$$V_L = L \frac{dI}{dt} \Rightarrow (V_{sn} - V_{OR}) = L_{LP} \frac{\Delta I}{\Delta t} \Rightarrow ts = \frac{L_{LP} I_p}{V_{sn} - V_{OR}} \quad (5.7)$$

elde edilir.

ts değeri (5.5)'deki güç eşitliğinde yerine yazılırsa,

$$R_s = \frac{2V_{sn}(V_{sn} - V_{OR})}{I_p^2 L_{LP} f_s} \quad (5.8)$$

elde edilir.

V_{sn} gerilimindeki dalgalanma değeri %5-%10 arasında seçilmelidir. Buna göre C_s değeri aşağıdaki bağıntı ile elde edilir.

$$C_{sn} = \frac{V_{sn}}{\Delta V_{sn} R_s f_s} \quad (5.9)$$

Csn kapasitesi yüksek frekanslı akımları tutabilmesi için düşük ESR ve endüktanslı olmalıdır. RC zaman sabiti anahtarlama periyodundan çok büyük seçilmelidir. Seri diyot seçilirken tepe akımlarına dayanabilecek ve hızlı ilettime girebilen bir diyot olmalıdır.

RC bastırma hücresi yerine gerilim tepe değerini sınırlamak ve güç kaybını azaltmak için zener diyotta kullanılabilir. Zener diyotlar çok hızlı olmadığından yüksek frekanslı tepe akımlarını kesememektedir. Bu nedenle zener diyot ve RC hücre beraber kullanılmalıdır. Deneysel sonuçlara göre zener gerilimi sekonderden yansıyan gerilimin 1,5 katı seçilmelidir.

Uygulama devresinde $V_{sn}=200$ V ve $\Delta V_{sn}=\%5$ alınmıştır. Primer kaçak endüktansı $L_{LP}=5 \mu$ H ölçülmüştür. Bu veriler doğrultusunda,

$$R_s = \frac{2 \times 200(200 - 135)}{5.38^2 \times 5 \times 10^{-6} \times 132 \times 10^3} = 1361 \Omega \text{ (29 Watt)} \quad (5.10)$$

$$C_{sn} = \frac{200}{10 \times 1361 \times 132 \times 10^3} = 111 \text{ nF} \quad (5.11)$$

elde edilir.

Yukarıdaki elde edilen değerler uygulama devresi için maliyet ve kullanılabilirlik açısından uygun değildir. Bu nedenle bastırma hücresine 200 V bir zener diyot eklenmiş ve RC hücresi için deneysel sonuçlara göre 100k direnç ve 2.2nF kondansatör kullanılmıştır.

6. GÜÇ KAYIPLARININ HESAPLANMASI

Anahtarlama güç kaynaklarının tasarımında güç kayıpları dikkat edilmesi gereken bir problemdir. Yüksek frekanstan dolayı kayıplar güç kaynağının çalışmasını önemli ölçüde etkilemektedir. Güç elemanlarının seçiminde bu kayıplar göz önüne alınmalıdır. MOSFET'in anahtarlama kaybı, çıkış diyotlarının ters toparlanma kaybı ve transformatörün histerisiz kayıpları hesaplanmalıdır.

6.1 MOSFET Güç Kaybı Hesabı

MOSFET'in güç kaybı hem iletim hem de anahtarlama oluşmaktadır.

$$P_{kayıp} = P_{iletim} + P_{anahtarlama} \quad (6.1)$$

$$P_{iletim} = I_{RMS}^2 R_{DS(ON)} D \quad (6.2)$$

$$P_{anahtarlama} = \frac{(V_{MAX} I_{RMS} (T_{ON} + T_{OFF}) f_s) + (V_{MAX}^2 C_{OSS} x f_s)}{2} \quad (6.3)$$

$$R_{DS(ON)MAX} = R_{DS(ON)25^{\circ}C} [1 + 0.005(T_{MAX} - T_{ORTAM})] \quad (6.4)$$

$R_{DS(ON)}$: MOSFET iletim direnci (Ω), C_{OSS} : MOSFET çıkış kapasitesi, T_{ON} : MOSFET'in iletime girme gecikme süresi, T_{OFF} : MOSFET'in kesime girme gecikme süresi.

6.2 Çıkış Diyot Güç Kaybı

Diyot güç kaybı, iletim güç kaybı, anahtarlama kaybı ve ters toparlanma güç kaybından oluşmaktadır.

$$P_{kayıp} = P_{iletim} + P_{Ters} + P_{anahtarlama} \quad (6.5)$$

$$P_{iletim} = I_{SRMS} V_F (1 - D) \quad (6.6)$$

$$P_{ters} = I_r V_r D \quad (6.7)$$

$$P_{anahtarlama} = \frac{T_{rr} I_{rrm} V_r f_s}{2} \quad (6.8)$$

I_r : Diyot ters kaçak akımı, V_r : Diyot tutma gerilimi, T_{rr} : Diyot ters toparlanma süresi,
 I_{rrm} : Diyot ters toparlanma maksimum akımı

6.3 Çıkış Kondansatör Güç Kaybı

Çıkış kondansatörlerindeki güç kaybı, etkin seri direnci (ESR) üzerindeki güç kaybıdır. Kondansatör seçilirken ESR değeri dikkate alınarak seçim yapılmalıdır.

$$P_{ESR} = I_{ripple}^2 ESR \quad (6.9)$$

I_{ripple} : Flyback dönüştürücü çıkış dalgalanma akımı.

7. UYGULAMA DEVRE TASARIM HESAPLAMALARI

Bölüm 2’de hesaplanan flyback dönüştürücü tasarım formülleri kullanılarak, uygulama devresi tasarlanmıştır. Tasarım için alınan başlangıç değerleri ile gerekli hesaplamalar yapılmış ve uygulama devresi çalıştırılmıştır.

7.1 Tasarım İçin Gerekli Parametre Değerleri

Çıkış Gücü (P_o) =280 Watt,

Çıkış Gerilimi (V_o) =300V, 2x150 VDC çıkış seri bağlanarak 300V elde edilmiştir.

Çıkış Akımı (I_o) =0.93 A

Giriş Gerilim Aralığı:230VAC $\pm$ %15,

Doğrultulmuş Giriş Gerilim Aralığı: 375VDC-195VDC,

Başlangıç Olarak Kabul Edilen Verim (η) =0.75,

Anahtarlama Frekansı (F_s) =132 kHz, F_{SMIN} =124 kHz, F_{SMAX} =140 kHz

Primer Akım Dalgalanma Miktarı ($\frac{\Delta I_p}{I_p} = K_{RP}$) =0,4 (Sürekli Mod)

Giriş köprü doğrultucu iletim süresi (t_c) =3ms

Sekonder kaybın toplam kayba oranı (Z) =0,5

7.2 Giriş Geriliminin Minimum ve Maksimum Değerleri

Uygulamada giriş kondansatörü 220 μ F seçilmiştir. Giriş geriliminin minimum değeri,

(2.14) eşitliği kullanılarak,

$$V_{MIN} = \sqrt{2 \times 195^2 - \frac{2 \times 280 \left(\frac{1}{2 \times 50} - 3 \times 10^{-3} \right)}{0.75 \times 220 \times 10^{-6}}} \Rightarrow V_{MIN} = 228 \text{VDC} \text{ elde edilir.} \quad (7.1)$$

Giriş geriliminin maksimum değeri (2.15) eşitliğinde yerine konursa,

$$V_{MAX} = \sqrt{2} \times 265 \Rightarrow V_{MAX} = 375VDC \quad (7.2)$$

7.3 Çıkış Gerilimi ve Maksimum Bağlı İletim Süresi

MOSFET maksimum gerilimi=700V,

%10 güvenlik payı=70V,

V_{DS} Gerilimi 630 V u aşmamalıdır.

Bastırma hücresi maksimum gerilimi (V_{CLM}) =630–375=255V

Deneysel sonuçlar gereği V_{OR} gerimi V_{CLM} in %50 alınmalıdır.

Maksimum çıkış gücü alabilmek için yansıyan gerilim $V_{OR} \cong 135$ V alınmıştır. $V_D = 1V$

$V_{DS} = 10V$ alınmıştır.

(2.32) eşitliğinden,

$$135 = (150 + 1) \times \frac{N_P}{N_S} \Rightarrow \frac{N_P}{N_S} = 0.89 \quad (7.3)$$

elde edilir.(2.35) kullanılarak,

$$D_{MAX} = \frac{135}{(228 - 10) + 135} \Rightarrow 0.38 \quad (7.4)$$

elde edilir.

7.4 Primer Akımının Maksimum Değeri

(2.21) eşitliği kullanılarak,

$$I_P = \frac{280}{(1 - \frac{0.4}{2}) \times 0.38 \times 0.75 \times 228} \Rightarrow 5.38 A \quad (7.5)$$

(2.18) eşitliği ile primer akımının ortalama değeri,

$$I_{AVG} = \frac{280}{0.75 \times 228} \Rightarrow 1.64 A \quad (7.6)$$

7.5 Primer Akımının Efektif Değeri

(2.28) eşitliğinden

$$I_{RMS} = 5.38 \times \sqrt{0.38 \times \left[\frac{0.4^2}{3} - 0.4 + 1 \right]} \Rightarrow 2.68 A \quad (7.7)$$

elde edilir.

7.6 Primer Endüktans Değeri

(2.45) eşitliğinden,

$$L_p = \frac{280}{124 \times 10^3 \times 5.38^2 \times 0.4 \times (1 - \frac{0.4}{2})} \times \frac{0.75 + (1 - 0.75) \times 0.5}{0.75} \Rightarrow 285 \mu H \quad (7.8)$$

elde edilir.

7.7 Maksimum Akı Yoğunluğu ve Primer Sarım Sayısı

Uygulama devre tasarımında transformatör tasarımı Bölüm 4’de anlatılmıştır. Uygulamada kullanılan E42/21/15 nüvesine ait bilgiler ekler kısmında yer almaktadır.

$A_e = 1.78 \text{ cm}^2$ alınmıştır.

Nüve için maksimum manyetik akı yoğunluğu 2000 Gauss ile 3000 Gauss arasında alınmalıdır. Tasarım için $B_{MAX} = 2750$ Gauss alınmıştır. (2.68) eşitliği kullanılarak,

$$B_{MAX} = 100 \frac{L_P I_P}{N_P A_e} \Rightarrow N_P = 100 \frac{L_P I_P}{B_{MAX} A_e} \Rightarrow 100 \times \frac{285 \times 5.38}{2750 \times 1.78} \Rightarrow 31 \text{ sarım} \quad (7.9)$$

$$B_{AC} = \frac{B_M K_{RP}}{2} \Rightarrow B_{AC} = \frac{2750 \times 0.4}{2} = 550 \text{ Gauss} \quad (7.10)$$

7.8 Hava Aralığı Değeri

Hava aralıksız $A_L = 4700 \text{ nH} / N^2$ alınmıştır.

(2.61) eşitliğinden,

$$L_g = 4 \times \pi \times 10^{-7} \times 1.78 \times 10^{-4} \times \left(\frac{31^2}{285 \times 10^{-6}} - \frac{1}{4700 \times 10^{-9}} \right) \Rightarrow 0.75 \text{ mm} \quad (7.11)$$

7.9 Primer Sargısı Tel Çapı

Primer sargı akım taşıma yoğunluğu 300 CMA (6 A/mm^2) alınmıştır. (2.70) eşitliğinden,

$$300 = \frac{1.27 \times D I A^2 \times \frac{\pi}{4}}{2.68} \times \left(\frac{1000}{25.4} \right)^2 = 0.72 \text{ mm} \text{ (21 AWG)} \quad (7.12)$$

Hesaplanan tel çapı nüve bobinine (karkas) sığıp sığmayacağı kontrol edilmelidir. Sargılar arasında sarım boşlukları (M) bırakılmamıştır ve sargılar tek kat sarılmıştır.

$$OD = \frac{L(BW - 2M)}{N_p} \Rightarrow OD = \frac{1x(26.3 - 2x0)}{31} = 0.84mm \quad (7.13)$$

Hesaplanan tel çapı maksimum tel çapı değerinden küçük olduğu için karkasa sığmaktadır.

7.10 Sekonder Sarım Sayısı

Tasarımda 2 tane 150V çıkış tasarlanmıştır.

$$N_p = N_s \frac{V_{OR}}{(V_o + V_D)} \Rightarrow N_s = N_p \frac{(V_o + V_D)}{V_{OR}} \Rightarrow N_s = 31x \frac{(150+1)}{135} = 35 \text{ sarım} \quad (7.14)$$

(2.74) eşitliği kullanılarak birden fazla çıkış için sarım sayıları bulunur. Tasarımda her iki sargı çıkış gerilimi eşit olduğu için diğer çıkış sargı sayısı da 35 olacaktır.

Kontrol (Bias) sarım sayısı,

$$N_B = N_s \frac{(V_B + V_{BD})}{(V_o + V_D)} \Rightarrow N_B = 35x \frac{(15+1)}{(150+1)} = 4 \text{ sarım.} \quad (7.15)$$

7.11 Sekonder Maksimum ve RMS Akım Değerleri

$$I_{SP} = I_p \frac{N_p}{N_s} \Rightarrow I_{SP} = 5.38x \frac{31}{35} = 4.77 \text{ A} \quad (7.16)$$

olarak hesaplanmıştır. Bu akım her iki sargı çıkış toplam maksimum akımıdır. Her bir çıkış akımı maksimumu akımın yarısıdır.

$$I_{SP1} = I_{SP2} = 2.39 \text{ A} \quad (7.17)$$

(2.77) eşitliği kullanılarak,

$$I_{SRMS1} = 2.39 \times \sqrt{(1-0.38) \times \left[\frac{0.4^2}{3} - 0.4 + 1 \right]} = 1.52 \text{ A} \quad (7.18)$$

$$I_{SRMS2} = 2.39 \times \sqrt{(1-0.38) \times \left[\frac{0.4^2}{3} - 0.4 + 1 \right]} = 1.52 \text{ A} \quad (7.19)$$

elde edilir.

7.12 Sekonder Sargısı Tel Çapı

Primer sargı da olduğu gibi sekonder sargıda da akım yoğunluğu 300 CMA alınmıştır.

Her iki sekonder sargı çıkış akım değeri aynı olduğu için tel çapları da aynıdır.

(2.80) eşitliği kullanılarak,

$$DIA_s = \sqrt{\frac{4 \times 300 \times 1.52}{1.27\pi} \times \left(\frac{25.4}{1000} \right)^2} = 0.54 \text{ mm} \text{ (24AWG)} \quad (7.20)$$

Hesaplanan tel çapı nüve bobinine (karkas) sığıp sığmayacağı sekonder sargılar içinde kontrol edilmelidir.

$$OD_s = \frac{BW - (2M)}{N_s} \Rightarrow OD_s = \frac{26.3 - (2 \times 0)}{35} = 0.75 \text{ mm} \quad (7.21)$$

7.13 Sekonder Çıkış Diyotlarının Maksimum Gerilim ve Akımları

$$PIV_{S1,S2} = V_O + (V_{MAX} \frac{N_S}{N_P}) \Rightarrow PIV_{S1,S2} = 150 + (375 \times \frac{35}{31}) = 570V \quad (7.22)$$

$$V_R \geq 1.5PIV_S \Rightarrow V_R \geq 1.5 \times 570 = 850V \quad (7.23)$$

$$I_D = 3I_O \Rightarrow I_D = 3 \times 0.94 = 2.82A \quad (7.24)$$

7.14 Kontrol Sargı Çıkış Diyotunun Maksimum Gerilimi

$$PIV_B = V_B + (V_{MAX} \frac{N_B}{N_P}) \Rightarrow PIV_B = 15 + (375 \times \frac{4}{31}) = 63V \quad (7.25)$$

$$V_R \geq 1.5PIV_B \Rightarrow V_R \geq 1.5 \times 63 = 94V \quad (7.26)$$

7.15 Çıkış Kondansatörlerinin Dalgalanma Akımı

Çıkış gerilimindeki dalgalanma %1 kabul edilirse,

$$V_{DALGALANMA} = 0.01 \times 150 = 1.5V \quad (7.27)$$

$$V_{DALGALANMA} = \frac{I_o D_{MAX} T_s}{C_o} \Rightarrow C_o = \frac{I_o D_{MAX} T_s}{V_{DALGALANMA}} = \frac{0.94 \times 0.38 \times 7.6 \times 10^{-6}}{1.5} = 2\mu F \quad (7.28)$$

$$I_{DALGALANMA} = \sqrt{I_{SRMS1,2}^2 - I_o^2} \Rightarrow I_{DALGALANMA} = \sqrt{1.52^2 - 0.94^2} = 1.2A \quad (7.29)$$

Çıkış kondansatörü akımdaki dalgalanmayı karşılayacak değerde olmalıdır. Birçok kondansatör paralel bağlanarak ya da hesaplanandan daha büyük kondansatör koyarak akımdaki dalgalanma karşılanmalıdır.

Tasarımda akımdaki dalgalanmayı karşılamak için 2 adet $100\mu\text{F}$ kondansatör kullanılmıştır.

7.16 Giriş Köprü Doğrultucu Gerilim Akım Değerleri

$$V_R \geq 1.5x\sqrt{2}V_{ACMAX} = 1.5x\sqrt{2}x265 = 550V \quad (7.30)$$

$$I_D = 3xI_{AVG} = 3x1.64 = 4.9A \quad (7.31)$$

7.17 Geri Besleme Diyot Akım Gerilim Değerleri

Geri besleme kontrolü için 150 V luk “P6KE150” zener diyotu seçilmiştir. TOP250Y kontrol akımı maksimum değeri 7mA’dır. Sekonder çıkışlar ile primer arasındaki izolasyonu korumak için “K1010” optocoupler kullanılmıştır. Optocoupler akım transfer oranı 50–600 arasında değişmektedir.

Geri besleme direnci R_f ,

$$R_f \geq \frac{V_{o\max} - (V_f + V_{zener})}{I_{f\max}} \quad (7.32)$$

$I_{f\max}$ optocoupler akım transfer oranına göre değişmektedir. Deneysel sonuçlar ile

$$R_f = 390\Omega \quad (7.33)$$

olarak belirlenmiştir.

7.18 MOSFET Güç Kaybı

TOP250YN güç anahtarının katalog bilgilerine göre,

$$C_{OSS} = 100\text{pF},$$

$$T_{ON} + T_{OFF} = 150\text{ ns},$$

$$R_{DS(ON)} = 2\ \Omega\ (100^\circ\text{C})$$

$$V_{MAX} = V_{INMAX} + V_{OR} = 510\text{ V}$$

Anahtarlama güç kaybı (6.3) eşitliği kullanılarak,

$$P_{anahtarlama} = \frac{(510 \times 2.68 \times 150 \times 10^{-9} \times 132 \times 10^3) + (510^2 \times 100 \times 10^{-12} \times 132 \times 10^3)}{2} = 15\text{ W} \quad (7.34)$$

İletim güç kaybı (6.2) eşitliğinden,

$$P_{iletim} = 2.68^2 \times 2 \times 0.38 = 5\text{ W} \quad (7.35)$$

$$P_{kayıp} = P_{iletim} + P_{anahtarlama} = 20\text{ W} \quad (7.36)$$

7.19 Çıkış Diyot Güç Kaybı

Çıkış diyotu olarak “International Rectifier “ firmasının 8ETX06 diyotu kullanılmıştır.

$$T_{rr} = 15\text{ ns}-30\text{ns}, \text{ (Sıcaklık ve akım yükselme hızına göre bu aralıkta değişmekte)}$$

$$I_{rrm} = 2\text{ A},$$

$$I_r = 35\ \mu\text{ A},$$

$$V_F = 1.5\text{ V}$$

$$I_{SRMS} = 1.52\text{ A} \quad (7.18 \text{ eşitliğinden})$$

$$V_r = 570\text{V} \quad (7.22 \text{ eşitliğinden})$$

(6.6) eşitliğinden,

$$P_{iletim} = 1.52 \times 1.5 \times (1 - 0.38) = 1.4\text{ W} \quad (7.37)$$

(6.8) eşitliğinden,

$$P_{anahtarlama} = \frac{30 \times 10^{-9} \times 2 \times 570 \times 132 \times 10^3}{2} = 2.25 \text{ W} \quad (7.38)$$

(6.7) eşitliğinden,

$$P_{ters} = 35 \times 10^{-6} \times 570 \times 0.38 = 7.5 \text{ mW} \quad (7.39)$$

$$P_{kayıp} = P_{iletim} + P_{Ters} + P_{anahtarlama} = 1.4 + 2.25 + 0.0075 = 3.7 \text{ W} \quad (7.40)$$

Tasarımda 2 diyot kullanıldığı için toplam diyot kaybı 7.5 W olur.

7.20 Transformatör Nüve Güç Kaybı

$$B_{ac} = 0.055 \text{ T} \quad (7.10 \text{ eşitliğinden})$$

$$f_s = 132 \text{ kHz}$$

(4.4) eşitliğinden nüve güç kaybı,

$$P_{NÜVEKAYIP} = 3.397 \times 132^{1.979} \times 0.055^{2.628} = 26.14 \text{ mWatt/ cm}^3 \quad (7.41)$$

Tasarımda kullanılan nüvenin hacmi 17.6 cm^3 ’ dür. Nüve kaybı,

$$P_{NÜVEKAYIP} = 26.14 \times 17.6 = 460 \text{ mW} \quad (7.42)$$

7.21 Transformatör Sargı Güç Kayıpları

Transformatör sargı teli olarak bakır tel kullanılmıştır. Sargı tel kalınlıkları (7.12) ve (7.20) eşitliklerinde verilmiştir.

Tasarımda akım taşıma kapasitesini artırmak için primer sargısı 3 kat, sekonder 2 kat sarılmıştır.

$$R = \rho \frac{l}{A}, \quad (7.43)$$

$\rho = 2.3 \times 10^{-6} \Omega / cm$ (Bakır için $50^\circ C$ değer alınmıştır.)

MLT=10 cm (E42/21/15 nüve için birim tur başına düşen sargı uzunluğu)

Primer sargısı için,

$$l = 10 \times 31 = 310 \text{ cm}, \quad A = 0.04 \text{ cm}^2,$$

$$R_{PRIMER} = 2.3 \times 10^{-6} \times \frac{310}{0.04} = 0.018 \Omega \quad (7.44)$$

$$P_{PRIMERSARGI} = I_{RMS}^2 R_{PRIMER} = 2.68^2 \times 0.018 = 0.13 \text{ W} \quad (7.45)$$

Sekonder sargı için,

$$l = 10 \times 35 = 350 \text{ cm}, \quad A = 0.01 \text{ cm}^2,$$

$$R_{SEKONDER} = 2.3 \times 10^{-6} \times \frac{350}{0.01} = 0.0805 \Omega \quad (7.46)$$

$$P_{SEKONDERSARGI} = I_{SRMS}^2 R_{SEKONDER} = 1.52^2 \times 0.0805 = 0.19 \text{ W} \quad (7.47)$$

Tasarımda 2 sekonder çıkış olduğundan toplam sekonder sargı kaybı 0.38 W olmaktadır.

8. SİMÜLASYON VE ÖLÇÜMLER

Bu bölümde tasarlanan devrenin hem simülasyon hem de uygulama devre ölçüm sonuçları verilmektedir.

8.1 Simülasyon Devresi

Simülasyon devresi PROTEUS programında hazırlanmıştır. Simülasyon verileri yukarıdaki bölümde hesaplanan değerler doğrultusunda girilmiştir. Güç anahtarı olarak, teknik özellikleri TOP250Y'ye benzer olan bir MOSFET seçilmiştir. Transformatör parametreleri de tasarım hesaplamaları kısmındaki değerlere göre seçilmiştir. 300V elde etmek için tasarım 2x150V çıkıştan oluşmaktadır. Bu çıkışlar seri bağlanmıştır.

Başlıca simülasyon parametreleri;

$$V_{IN} = 311V ,$$

$$C_{IN} = 220\mu F ,$$

$$L_p = 285\mu H ,$$

$$N_p / N_s = 0.885 ,$$

$$L_{LP} = 5\mu H ,$$

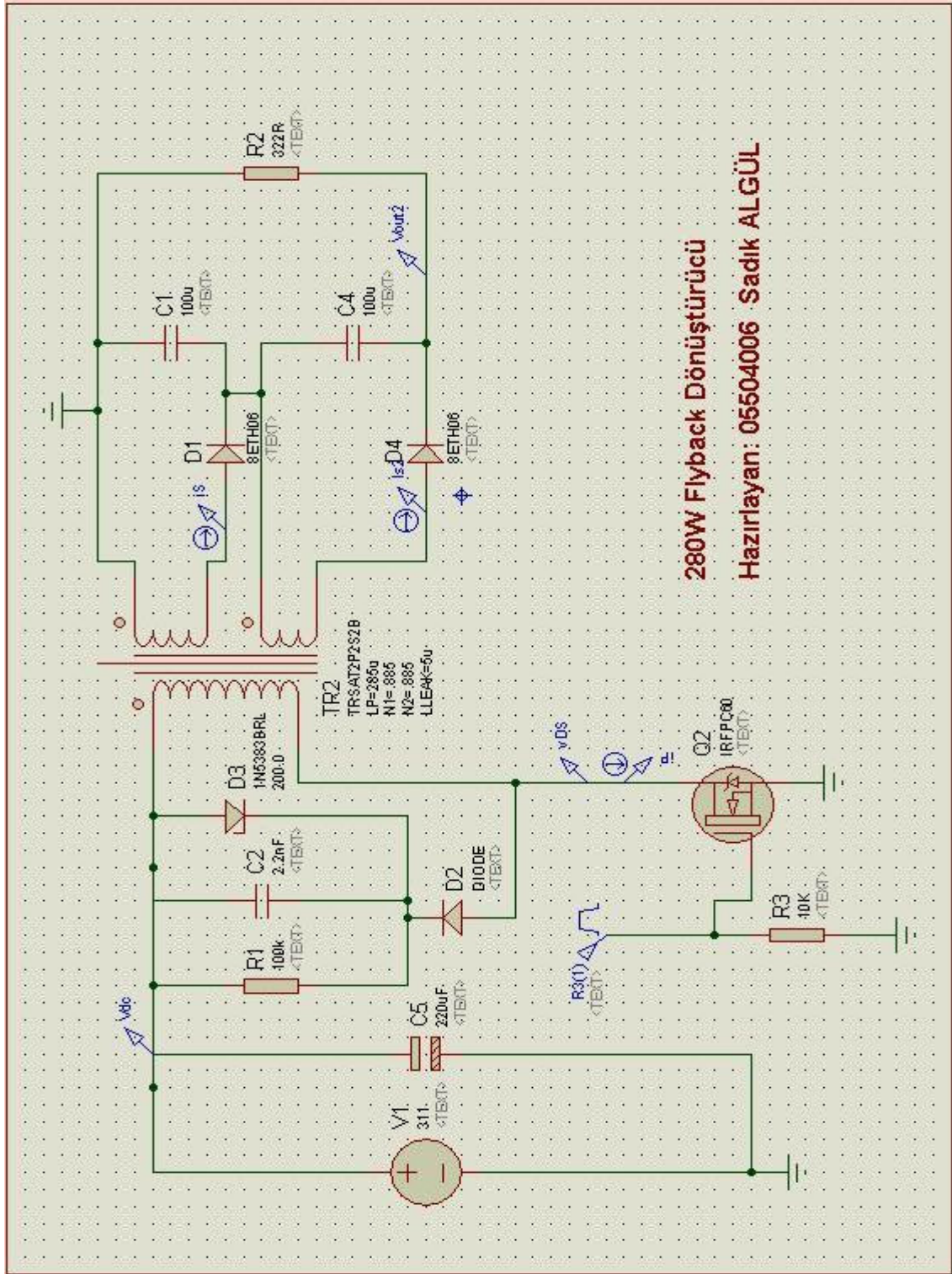
$$f_s = 132kHz ,$$

IRFPC60 Mosfet (600V 10 A),

8ETH06 Diyot (600V 8A , $t_{rr} = 18ns$)

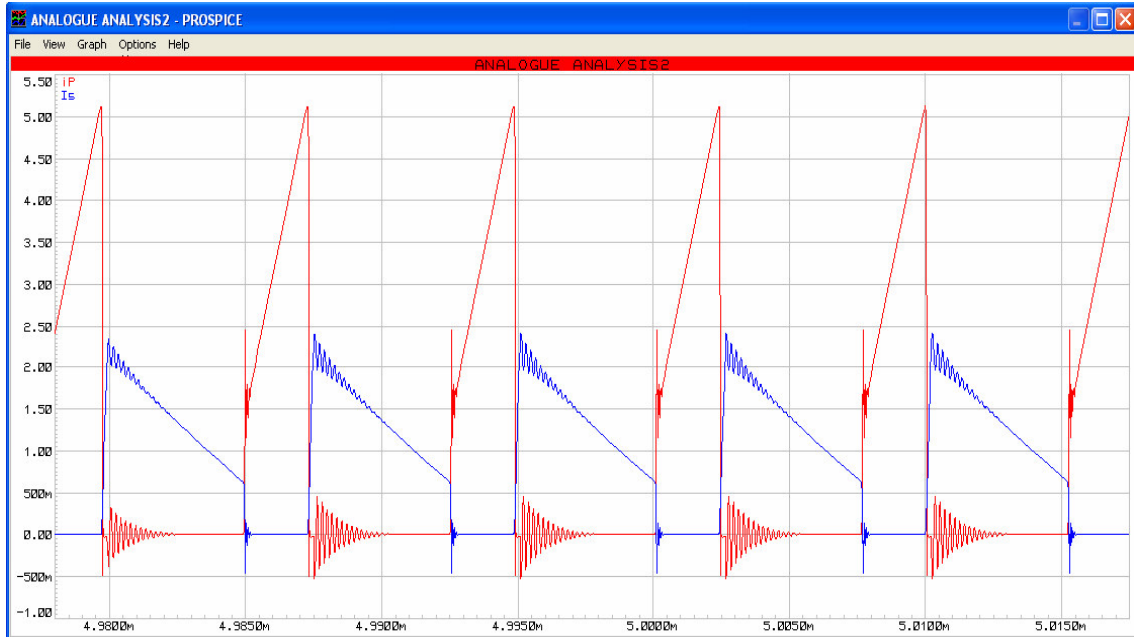
$$C_{OUT} = 100\mu F$$

8.1.1 Simülasyon Devre Şeması



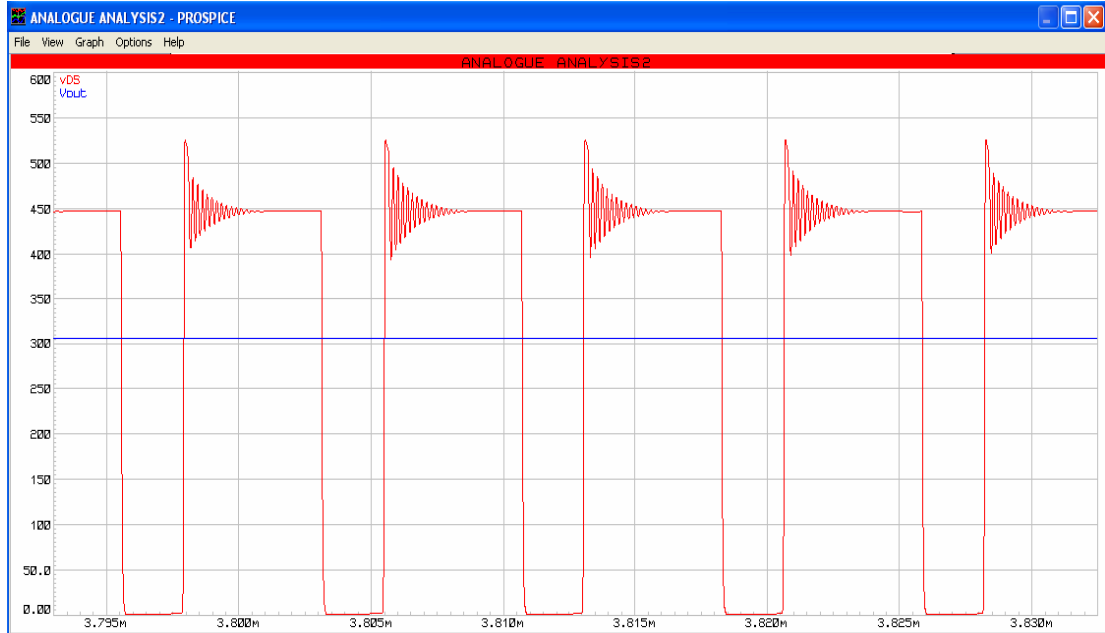
Şekil 8.1 Simülasyon devresi

8.1.2 Simülasyon Devresi Primer ve Sekonder Akımları



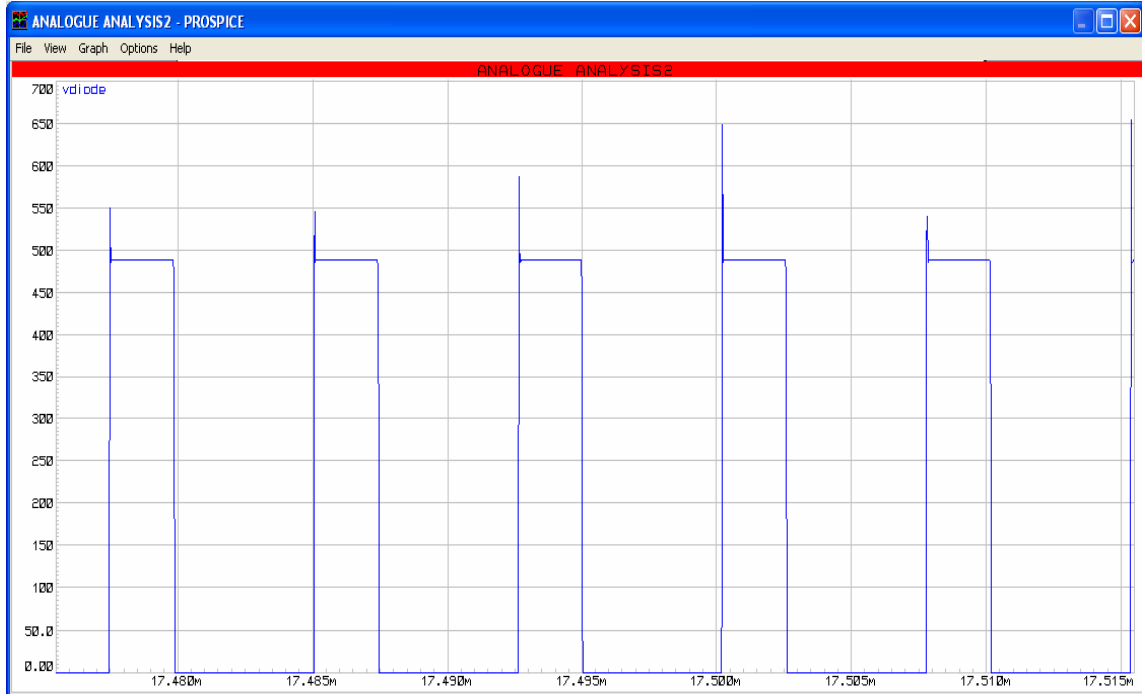
Şekil 8.2 Simülasyon devresi primer ve sekonder akımı

8.1.3 Simülasyon Devresi MOSFET V_{DS} ve Çıkış Gerilimi



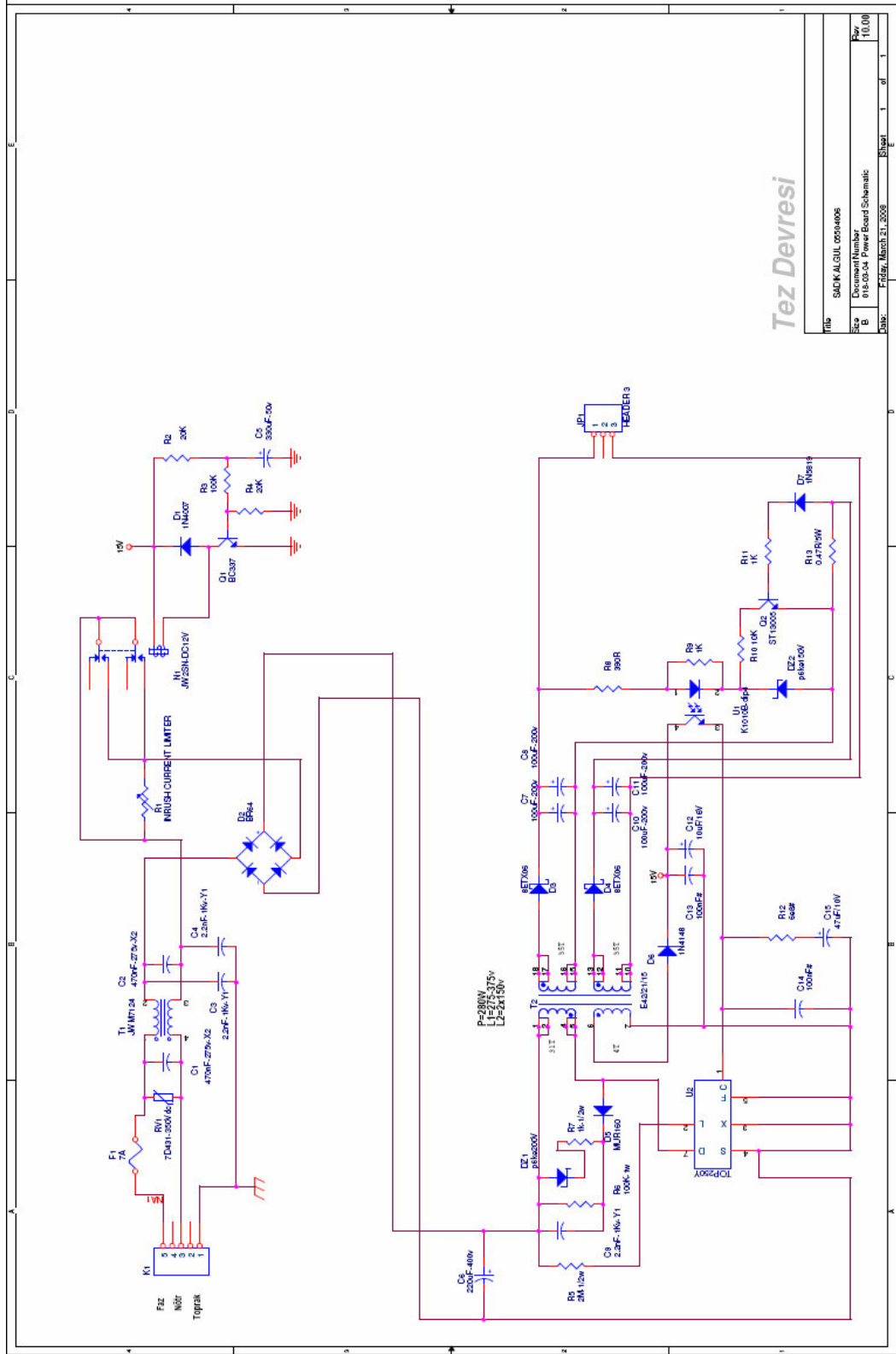
Şekil 8.3 Simülasyon devresi Drain ve çıkış gerilimi

8.1.4 Simülasyon Devresi Çıkış Diyot Gerilimi



Şekil 8.4 Simülasyon devresi çıkış diyot gerilimi

8.2 Uygulama Devre Şeması

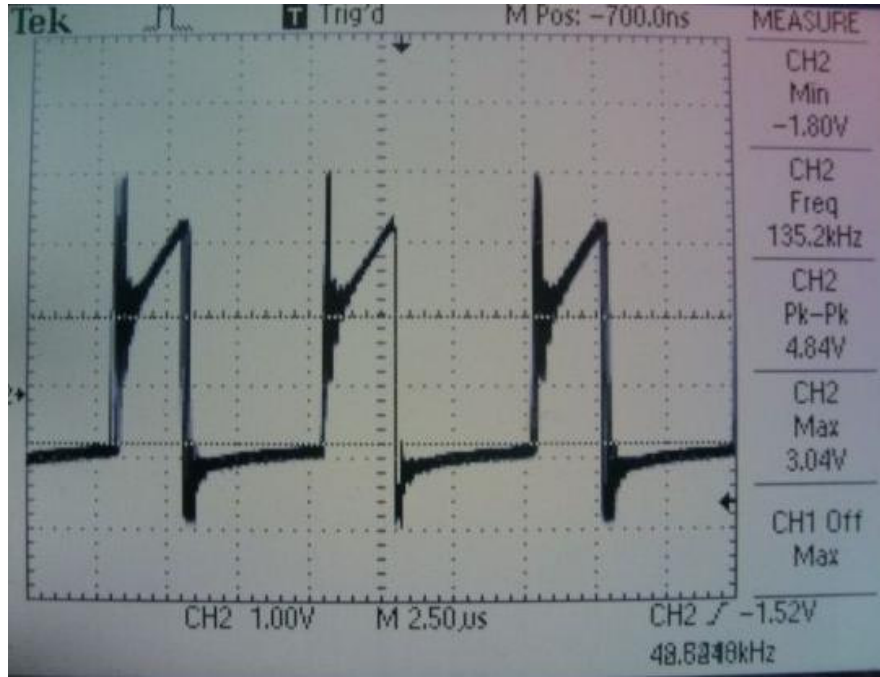


Şekil 8.5 Uygulama devre şeması

8.3 Uygulama Devresi Ölçüm Sonuçları

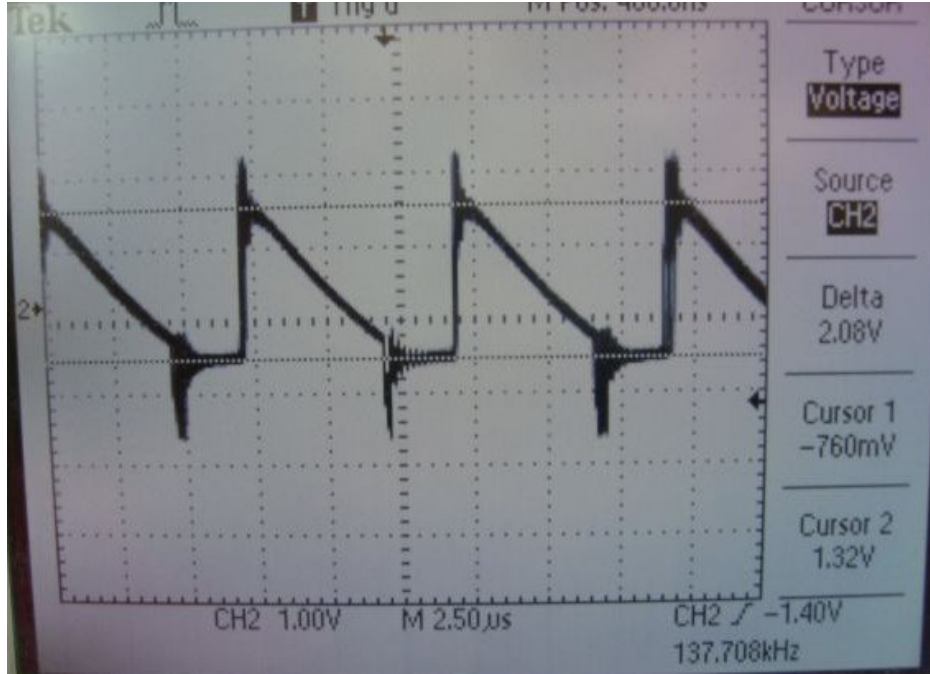
Bu kısımda uygulama devresinin ölçüm sonuçları yer almaktadır. Giriş gerilimi 220VAC, çıkış ise 300VDC-0.93A'dır. Ölçüm yapılırken TEKTRONİX osiloskop ve akım probu kullanılmıştır. X100 lük gerilim probu olmadığından gerilimlerin üst kısmı gösterilebilmiştir.

8.3.1 Uygulama Devresi Primer Akımı



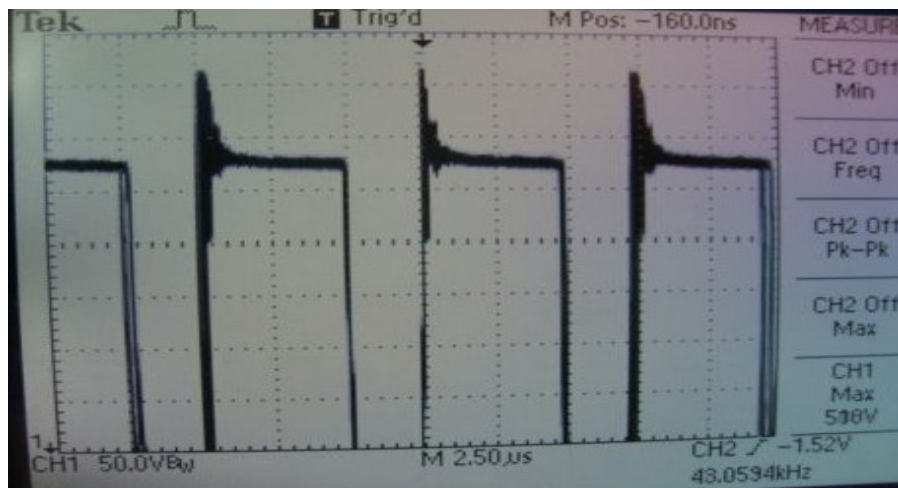
Şekil 8.6 Uygulama devresi primer akımı (3.5 A 1A/div)

8.3.2 Uygulama Devresi Sekonder Akımı



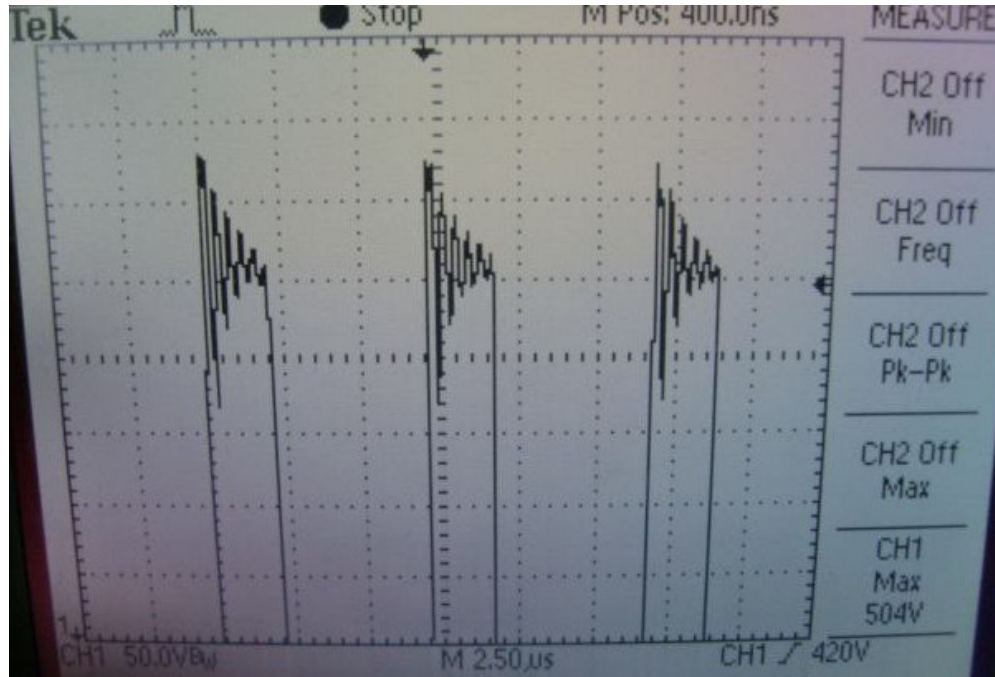
Şekil 8.7 Uygulama devresi sekonder akımı (1.32A 1A/div)

8.3.3 Uygulama Devresi MOSFET V_{DS} Gerilimi



Şekil 8.8 Uygulama devresi MOSFET Drain gerilimi (500V 50V/div)

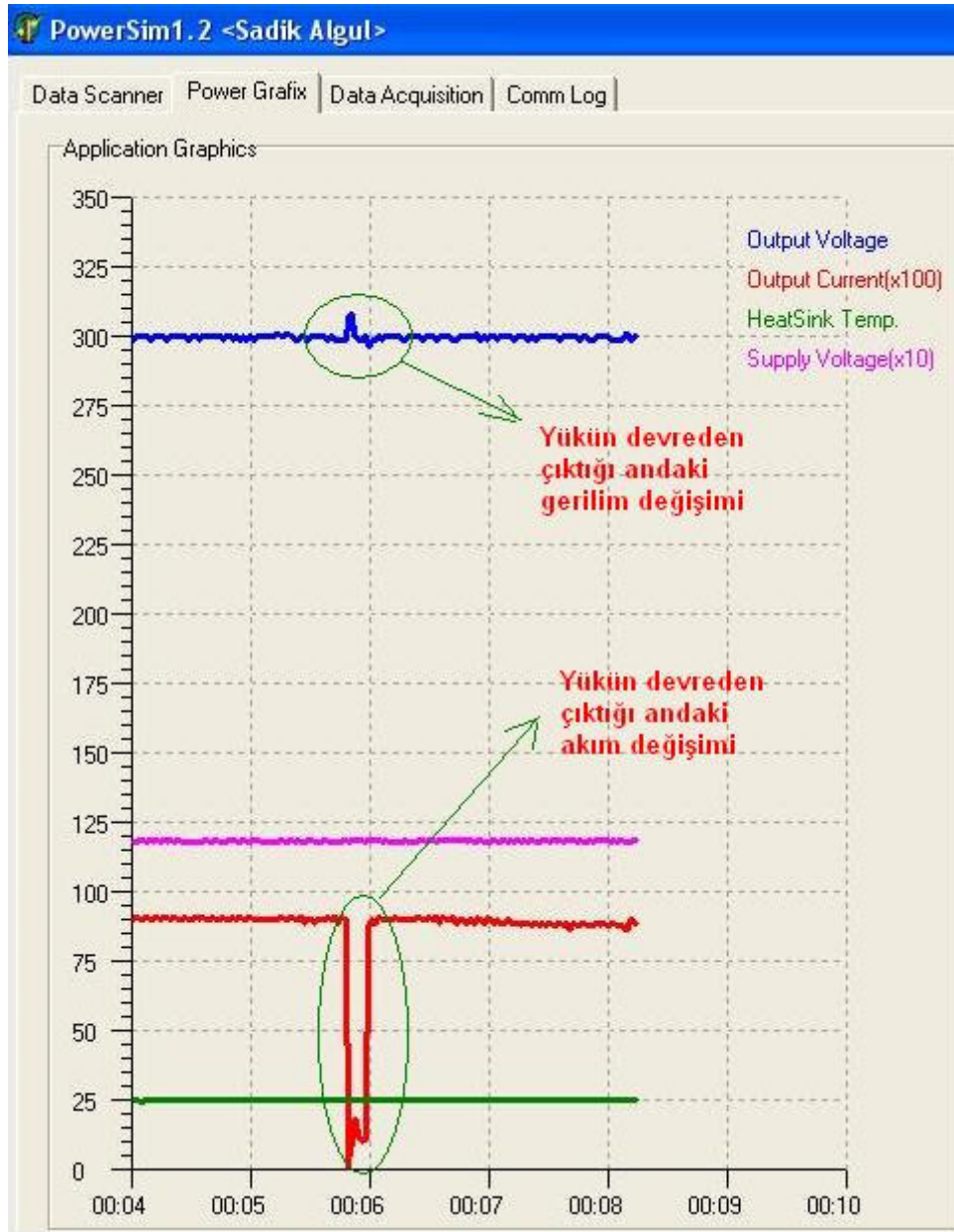
8.3.4 Uygulama Devresi Çıkış Diyot Gerilimi



Şekil 8.9 Uygulama devresi çıkış diyot gerilim (504 V 50V/div)

8.3.5 Uygulama Devresi Çıkış Gerilimi Ani Yük Değişim Tepkisi

Tasarım devresinin ani yük değişimindeki davranışını görmek için Delphi’de hazırlanmış bir test programı kullanılmıştır. Devre tam yükte (300V–0.93A) çalışırken yük devreden ayrılıp, geri bağlandığında çıkış geriliminin davranışı Şekil 8.10’da görülmektedir.



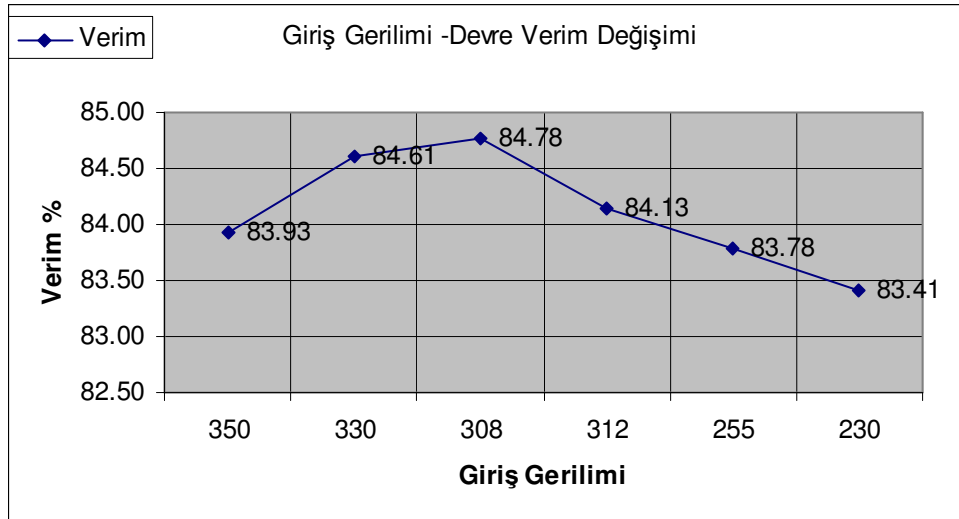
Şekil 8.10 Uygulama devresi yük değişim tepkisi

Şekil 8.11 Uygulama devresi

9. SONUÇ

“Yüksek güçlü Flyback dönüştürücü” tezinde 280W kadar güç verebilen bir güç kaynağı tasarımı amaçlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Tasarım da ilk olarak flyback dönüştürücünün temel özellikleri incelenmiş ve tasarım formülleri hesaplanmıştır. Güç elemanın seçimi ve transformatör tasarımı yapılmıştır. Bastırma hücresi tasarımı ve güç kayıplarının hesaplanmasından sonra elde edilen veriler doğrultusunda devrenin simülasyonu yapılmıştır. Simülasyon sonuçları incelendikten sonra uygulama devre tasarımına geçilmiş ve PCB üzerinde devre kurulup, çalıştırılmış ve ölçüm sonuçları alınmıştır.

Bu tez çalışmasında hedeflenen 280W güç, tasarlanan devreden alınabilmektedir. Çıkış gerilimi 300V ve maksimum akım 0.93A olarak elde edilmiştir. Devrenin verimi yaklaşık olarak %84’tür. Farklı giriş gerilimlerindeki verim değeri Şekil 9.1’de görülmektedir.



Şekil 9.1 Giriş gerilimine göre verim değerleri

Ölçüm sonuçları incelendiğinde, kaçak endüktansların yükselmesi devredeki geçici rezonansları arttırarak devre elemanları üzerindeki akım gerilim streslerini arttırmaktadır. Devrenin sert anahtarlama ile çalışması nedeniyle güç kayıpları fazladır. Grafikte de görüldüğü gibi giriş geriliminin yüksek değerlere çıkması veya düşmesi

devrenin verimini olumsuz yönde etkilemektedir. Yapılan ölçümlerde dönüştürücü çıkış diyotunun ters toparlanma süresi büyüdükçe primer sargı akımının başlangıç değerinde de ani akım darbeleri oluşmakta bu nedenle güç anahtarının verimi düşmekte ve üzerinde daha fazla ısı açığa çıkmaktadır. Bir diğer önemli nokta da primer sargısına sekonder gerilimin yansımasıdır. MOSFET'in drain ucu toplam gerilimi yansıyan gerilim, giriş gerilimi ve geçici rezonans gerilimlerinin toplamıdır. Bastırma hücresi doğru tasarlamadığı takdirde güç anahtarı aşırı gerilimlere maruz kalıp zarar görebilir.

Bu tez çalışması ile 280W (300V 0.93A) güç kaynağı tasarımı %84 verim ile gerçekleştirilmiştir. Bu tasarımı daha da iyileştirmek adına sert anahtarlama yerine yumuşak anahtarlama yapılarak, verim arttırılabilir ve güç kaybı azaltılabilir. Transformatör kaçak endüktansını azaltmak için transformatöre ekranlama yapılabilir. Böylece EMI gürültüleri ve diğer kaçak endüktanslar da azalacaktır.

KAYNAKLAR

- Bakan, A.F., (2006), “Anahtarlama Güç Kaynakları Tasarımı”, YTÜ Ders Notları, 2006, YTÜ, İstanbul.
- Bodur, H., (2007), “DC-DC Dönüştürücülerde Yumuşak Anahtarlama Teknikleri”, YTÜ Ders Notları, 2007, YTÜ, İstanbul.
- Chung, H.S.H., Hui, S.Y., Wang, W.H., (1999), “A zero-current-switching PWM flyback converter with a simple auxiliary switch”, IEEE Transactions on Power electronics, vol. 14, no. 2, pp. 329-342.
- Colonel, W., Mclyman T., (2004), “Transformer and Inductor Design Handbook”, Kg Magnetics Inc., Idyllwild, California, U.S.A.
- Lin, B.R., Huang, C.E., Huang, K., Wang, D., (2006), “Design and implementation of zero-voltage-switching flyback converter with synchronous rectifier”, IEE Proc.-Electr. Power Appl., vol. 153, no. 3, pp. 420-428.
- Lo, Y.K., Lin, J.Y., (2007), “Active clamping zvs flyback converter employing two transformers”, IEEE Transactions on Power electronics, vol. 22, no. 6, pp. 498-501
- Magnetics, (2006), “Power Design Section 4”.
- Power Integration, (2004), “TopSwitch-GX Flyback Design Methodology Application Note AN-32”.
- Power Integration, (1994), “Flyback Transformer Design For TopSwitch Power Supplies Application Note AN-17”.
- Pressman, A. I., (1998), “Switching Power Supply Design”, Switchtronix Power Inc., McGraw-Hill, Waban, Massachusetts.
- Wang, D., Lin, B.R., Chiang, H.K., Chen, K.C., (2005), “Analysis, design and implementation of an active clamp flyback converter”, IEEE-PEDS, vol. 10, pp. 1-6.
- Wang, H., Gong, C., Ma, H., Yan, Y., (2006), “Research on a novel interleaved flyback DC/DC converter”, 1 ST IEEE Conference, pp. 1-5.

İNTERNET KAYNAKLARI

- [1] <http://www.powerint.com/>
- [2] <http://www.mag-inc.com/>
- [3] http://www.maxim-ic.com/appnotes.cfm/appnote_number/848/
- [4] http://www.maxim-ic.com/appnotes.cfm/appnote_number/1832/

EKLER

EK 1	EE42/42/15 Ferit nüve teknik özellikleri
EK 2	TOP250Y teknik özellikleri
EK 3	Tel kalınlığı tablosu

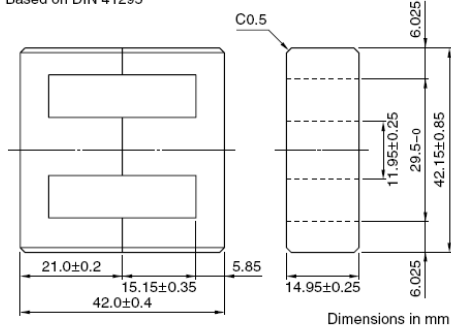
Ek 1 EE42/42/15 Ferit nüve teknik özellikleri

(35/52)



EE Series EE42/42/15 Cores(DIN 41295)

Based on DIN 41295



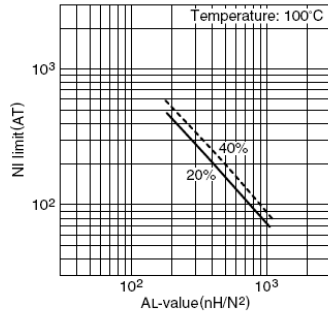
Parameter

Core factor	C ₁	mm ⁻¹	0.533
Effective magnetic path length	l _e	mm	97.0
Effective cross-sectional area	A _e	mm ²	182
Effective core volume	V _e	mm ³	17600
Cross-sectional center leg area	A _{cp}	mm ²	179
Minimum cross-sectional area	A _{cp min.}	mm ²	172
Cross-sectional winding area of core	A _{cw}	mm ²	275
Weight (approx.)		g	80

Part No.	AL-value (nH/N ²)	Core loss (W) at 100°C 100kHz, 200mT	Calculated output power (forward converter mode)
PC40EE42/42/15-Z	4700±25% (1kHz, 0.5mA)* 7050 min. (100kHz, 200mT)	8.0 max.	419W (100kHz)

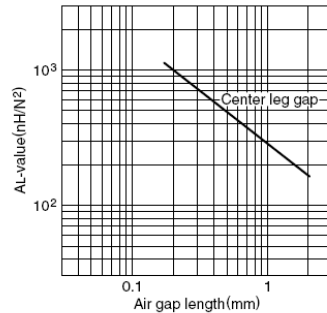
* Coil: ø0.35 2UEW 100Ts

NI limit vs. AL-value for PC40EE42/42/15 gapped core (Typical)



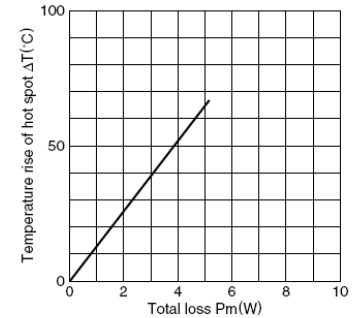
Note: NI limit shows the point where the exciting current is 20% and 40% away from its extended linear part.

AL-value vs. Air gap length for PC40EE42/42/15 core (Typical)

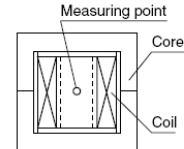


Measuring conditions • Coil: ø0.35 2UEW 100Ts
• Frequency: 1kHz
• Level: 0.5mA

Temperature rise vs. Total loss for EE42/42/15 core (Typical) (Ambient temperature: 25°C)



Note: The temperature rise is measured in the room whose temperature and humidity are fixed to 25°C and 45(%)RH. respectively. (approx. 400×300×300cm)



EK 2 TOP250Y teknik özellikleri

TOP242-250



TOPSwitch-GX Family

Extended Power, Design Flexible,
EcoSmart®, Integrated Off-Line Switcher

Product Highlights

Lower System Cost, High Design Flexibility

- Extended power range for higher power applications
- No heatsink required up to 34 W using P/G packages
- Features eliminate or reduce cost of external components
- Fully integrated soft-start for minimum stress/overshoot
- Externally programmable accurate current limit
- Wider duty cycle for more power, smaller input capacitor
- Separate line-sense and current limit pins on Y/R/F packages
- Line undervoltage (UV) detection: no turn off glitches
- Line overvoltage (OV) shutdown extends line surge limit
- Line feed-forward with maximum duty cycle (DC_{MAX}) reduction rejects line ripple and limits DC_{MAX} at high line
- Frequency jittering reduces EMI and EMI filtering costs
- Regulates to zero load without dummy loading
- 132 kHz frequency reduces transformer/power supply size
- Half frequency option in Y/R/F packages for video applications
- Hysteretic thermal shutdown for automatic fault recovery
- Large thermal hysteresis prevents PC board overheating

EcoSmart – Energy Efficient

- Extremely low consumption in remote off mode (80 mW at 110 VAC, 160 mW at 230 VAC)
- Frequency lowered with load for high standby efficiency
- Allows shutdown/wake-up via LAN/input port

Description

TOPSwitch-GX uses the same proven topology as TOPSwitch, cost effectively integrating the high-voltage power MOSFET, PWM control, fault protection and other control circuitry onto a single CMOS chip. Many new functions are integrated to reduce system cost and improve design flexibility, performance and energy efficiency.

Depending on package type, either 1 or 3 additional pins over the TOPSwitch standard DRAIN, SOURCE and CONTROL terminals allow the following functions: line sensing (OV/UV, line feed-forward/ DC_{MAX} reduction), accurate externally set current limit, remote ON/OFF, synchronization to an external lower frequency, and frequency selection (132 kHz/66 kHz).

All package types provide the following transparent features: Soft-start, 132 kHz switching frequency (automatically reduced at light load), frequency jittering for lower EMI, wider DC_{MAX} , hysteretic thermal shutdown, and larger creepage packages. In addition, all critical parameters (i.e. current limit, frequency, PWM gain) have tighter temperature and absolute tolerances to simplify design and optimize system cost.

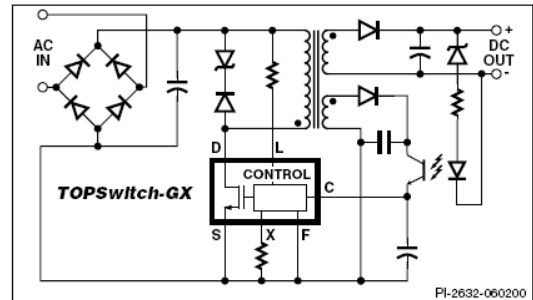


Figure 1. Typical Flyback Application.

OUTPUT POWER TABLE				
PRODUCT ³	230 VAC $\pm 15\%$ ⁴		85-265 VAC	
	Adapter ¹	Open Frame ²	Adapter ¹	Open Frame ²
TOP242 P or G	9 W	15 W	6.5 W	10 W
TOP242 R	15 W	22 W	11 W	14 W
TOP242 Y or F	10 W	22 W	7 W	14 W
TOP243 P or G	13 W	25 W	9 W	15 W
TOP243 R	29 W	45 W	17 W	23 W
TOP243 Y or F	20 W	45 W	15 W	30 W
TOP244 P or G	16 W	28 W	11 W	20 W
TOP244 R	34 W	50 W	20 W	28 W
TOP244 Y or F	30 W	65 W	20 W	45 W
TOP245 P or G	19 W	30 W	13 W	22 W
TOP245 R	37 W	57 W	23 W	33 W
TOP245 Y or F	40 W	85 W	26 W	60 W
TOP246 P or G	21 W	34 W	15 W	26 W
TOP246 R	40 W	64 W	26 W	38 W
TOP246 Y or F	60 W	125 W	40 W	90 W
TOP247 R	42 W	70 W	28 W	43 W
TOP247 Y or F	85 W	165 W	55 W	125 W
TOP248 R	43 W	75 W	30 W	48 W
TOP248 Y or F	105 W	205 W	70 W	155 W
TOP249 R	44 W	79 W	31 W	53 W
TOP249 Y or F	120 W	250 W	80 W	180 W
TOP250 R	45 W	82 W	32 W	55 W
TOP250 Y or F	135 W	290 W	90 W	210 W

Table 1. Output Power Table.

Notes:

1. Typical continuous power in a non-ventilated enclosed adapter measured at 50 °C ambient.
2. Maximum practical continuous power in an open frame design at 50 °C ambient. See Key Applications for detailed conditions.
3. For lead-free package options, see Part Ordering Information.
4. 230 VAC or 100/115 VAC with doubler.

EK 3 Tel kalınlığı tablosu

AWG Wire Size	SWG Wire Size	Metric Size (mm)	Bare Wire Cross-Sectional Area (CM)		TC	
			cm ² 10 ⁻³	CIR-MIL	Turns/cm	Turns/Inch
18	19	1.00	8.228	1624	9.13	23.2
19	20	0.900	6.531	1289	10.19	25.9
20	21	0.800	5.188	1024	11.37	28.9
21		0.750	4.116	812.3	12.75	32.4
22	22	0.700	3.243	640.1	14.25	36.2
23	23	0.600	2.588	510.8	15.82	40.2
24	24	0.550	2.047	404.0	17.63	44.8
25		0.450	1.623	320.4	19.80	50.3
26	28	0.400	1.280	252.8	22.12	56.2
27	29	0.350	1.021	201.6	24.44	62.1
28	30	0.320	0.8046	158.8	27.32	69.4
29		0.280	0.6470	127.7	30.27	76.9
30	33	0.250	0.5067	100.0	33.93	86.2
31		0.220	0.4013	79.21	37.48	95.2
32		0.200	0.3242	64.00	41.45	105.3
33		0.180	0.2554	50.41	46.33	117.7
34		0.160	0.2011	39.69	52.48	133.3
35		0.140	0.1589	31.36	58.77	149.3
36	39	0.130	0.1266	25.00	65.62	166.7
37	41	0.110	0.1026	20.25	71.57	181.8
38	42	0.100	0.08107	16.00	80.35	204.1
39	43	0.090	0.06207	12.25	91.57	232.6
40	44	0.080	0.04869	9.61	103.6	263.2
41	45	0.070	0.03972	7.84	115.7	294.1
42	46	0.060	0.03166	6.25	131.2	333.3
43			0.02452	4.84	145.8	370.4
44			0.0202	4.00	157.4	400.0

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi 08.11.1982

Doğum yeri Tokat

Lise 1997–2001 Şişli Kurtuluş Lisesi

Lisans 2001–2005 Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fak.
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü

Yüksek Lisans 2005–2008 Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektronik ve Haberleşme Müh. Anabilim Dalı,
Elektronik Programı

Çalıştığı kurumlar

2005- Mikrosay Yazılım ve Elektronik A.Ş.