

**GÜÇ ÇARPANI DÜZELTİLMİŞ ÇOK ÇIKIŞLI  
ANAHTARLAMALI KAYNAK TEORİ VE UYGULAMASI**

**Tarık KIRAÇ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ  
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**TEMMUZ 2007  
ANKARA**

Tarık KIRAÇ tarafından hazırlanan GÜÇ ÇARPANI DÜZELTİLMİŞ ÇOK ÇIKIŞLI ANAHTARLAMALI KAYNAK TEORİ VE UYGULAMASI adlı bu tezin Yüksek Lisans tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Yrd.Doç.Dr.Fadıl ÇELİKKOL  
Tez Yöneticisi

Bu çalışma, jürimiz tarafından oy birliği ile Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Yüksek lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan : Prof.Dr. Şenol BAŞKAYA

Üye : Yrd.Doç.Dr. Fadıl ÇELİKKOL

Üye : Yrd.Doç.Dr. Timur AYDEMİR

Tarih : 11/07/2007

Bu tez, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygundur.

## **TEZ BİLDİRİMİ**

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

Tarık KIRAÇ

**GÜÇ ÇARPANI DÜZELTİLMİŞ ÇOK ÇIKIŞLI  
ANAHTARLAMALI KAYNAK TEORİ VE UYGULAMASI  
(Yüksek Lisans Tezi)**

**Tarık KIRAÇ**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ  
Temmuz 2007**

**ÖZET**

Bu çalışmada çok çıkışlı Flyback tipi bir SMPS'in önüne aktif güç çarpanı düzeltici tasarlanıp şebeke akımının dalga şekli şebeke gerilimi ile aynı fazda ve sinüzoidal olmasına çalışılmıştır. Aktif güç çarpanı düzeltmesinin teorisi ve tasarımı incelenerek Powersim simülasyonu ile güç çarpanı düzeltmesinin benzeşimi yapıp çalışma dalga şekilleri elde edilmiştir. Pratik uygulamada ise süreksiz iletim modu tekniğinde takipçi tipi SMPS olarak çalışan MC33260 tüm devresi ile güç çarpanı düzeltilmesi sağlanmış, simülasyondan elde edilen dalga şekilleri ile pratikte elde edilen dalga şekilleri karşılaştırılmıştır. Güç çarpanı düzeltilmesine yük olarak anahtarlama kaynağı tasarımı için çok çıkışlı Flyback tipi SMPS tercih edilip tasarımı incelenmiştir. Bu tasarımda Flyback tipi SMPS elemanları ile SMPS trafosunun seçimi ve hesaplanması anlatılmıştır. Süreksiz iletim modu tekniğinde akım denetimli olarak çalışan dâhili anahtara sahip bir denetleyici kullanılarak 22W'lık Flyback tipi bir SMPS tasarlanmıştır. Tasarlanan çok çıkışlı anahtarlama kaynağının güç çarpanı düzeltilmesi yapıldığı ve yapılmadığı durumdaki akım dalga şekilleri elde edilmiş ve karşılaştırılmıştır.

**Güç çarpanı düzeltilmiş çok çıkışlı Flyback tipi SMPS'in akım dalga şekli ile gerilim dalga şeklinin aynı fazda olduğu gözlemlenmiş ve güç çarpanı değeri 1'e yaklaştırılmıştır.**

**Bilim Kodu : 905.1.035**  
**Anahtar Kelimeler : Flyback tipi SMPS, Takipçi tipi SMPS, Aktif Güç Çarpanı Düzeltme, FSDM0365RN, MC33260**  
**Sayfa Adedi : 106**  
**Tez Yöneticisi : Yrd.Doç.Dr.Fadıl ÇELİKKOL**

**POWER FACTOR CORRECTED  
MULTIPLE OUTPUT FLYBACK CONVERTER DESIGN  
(M.Sc. Thesis)**

**Tarık KIRAÇ**

**GAZI UNIVERSITY  
INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY  
July 2007**

**ABSTRACT**

In this study, active Power Factor Correction (PFC) pre-converter is designed to bring the line current in phase with the line voltage and to make its waveform sinusoidal. By studying the theory and the design of active Power Factor Correction, the simulation of PFC is done by Powersim packet program and its waveform is obtained. In practical design, Power Factor Correction is achieved with MC33260 controller which works in discontinuous mode as a pre-converter. The waveforms of the simulation and practical design circuit are compared. As the load for PFC, multiple output Flyback converter is preferred and its design is analyzed. In Flyback converter design, the selection and the calculation of all the SMPS circuit elements and its transformer are described. By using a controller which has an internal switch that works in the current control mode and 22W Flyback converter is designed. The current waveforms of multiple output Flyback converter with and without PFC are obtained and compared.

**It is observed that the line current waveform of power factor corrected multiple output Flyback converter is in the same phase with the line voltage. It indicates that a corrected power factor close to 1 is achieved.**

**Science Code : 905.1.035**  
**Key Words : Flyback Converter, Follower Converter, Active Power Factor Correction, FSDM0365RNB, MC33260**  
**Page Number : 106**  
**Adviser : Yrd.Doç.Dr.Fadıl ÇELİKKOL**

## TEŞEKKÜR

Bu çalışmada bana katkılarını esirgemeyen Sayın Hocam Yrd.Doç.Dr.Fadıl ÇELİKKOL'a, beni bugünlere getiren ve her zaman yanımda olan sevgili aileme, bu tezi hazırlamamda bana yardımcı olan ve beni hep destekleyen canım niőanlım Ceylan ÇİMEN'e, çok sevdiğim değerli arkadaőım Mustafa Burak ÜVEZ'e, mesai saatlerimde bu tezi hazırlamak için bana izin veren sayın amirlerime ve tüm çalışma arkadaşlarıma teőekkürü bir borç bilirim.

Bu yüksek lisans programında ilk danışmanlığını yapan ve talihsiz bir şekilde kaybettiğimiz merhum Prof.Dr.Veyssel SİLİNDİR'e Allah'tan rahmet dilerim.

## İÇİNDEKİLER

	<b>Sayfa</b>
ÖZET .....	iv
ABSTRACT.....	vi
TEŞEKKÜR.....	viii
İÇİNDEKİLER .....	ix
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	xi
ŞEKİLLERİN LİSTESİ.....	xii
RESİMLERİN LİSTESİ.....	xv
SİMGELER VE KISALTMALAR .....	xvii
1. GİRİŞ .....	1
2. FLYBACK TİPİ SMPS.....	4
2.1. Flyback Tipi SMPS'in Dezavantajları .....	8
2.2. Flyback SMPS'lerin Denetim Yöntemleri.....	10
3. GÜÇ ÇARPANI VE GÜÇ ÇARPANI DÜZELTME .....	13
3.1. Yükseltici Tipi SMPS .....	16
4. GÜÇ ÇARPANI DÜZELTME DEVRESİNİN TASARIMI .....	19
4.1. MC33260 Tüm devresinin Çalışma Prensipleri .....	20
4.2. Yükseltici Tipi Doğrultucunun Tasarımı .....	22
5. FLYBACK TİPİ SMPS'İN TASARIMI.....	42
5.1. Flyback Tipi SMPS Trafo Çeşitleri.....	42
5.2. Flyback Tipi SMPS Trafosu'nun Tasarımı .....	44
5.3. Giriş Diyotları ve Giriş Sığacının Hesaplanması.....	61

**Sayfa**

5.4.	Çıkış Sargı Endüktansındaki Çıkış Diyotların Hesaplanması .....	61
5.5.	Çıkış Sargı Endüktansındaki Çıkış Sığaçlarının Hesaplanması .....	63
5.6.	Denetleyicinin Seçilmesi.....	64
5.7.	FSDM0365RNB Denetleyicinin Özellikleri ve Çevre Elemanlarının Tasarımı .....	66
5.8.	Sönümlendirme Elemanlarının Hesaplanması .....	69
5.9.	Geri Beslemenin Tasarımı ve Sistem Kararlılığının İncelenmesi.....	74
6.	AKTİF GÜÇ ÇARPANI DÜZELTME DEVRESİ İLE FLYBACK TİPİ SMPS'İN BİRLEŞTİRİLMESİ.....	87
7.	SONUÇ VE ÖNERİLER.....	92
	KAYNAKLAR .....	94
	EKLER .....	96
	EK-1 E tipi çekirdeklerin seçim çizelgesi .....	97
	EK-2 Tel değerleri çizelgesi .....	99
	EK-3 Pratikte hazırlanan devrenin şeması .....	100
	EK-4 Tasarlanan devrenin malzeme listesi .....	101
	EK-5 Kelimeler dizini.....	104
	ÖZGEÇMİŞ.....	106

**ÇİZELGELERİN LİSTESİ**

<b>Çizelge</b>	<b>Sayfa</b>
Çizelge 2.1. Flyback tipi SMPS için bilinmesi gereken denklemler .....	9

## ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 1.1. Flyback Tipi SMPS devresi .....	2
Şekil 2.1. Çıkış gerilimine karşı çıkış gücü değerine göre SMPS çeşitleri.....	4
Şekil 2.2. Flyback tipi SMPS'in en genel devre şeması .....	5
Şekil 2.3. Flyback tipi SMPS'in çalışma dalga şekli .....	5
Şekil 2.4. Sürekli iletim modu dalga şekilleri .....	7
Şekil 2.5. Süreksiz iletim modu dalga şekilleri.....	7
Şekil 2.6. Flyback tipi SMPS devre şeması.....	10
Şekil 2.7. Gerilim denetim yöntemi devre şeması .....	11
Şekil 2.8. Akım denetim yöntemi devre şeması .....	11
Şekil 3.1. Akım fazör şekli.....	13
Şekil 3.2. Kompanzasyon ve aktif güç çarpanı düzeltmesinin dalga şekilleri .....	15
Şekil 3.3. Güç çarpanı düzeltmesinin katı .....	16
Şekil 3.4. Yükseltici tipi SMPS'in devre şeması .....	17
Şekil 3.5. Yükseltici tipi SMPS'in çalışma dalga şekli.....	17
Şekil 4.1. Takipçi tipi doğrultucunun giriş gerilimine göre çıkış dalga şekli.....	19
Şekil 4.2. Kritik iletim modu denetleyicinin temel çalışma şeması .....	20
Şekil 4.3. Endüktans akımı dalga şekli.....	21
Şekil 4.4. Yükseltici tipi doğrultucunun devre şeması .....	22
Şekil 4.5. $C_T$ sığaç değerine göre tam yükteki girişe karşı çıkış gerilimi.....	29

<b>Şekil</b>	<b>Sayfa</b>
Şekil 4.6. Sıfır akım algılama dalga şekli .....	30
Şekil 4.7. Psim programının güç çarpanı düzeltme devre şeması .....	32
Şekil 4.8. Güç çarpanı düzeltmesinin yapılmadığı durumdaki $V_o$ gerilimi.....	33
Şekil 4.9. $R_{CS}$ direnç akımı, giriş akım ve gerilim dalga şekli .....	33
Şekil 4.10. $V_o$ Çıkış gerilimi .....	34
Şekil 4.11. $R_{CS}$ direnç akımı, giriş akım ve gerilim dalga şekli .....	34
Şekil 4.12. Güç çarpanı düzeltmesinin yapılmadığı durumdaki akım harmonikleri.....	35
Şekil 4.13. Güç çarpanı düzeltmesinin yapılmadığı durumdaki akım harmoniklerinin yakınlaştırılmış hali.....	35
Şekil 4.14. Güç çarpanı düzeltmesinin yapıldığındaki akım harmonikleri .....	36
Şekil 4.15. Güç çarpanı düzeltmesinin yapıldığı durumdaki akım harmoniklerinin yakınlaştırılmış hali .....	36
Şekil 4.16. Ani giren akımın dalga şekli .....	37
Şekil 4.17. Pratikte hazırlanan güç çarpanı düzeltme devresi.....	38
Şekil 5.1. Flyback tipi SMPS'in devre şeması .....	42
Şekil 5.2. Tel kesit alanının gösterimi.....	51
Şekil 5.3. EE 25/13/7 çekirdeğin geometrik yapısı .....	53
Şekil 5.4. Paralel telden oluşan sarım.....	59
Şekil 5.5. Hesaplanan trafo değerleri .....	60
Şekil 5.6. Trafonun sarım noktasının belirlenmesi .....	60
Şekil 5.7. Dâhili anahtara sahip denetleyicinin Flyback tipi SMPS'deki uygulaması .....	65

<b>Şekil</b>	<b>Sayfa</b>
Şekil 5.8. Flyback tipi SMPS'deki sızıntı endüktanslarının gösterilişi .....	70
Şekil 5.9. Anahtarın akaç-kaynak gerilim dalga şekli .....	70
Şekil 5.10. Sönümlendirme elemanlı Flyback tipi SMPS.....	71
Şekil 5.11. Sönümlendirme elemanlı Flyback tipi SMPS'in çalışma dalga şekilleri .....	71
Şekil 5.12. Sistemin geri besleme döngüsü .....	75
Şekil 5.13. Flyback tipi SMPS'in çıkış süzgeci .....	77
Şekil 5.14. Minimum yükte çıkış süzgecinin Bode ve evre eğrisi .....	78
Şekil 5.15. Maksimum yükte çıkış süzgecinin Bode ve evre eğrisi.....	79
Şekil 5.16. Hata kuvvetlendiricisine eklenen dengeleyici .....	79
Şekil 5.17. Dengeleyicinin Bode ve evre eğrisi .....	81
Şekil 5.18. Dengeleyicinin sisteme katılmasıyla elde edilen Bode ve evre eğrisi.....	82
Şekil 5.19. Tasarlanan Flyback Tipi SMPS'in devre şeması .....	83

## RESİMLERİN LİSTESİ

<b>Resim</b>	<b>Sayfa</b>
Resim 4.1. Güç çarpanı düzeltmesinin yapılmadığı durumda doğrultulmuş giriş gerilimine karşı $R_{cs}$ üzerindeki gerilim .....	39
Resim 4.2. Güç çarpanı düzeltmesinin yapılmadığı durumda doğrultulmuş giriş gerilimine karşı $R_{cs}$ 'nin bir periyot boyunca olan gerilimi .....	39
Resim 4.3. Güç çarpanı düzeltmesinin yapıldığı durumda doğrultulmuş giriş gerilimine karşı $R_{cs}$ üzerindeki gerilim.....	40
Resim 4.4. Güç çarpanı düzeltmesinin yapıldığı durumda doğrultulmuş giriş gerilimine karşı $R_{cs}$ 'nin bir periyot boyunca olan gerilimi.....	40
Resim 5.1. N27 malzemesinin özellikleri.....	45
Resim 5.2. Anahtarın üzerindeki $V_{ds}$ gerilimi.....	84
Resim 5.3. Flyback tipi SMPS denetleyicinin $V_{cc}$ dalga şekli .....	84
Resim 5.4. Denetleyicinin çıkış gerilimi düzenlenmesi.....	85
Resim 5.5. 5V çıkış gerilimi.....	86
Resim 5.6. 12V çıkış gerilimi.....	86
Resim 6.1. Power PCB'de çizilen devrenin baskı devre şeması .....	87
Resim 6.2. Hazırlanan devrenin baskı devre şeması .....	87
Resim 6.3. Devre elemanlarının yerleşim planı.....	88
Resim 6.4. Pratikte hazırlanan devrenin yerleşim planı .....	88
Resim 6.5. Hazırlanan devrenin kutulanmış resmi.....	89
Resim 6.6. Güç çarpanı düzeltmeli $V_{ds}$ dalga şekli .....	89
Resim 6.7. Hazırlanan devrenin tam yükteki dalga şekli.....	90
Resim 6.8. PFC'nin yapılmadığı durumdaki akım dalga şekli .....	90
Resim 6.9. Hazırlanan devrenin tam yükteki PFC'li dalga şekli .....	91

**Resim****Sayfa**

Resim 6.10. PFC'nin yapıldığı durumdaki akım dalga şekli .....91

## SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada bazı kısaltmalar açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

<b>Kısaltmalar</b>	<b>Açıklama</b>
<b>CS (Current Sense)</b>	Akım algılama
<b>EMI (Electro Magnetic Interference)</b>	Elektromanyetik girişim
<b>ESR (Effective Series Resistance)</b>	Sığacın etkin seri direnci
<b>FFT (Fast Fourier Transform)</b>	Hızlı furiye dönüşümü
<b>NTC (Negative Thermistor)</b>	Negatif ısıl katsayılı direnç
<b>OCP (Over Current Protection)</b>	Aşırı akım koruması
<b>OVP (Over Voltage Protection)</b>	Aşırı gerilim koruması
<b>PF (Power Factor)</b>	Güç Çarpanı
<b>PFC (Power Factor Correction)</b>	Güç Çarpanı düzeltme
<b>PWM (Pulse Width Modulation)</b>	Darbe genişlik modülasyonu
<b>SMPS (Switch Mode Power Supply)</b>	Anahtarlama güç kaynağı
<b>TSD (Thermal Shutdown Protection)</b>	Isı kapama koruması
<b>ZCS (Zero Current Sense)</b>	Sıfır akım algılaması
<b>PM (Phase Margin)</b>	Evre payı

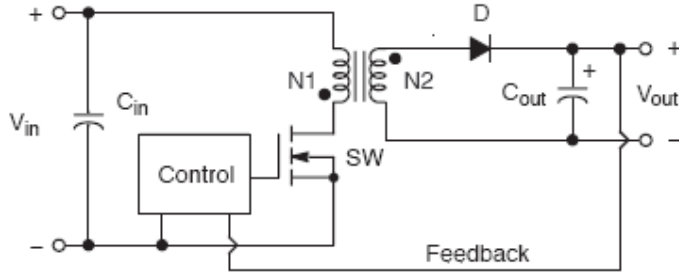
## 1. GİRİŞ

Son yıllarda teknolojinin gelişmesi ile giderek artan enerji ihtiyacının büyük çoğunluğunu elektrik enerjisi oluşturmaktadır. Elektrik enerjisi üretim kaynaklarının sınırlı olmasına karşın bu enerjiyi kullanan cihaz sayısı giderek artmaktadır. Günümüzde ortaya çıkan elektrik enerjisi ihtiyacı karşısında var olan enerjiyi verimli kullanmak çok önemli hale gelmiştir. Elektrik enerjisi üretim maliyetlerinin artması kullanıcı tarafına da yansımış ve elektrik enerjisine ödenen miktar artmıştır. Bu sebeple yeni geliştirilen cihazlar yüksek verim sağlayacak şekilde tasarlanmaya başlanmıştır. Teknoloji geliştikçe elektrik enerjisinin kullanımı dirençli ısıtıcılar, akkor telli lamba gibi basit yüklerden anahtarlama motor sürücüleri, AC/DC dönüştürücüler, bilgisayarlar vb. karmaşık yapıları yükleri geçmiştir [1].

Bu güç kaynağı ihtiyaçları artık doğrusal güç kaynaklarından anahtarlama güç kaynaklarına doğru yönelmiştir. Giriş geriliminin sürekli değiştiği, 50Hz gürültüsünün kolay yok edilemediği, boyutun ve verimin önem kazandığı durumlarda anahtarlama güç kaynakları kullanılmaktadır. Bu devrelerde anahtarın tamamen açık veya tamamen kapalı olarak kullanılmasıyla anahtarın aktif bölgede çalışma zorunluluğu ortadan kaldırılarak kayıplar azaltılmıştır [2].

Anahtarlama güç kaynakları ilk olarak 1960'lı yıllarda doğrusal güç kaynakları veriminin düşük olmasından dolayı kullanılmaya başlanmıştır. Temelde anahtarlama güç kaynaklarının alçaltıcı (buck) çevirici, yükseltici (boost) çevirici ve alçaltıcı-yükseltici çevirici olmak üzere üç tipi bulunmaktadır. Daha sonra günümüzde bu yapılardan Flyback, ileri-yön, yarım köprü ve tam köprü devreler türetilerek farklı kullanım alanları oluşturulmuştur. Bu yapıların bazıları 200W'ın altında AC/DC için en iyisiyken bazıları daha yüksek güç de kullanılmaktadır. Bu nedenle her bir anahtarlama güç kaynağının kendine özgü kullanım alanları bulunmaktadır. En fazla kullanılan anahtarlama güç kaynağı Flyback tipi SMPS (Switch

Mode Power Supply) olarak bilinmektedir.



Şekil 1.1. Flyback Tipi SMPS devresi

Şekil 1.1'de yer alan Flyback tipi SMPS'in devresindeki anahtar iletime geçince diyot ters kutuplanır ve bu esnada endüktans üzerinde enerji depolanır. Anahtar kesime gittiğinde endüktansta depolanan enerji çıkış sargı endüktansına aktarılarak diyot üzerinden çıkış beslenir [3]. Ortalama 1W ile 150W arasındaki ve çok çıkışlı uygulamalarda çalışan Flyback tipi SMPS'in tercih edilmesinin sebebi, tasarımının kolay, maliyetinin ucuz, veriminin yüksek ve tasarım boyutlarının ufak olmasıdır [3]. Günümüzde Flyback tipi SMPS'lerin kayıplarını daha aza indirmek için quasi-rezonans tipi SMPS (Quasi-resonant Converter) uygulamaları da mevcuttur.

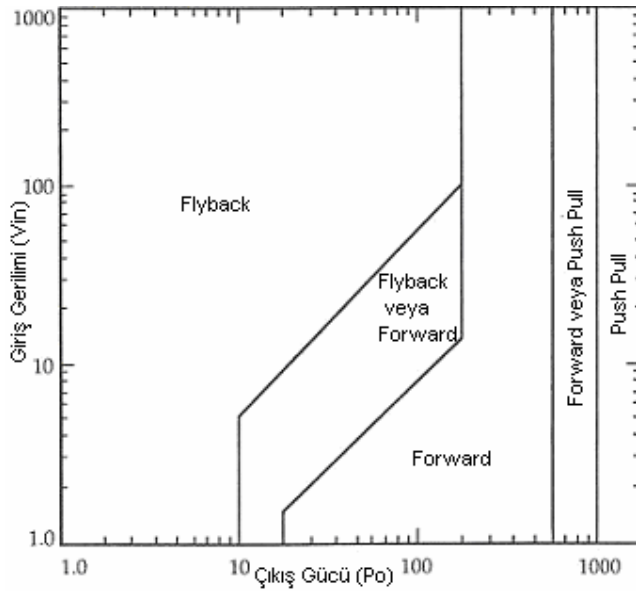
Bunların yanı sıra, Flyback tipi SMPS ve diğer anahtarlamalı kaynakların daha karmaşık yapıda olması ve yüksek frekansta anahtarlaması nedeniyle oluşan elektromanyetik girişimin engellenmesi gibi zorlukları da vardır [2].

Bir SMPS devresi doğrusal olmayan bir yük gibi davrandığından güç çarpanının düzeltilmesi (Power Factor Correction) gerekmektedir. Çünkü kaynaktan aktif gücün yanında reaktif güç de çekilir. Bu reaktif gücün elektromanyetik cihazlarda manyetik alan oluşturarak yararlı iş yapması ile hiçbir bağlantısı yoktur. Reaktif gücün sıfır olması, dolayısıyla güç çarpanının (Power Factor) 1 olması istenir. Sistem verimliliğinin artırılması, hat ile üretim iletim aygıtlarının aşırı yüklenmesinin önlenmesi ve kayıpların azaltılması için güç çarpanı düzeltilmesinin yapılması gerekir [2].

Devreye paralel kapasite veya endüktans bağlanarak pasif güç çarpanı düzeltilmesi yapılmaktadır. Fakat asıl zor olan harmonikli akım çeken yüklerin yani anahtarlamalı güç kaynaklarının oluşturduğu düşük güç çarpanını düzeltmektir [1]. Burada şebekeden çekilen akım, şebeke gerilimi ile aynı fazda olabilmektedir. Ancak dalga şekli ideal sinüsten oldukça uzak ve darbelidir. Önceleri, kontrolsüz doğrultucu içeren güç elektroniği uygulamalarında güç çarpanını yükseltmek için aktif süzgeç kullanılırdı. Ancak son yıllarda pahalı ve tasarımı zor olan bu yöntemin yerine kontrollü elemanlar kullanılarak doğru denetim yöntemi ile şebekeden şebekeye aynı fazda ve dalga şeklinde akım çeken devreler tasarlanmaya başlanmıştır. Bu devrelere örnek olarak şebekeden sinüse yakın akım çeken güç çarpanı düzeltmeli doğrultucular gösterilebilir [3, 8].

## 2. FLYBACK TİPİ SMPS

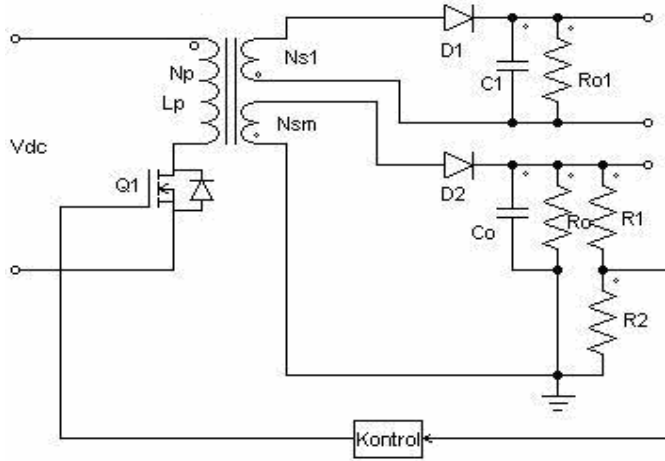
Anahtarlmalı güç kaynağı tasarımında ilk olarak çıkış gücü değeri belirlenerek Şekil 2.1'deki referansa göre anahtarlmalı güç kaynağı seçilir.



Şekil 2.1. Çıkış gerilimine karşı çıkış gücü değerine göre SMPS çeşitleri

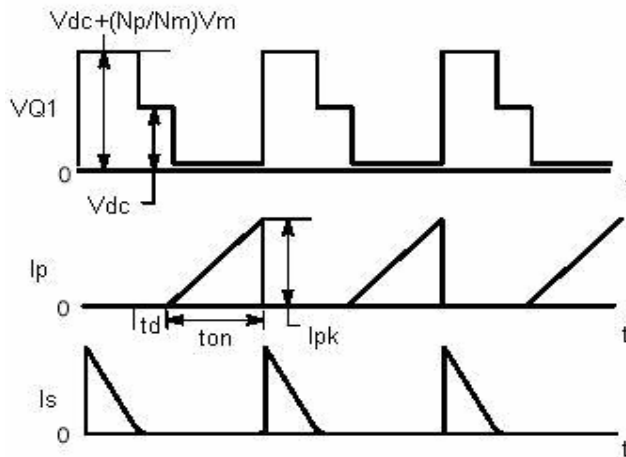
Şekil 2.1'de görüldüğü gibi Flyback tipi SMPS, anahtarlmalı güç kaynaklarının 1W ile 150W arasında en çok kullanılan modelidir. Bunun sebebi, devre yapısının basit, tasarım için gereken teknik dokümanların yaygın ve en önemlisi tasarım maliyetinin ucuz olmasıdır.

Flyback tipi SMPS, anahtar iletimdeyken trafo giriş sargı endüktansın (primary inductance) enerji depolaması sırasında devre yükünün çıkış sığacı tarafından beslenmesi ve anahtar kesime gittiğinde ise giriş sargı endüktansında depolanan enerjinin çıkış sargı endüktansına (secondary inductance) aktarılarak devre yükünün beslenmesi ve boşalan sığacın yüklenmesi mantığı ile çalışır [3].



Şekil 2.2. Flyback tipi SMPS'in en genel devre şeması

Flyback tipi SMPS sisteminin en genel devre şeması Şekil 2.2'de gösterilmiştir. Anahtar iletimdeyken trafonun noktalı bütün sarımları negatif kutuplanmıştır.  $D_1$  ve  $D_2$  diyotları kesimdeyken sistemin yükü,  $C_1$  ve  $C_o$  sığaçları tarafından beslenmektedir. Şekil 2.3'de Flyback tipi SMPS'in çalışma dalga şekilleri gösterilmektedir.



Şekil 2.3. Flyback tipi SMPS'in çalışma dalga şekli

Anahtar iletime geçince giriş sargı endüktansı ( $L_p$ ) üzerinde sabit bir gerilim olup akım doğrusal olarak artmaktadır (Şekil 2.3).

$$\frac{d_{ip}}{d_t} = \frac{V_{dc}}{L_p} \quad (2.1)$$

İletim süresi sonunda giriş sargı endüktanstaki akım,

$$I_p = \frac{V_{dc}}{L_p} * T_{on} \quad (2.2)$$

Depolanan enerji,

$$E = \frac{L_p * I_p^2}{2} \quad (2.3)$$

Bir periyot sonunda giriş sargı endüktansta depolanan enerji,

$$P = \frac{L_p * I_p^2}{2 * T} \quad (2.4)$$

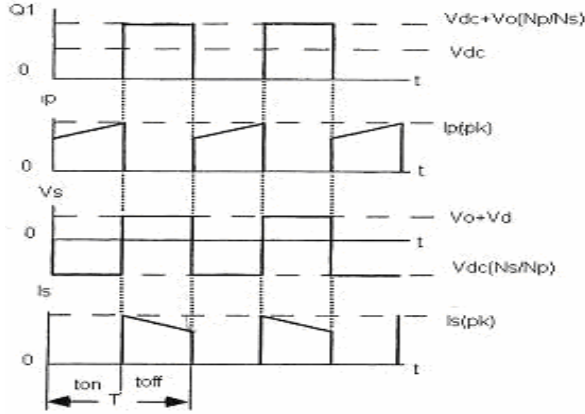
Anahtar ( $Q_1$ ) kesime gidince çıkış sargı endüktansın noktalı tarafı pozitif kutuplanır.  $D_1$ - $D_2$  diyotları iletime geçerek  $C_1$ - $C_o$  sığaçları yüklenir ve çıkış sargı endüktansdaki akım doğrusal olarak azalır (Şekil 2.3).

$$I_{sm} = I_p * \frac{N_p}{N_{sm}} \quad (2.5)$$

$$\frac{di_{sm}}{dt} = \frac{V_{om}}{L_{sm}} \quad (2.6)$$

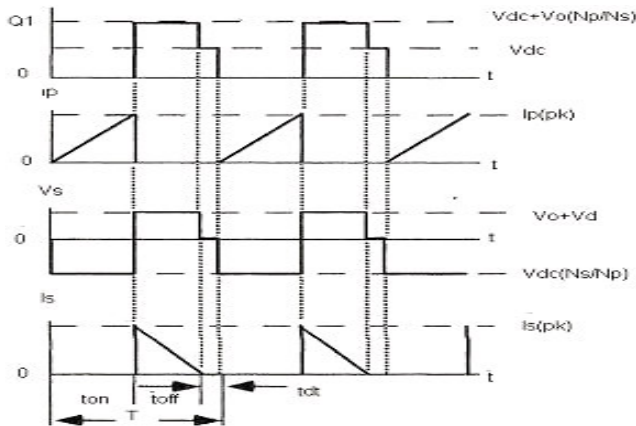
Flyback tipi SMPS'in Sürekli ve Süreksiz iletim modu olmak üzere iki farklı çalışma tekniği vardır. Bu modlar aynı devre yapılarına sahip olmalarına rağmen manyetik endüktansa (magnetizing inductance) ve çıkıştaki yüke göre çalışma modları belirlenir [3].

Sürekli iletim modunda, anahtarın bir sonraki iletime geçme süresine kadar çıkış sargı endüktanstaki akım sıfıra inmiyorsa, endüktansta depolanan enerji tam transfer edilememiş olur. Bu modun dalga şekilleri Şekil 2.4'de gösterilmiştir.



Şekil 2.4. Sürekli iletim modu dalga şekilleri

Sürekli iletim modunda ise, anahtarın bir sonraki iletime geçme süresine kadar çıkış sargı endüktanstaki akım sıfıra iniyorsa giriş sargı endüktansta depolanan tüm enerji çıkış sargı endüktansına aktarılarak tam enerji transferi gerçekleştirilmiş olur. Sürekli iletim modu dalga şekilleri Şekil 2.5'de gösterilmiştir.



Şekil 2.5. Sürekli iletim modu dalga şekilleri

Şekil 2.5'de görüldüğü gibi süreksiz iletim modu çalışmasında ölü süre ( $t_{dt}$ ) konulmuştur. Bunun sebebi sistemin çıkış yükü artırıldıkça geri besleme bilgisi doğrultusunda PWM (Pulse Width Modulation) karşılaştırıcısının, çıkış gerilimini, yük artışına karşı anahtarın iletim süresini artırarak sabit tutmaya çalışmasıdır. Eğer anahtar bir sonraki iletme geçene kadar endüktans üzerindeki enerjinin tamamı aktarılamadıysa sistem sürekli iletim moduna geçer ve söz konusu olaya göre devrenin hata kuvvetlendiricisi tasarlanmadıysa sistemde istenmeyen salınımlar oluşur. Bu istenmeyen durumu engellemek ve devrenin süreksiz iletim modunda çalışmasını garantilemek için sistemin periyoduna 0,1 ölü süre oranı konulur [3, 4].

Sürekli ve süreksiz iletim modlarının avantaj ve dezavantajları ileride aktif güç çarpanı düzeltme konusunda anlatılacaktır. Ancak, Flyback tipi SMPS'de de bu modların avantajları ve dezavantajları söz konusudur. Her iki moda da anahtar kesime gittiğinde çıkış geriliminde görülen yüksek frekanslı tepe gerilimini gidermek için LC süzgecine ihtiyaç duyulur. Giriş sargı ve çıkış sargı endüktanstaki etkin akım, sürekli iletim moduna göre iki katına kadar çıkabildiğinden daha geniş tel çapı ve yüksek akım değerli pahalı bir güç anahtarı gerektirir. Ayrıca çıkış sargı endüktanstaki etkin akımın yüksek olması nedeniyle de çıkış diyotlarının ısınması görülür [3].

Bütün bu dezavantajlarına rağmen süreksiz iletim modunun en çok kullanılan model olmasının sebebi, çıkış yük akımı ile giriş gerilimindeki değişimlere çabuk cevap vermesi ve anahtar iletme geçerken akımın sıfır olmasından dolayı anahtarlama kayıplarının olmamasıdır [3].

## 2.1. Flyback Tipi SMPS'in Dezavantajları

Anahtar kesime gittiğinde  $C_1$ 'in empedansı yük direncine göre çok küçük değer aldığından çıkış sargı endüktanstaki akım  $C_1$ 'in etkin seri direnci

$R_{esr}$ 'den akar. Bundan dolayı çıkış geriliminde oluşan yüksek tepe gerilimini gidermek için çıkışta süzgeç sığaçlarına ihtiyaç duyulur [3].

$$\frac{N_p}{N_s} * I_p * R_{esr} \quad (2.7)$$

En önemli dezavantajı, çekirdek kayıplarının olmasıdır. Bu nedenle Flyback tipi SMPS'ler 150W'ın altındaki uygulamalarda tercih edilir. Anahtara zarar vermemesi için giriş sargı ve çıkış sargı endüktanslarının düzgün ve sıralı sarılması sağlanarak sızıntı endüktans (leakage inductance) değeri ufak değerde tutulmalıdır [3].

Dezavantajlarının yanı sıra, çok çıkışlı güç kaynağı uygulamalarında kullanılabilmesi, devre yapısının basit olması, eleman sayısının az olması nedeniyle maliyetinin düşük olması ve küçük boyutları sebebiyle yer kazancı sağlamasından dolayı Flyback tipi SMPS'ler daha çok tercih edilmektedir. Flyback tipi SMPS için gereken genel denklemler Çizelge 2.1'de verilmiştir.

Flyback tipi SMPS'lerin genel kullanım alanları:

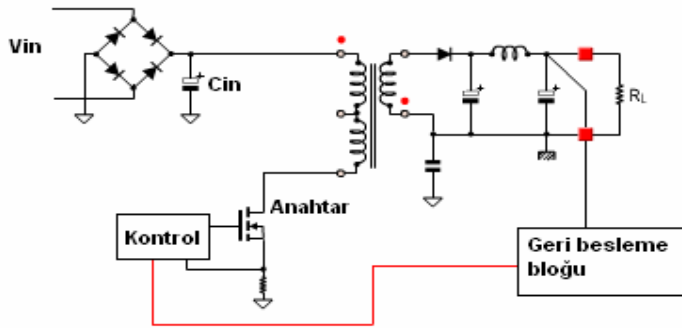
1. 220V uygulamaları ( $P < 150W$ )
2. Televizyon güç kaynakları
3. Çok çıkışlı güç uygulamaları

Çizelge 2.1. Flyback tipi SMPS için bilinmesi gereken denklemler

$\eta = \frac{P_o}{P_{in}}$	$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{N_{sm} * T_{on}}{N_p * 1 - T_{on}}$	$\frac{d_{ip}}{d_t} = \frac{V_{dc}}{L_p}$
	Anahtar, $Q_1$	Diyot, $D_1$
Gerilim	$V_{ds} = V_{dc(max)} + \frac{N_p}{N_{sm}} * (V_{om} + V_d)$	$V_{rm} = V_{dc} * \frac{N_{sm}}{N_p}$
Akım	$I_{ds(max)} = \frac{V_{dc}}{L_p} * T_{on}$	$I_{d_{av}} = I_o$

## 2.2. Flyback SMPS'lerin Denetim Yöntemleri

Yukarıda Flyback tipi SMPS'in çalışma şekli anlatılmıştır. Pratikte yapılacak bir Flyback tipi SMPS, doğrultma yapan diyotlar, geri besleme bloğu ve bu blokların kontrolünde sürülen bir anahtardan oluşmaktadır (Şekil 2.6).

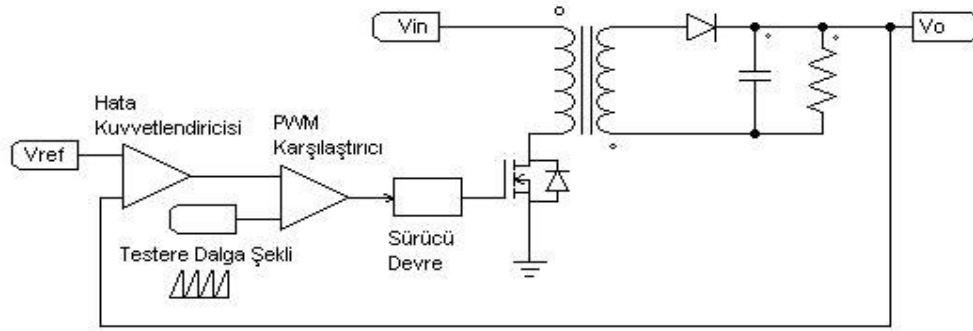


Şekil 2.6. Flyback tipi SMPS devre şeması

Sabit anahtarlama frekansında çalışan Flyback tipi SMPS'de kullanılan iki ayrı denetim vardır: çıkış sargı endüktansı tarafından alınan gerilim bilgisi doğrultusunda yapılan Gerilim Denetim Yöntemi ve kontrolde gerilim bilgisinin yanında anahtar üzerinden geçen akımın da dâhil edildiği Akım Denetim Yöntemi.

### Gerilim Denetim Yöntemi

Şekil 2.7'deki yöntemde güç kaynağı çıkışından gerilim bilgisi alınarak referans gerilim bilgisi hata kuvvetlendiricisinde karşılaştırılır. Elde edilen gerilim değeri testere dişi dalga şekli ile PWM karşılaştırıcısında karşılaştırılarak anahtarın sürülmesi için gereken darbe genişlikli sinyaller elde edilmiş olur [1, 5].

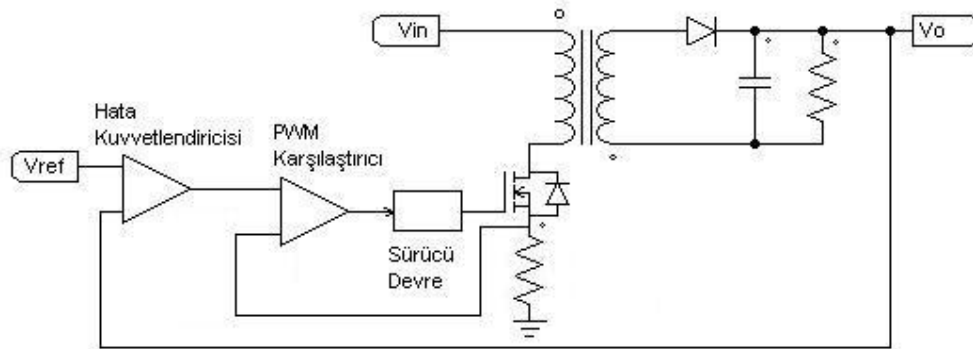


Şekil 2.7. Gerilim denetim yöntemi devre şeması

Gerilim denetim yönteminin avantajları, tasarımının ve analizinin kolay olması ile sabit yüklü durumlarda iyi sonuç vermesidir.

Dezavantajları ise yükteki herhangi bir değişimden dolayı sistem cevabının yavaş olması ve geri besleme döngüsü kazancının giriş gerilimine bağlı olmasından dolayı kararlılığın zorlaşmasıdır [5].

### Akım Denetim Yöntemi



Şekil 2.8. Akım denetim yöntemi devre şeması

Gerilim denetim yönteminin yük değişimine karşı hızlı cevap verememesinden dolayı bu yöntem geliştirilmiştir. Akım denetim yönteminde, gerilim yönteminde kullanılan testere dişi dalga şekli yerine anahtarın

üzerinden geçen akımın dalga şekli alınmaktadır (Şekil 2.8). Bu sayede çıkış endüktans akımı ve dolayısıyla çıkış gerilimi denetim edilmektedir.

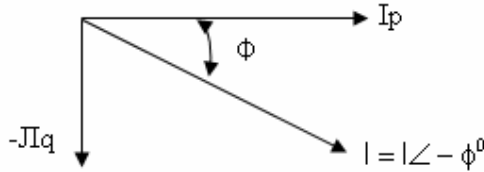
Akım denetim yönteminin avantajı, anahtar akımının giriş gerilimi değeriyle belirlenmesinden dolayı giriş gerilim değişimlerine karşı hızlı cevap vermesi ve anahtarlama periyodu için akım sınırlamasının yapılabilmesidir [1, 5].

Akım denetim yönteminin dezavantajı ise çalışma oranının 0,5'i aşması durumunda sistemin kararsız hale gelmesi, denetim yönteminin giriş sargı endüktanstaki akıma bağlı olmasından dolayı güç bölümündeki rezonansların ve anahtarın iletime geçtiği anda oluşan ani akım değişimlerinin denetim döngüsünde gürültüye sebep olması ve sistemi kararsızlığa götürme olasılığıdır [5].

Günümüzde üretilen denetim elemanları çoğunlukla akım denetim yöntemiyle çalışmaktadır. Bu tez çalışmasında da akım denetim yöntemi ile çalışan denetim elemanı kullanılmıştır.

### 3. GÜÇ ÇARPANI VE GÜÇ ÇARPANI DÜZELTME

Basit yükler şebekeden reaktif güç çekmez iken, karmaşık yapılı yükler şebekeden aktif gücün yanında reaktif güç de çekerler. Reaktif gücün elektromanyetik cihazlarda manyetik alan oluşturması, gereksiz yere hattı ve üretim iletim aygıtlarını yükleyerek gerilim düşümüne ve kayıplara yol açması nedeniyle şebekeden çekilen reaktif gücün sıfır olması istenir. Saf direnç ve buna benzer yapıdaki doğrusal yüklerin güç çarpanı (Power Factor) 1 ve 1'e yakın iken, doğrusal olmayan kapasite ve endüktans bulunan devrelerde güç çarpanı düşüktür [2, 6]. Güç çarpanı, en basit haliyle, aktif gücün görünür güce oranı olarak bilinir. Şekil 3.1'de devreye doğrusal olmayan bir endüktans bağlandığındaki akım fazörü gösterilmektedir.



Şekil 3.1. Akım fazör şekli

$$P = VI \cos \phi \quad (3.1)$$

$$S = VI \quad (3.2)$$

$$PF = \frac{P}{S} = \cos \phi \quad (3.3)$$

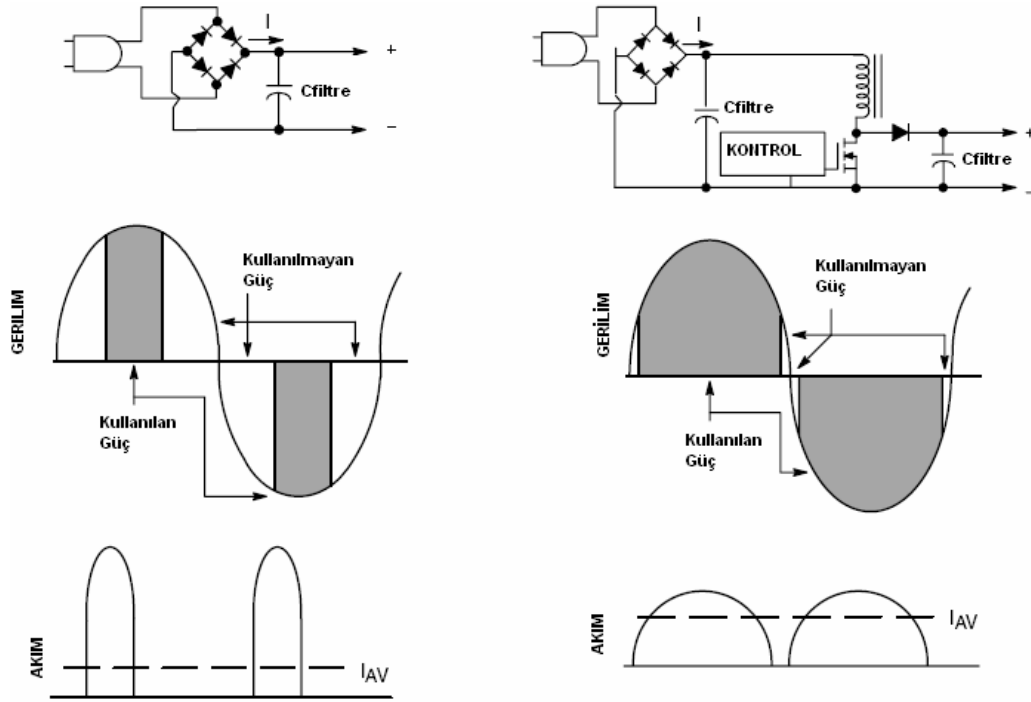
P : Aktif Güç

S : Görünür Güç

$\cos \Phi$  olarak tanımlanan güç çarpanı Eş 3.3'den bulunur. Güç çarpanı, akım ve gerilim arasındaki faz farkını dolayısıyla yükün reaktifliğini belirtir. Güç çarpanının yüksek tutulması ile şebekenin aşırı zorlanması ve trafoların aşırı ısınması gibi problemler ortadan kalkmaktadır. Yüksek güç çarpanına sahip

bir cihazın şebekeden şebeke ile aynı faz ve dalga şekline sahip akım çekmesi gerekmektedir [7].

Düşük güç çarpanının iki sebebi vardır. Birincisi, devredeki sığaç ve endüktans sebebi ile oluşan düşük güç çarpanı, ikincisi ise kontrolsüz doğrultucular gibi harmonikli akım çeken yüklerin oluşturduğu düşük güç çarpanıdır. Birinci de şebekeden çekilen akımın dalga şekli sinüs olup fazı kayıktır. Bu tür düşük güç çarpanını yükseltmek kolaydır. Devreye paralel kapasite veya endüktans bağlanarak faz kayması düzeltilir ve güç çarpanı yükseltilmiş olur. Bu işleme 'kompanzasyon' denir. Fakat asıl zor olan harmonikli akım çeken yüklerin oluşturduğu düşük güç çarpanını düzeltmektir [1]. Burada şebekeden çekilen akım, şebeke gerilimi ile aynı fazda olabilmektedir. Ancak dalga şekli ideal sinüsten oldukça uzak ve darbelidir. Önceleri, kontrolsüz doğrultucu içeren güç elektroniği uygulamalarında güç çarpanını yükseltmek için aktif süzgeç kullanılırdı. Ancak son yıllarda pahalı ve tasarımı zor olan bu yöntemin yerine kontrollü elemanlar kullanılarak doğru denetim yöntemi ile şebekeden şebekeye aynı fazda ve dalga şeklinde akım çeken devreler tasarlanmaya başlanmıştır. Bu devrelere örnek olarak şebekeden sinüse yakın akım çeken güç çarpanı düzeltmeli doğrultucular gösterilebilir. SMPS devreleri doğrusal olmayan bir yük gibi davrandığından güç çarpanı düzeltmesinin yapılması gerekmektedir. Bu çalışmada, yükseltici tipi SMPS (Boost Converter) kullanılarak aktif güç çarpanı düzeltmesi sağlanmıştır. Şekil 3.2'de kompanzasyon dalga şekli ile güç çarpanı düzeltmesinin giriş dalga şekli verilmiştir. Bu şekil ile güç çarpanı düzeltmesinin enerjii daha yüksek verimde kullandığı ve giriş akımının da sinüse benzediği görülmektedir [6, 7, 8].



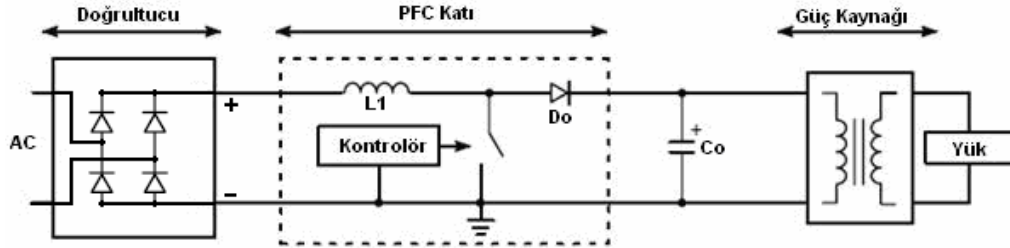
Şekil 3.2. Kompanzasyon ve aktif güç çarpanı düzeltmesinin dalga şekilleri

Kullanılan güç çarpanı düzeltmesi iki ayrı bölümde incelenir: Pasif güç çarpanı düzeltme ve aktif güç çarpanı düzeltme. Pasif güç çarpanı düzeltmesi, akım ve gerilimi aynı faza getirmek için devreye sığaç veya endüktans gibi pasif elemanların eklenmesiyle yapılmaktadır. Fakat yüksek güç uygulamalarında pasif güç çarpanı tekniğiyle güç çarpanını düzeltmek için çok büyük sığaçlara ihtiyaç duyulmaktadır. Bu da hem maliyet hem de yer alanı olarak büyük dezavantaj getirmektedir.

Günümüzde üretilen güç kaynaklarının Avrupa EN61000-3-2 harmonik azaltma standartlarına uygun olarak üretilmesi gerekmektedir [9]. Yüksek güç uygulamasında pasif güç çarpanı düzeltmesi bu standarda ulaşamadığından, aktif düzeltme teknikleri kullanılmaktadır.

Aktif güç çarpanı düzeltmesi, Şekil 3.3'de gösterildiği gibi, girişteki doğrultucu diyot ile sığaç arasına yükseltici tipi SMPS konularak oluşmaktadır. Bunun

amacı, giriş akımının, giriş gerilim dalga şekline benzemesini ve faz farkının 1'e yaklaşmasını sağlamaktır.

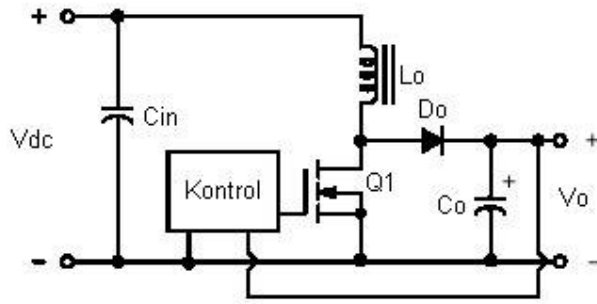


Şekil 3.3. Güç çarpanı düzeltmesinin katı

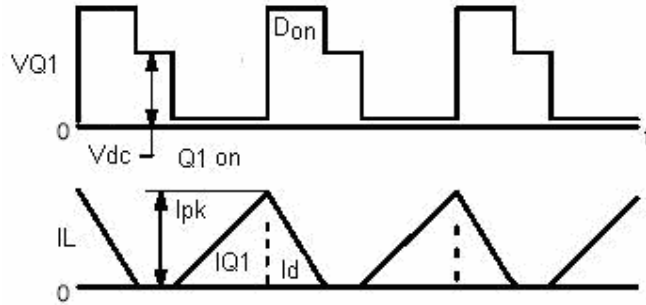
Bu yöntem günümüzde en çok kullanılanıdır. Ancak, Avrupa EN61000-3-2 standardına göre, harmoniklerin azaltılmasını sağlayan çeşitli yeni çalışma yöntemleri de kabul görmektedir.

### 3.1. Yükseltici Tipi SMPS

Yükseltici tipi SMPS'in devre şeması ve çalışma dalga şekli Şekil 3.4 - Şekil 3.5'te verilmiştir. Yükseltici tipi SMPS'in, adından da anlaşılacağı gibi, çıkış gerilimi her zaman girişteki geriliminden büyüktür. Şekil 3.4'teki  $Q_1$  anahtarı iletme geçince diyot ters kutuplanır ve çıkış devresini girişten ayırır. Bu esnada endüktansta enerji depolanır ve yük çıkış sığacı tarafından beslenir. Anahtar kesime gidince, devrenin çıkışına hem girişten hem de endüktanstan enerji aktarılarak yükün beslenmesi ve boşalan sığacın yüklenmesi sağlanır. Burada kullanılan süzgeç sığacı çıkış gerilimini sabit tutacak şekilde yeteri kadar büyük seçilmelidir.



Şekil 3.4. Yükseltici tipi SMPS'in devre şeması



Şekil 3.5. Yükseltici tipi SMPS'in çalışma dalga şekli

Yükseltici tipi SMPS'in, Flyback tipi SMPS'de olduğu gibi, iki farklı çalışma tekniği vardır: Süreksiz ve Sürekli iletim modu [2]

#### Süreksiz İletim Modu (Kritik İletim Modu)

Bu modda anahtar kesime gittiğinde  $L_1$ 'de depolanan bütün enerji  $D_0$  diyotuna aktarılır (Şekil 3.4). Diyotun üzerindeki akımın sıfıra inmesiyle sıfır akım geçişi sağlanır. Bu sayede yükseltici tipi diyot seçimi kritik değildir. En çok, düşük güç uygulamalarında tercih edilen bu devre denetleyicinin, ucuz olmasının yanı sıra kullanılması da çok kolaydır. Uygulanan çalışmada güç çarpanı düzeltmesi bu teknikte yapıldığından ileride daha detaylı anlatılacaktır.

*Avantajı:* Denetleyicinin ucuz olması, devre yapısının basit olması, sıfır akımda anahtarlama yapması sayesinde kayıpsız anahtarlama ve yükseltici diyotu seçiminin kritik olmaması [9].

*Dezavantajı:* Değişken anahtarlama frekansına sahip olması ve girişte elektromanyetik girişim (electromagnetic interference) süzgeci gerekmesi [9].

### Sürekli İletim Modu

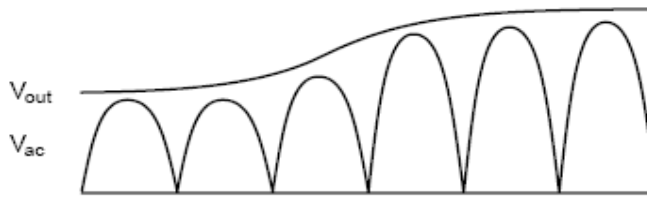
Bu modda  $L_1$  endüktansının üzerindeki akım sıfıra düşmemektedir (Şekil 3.4). Akımdaki anlık tepelerin az olması, anahtar ve diğer elemanlar üzerindeki kayıpların az olmasına neden olur. Sabit frekanslı olup girişteki akım dalgalanması azdır. İki ayrı denetim tekniği vardır:  $V_{rms}^2$  ve Ortalama akım denetim modu [7, 9].

*Avantajı:* 200W'ın üstünde etkili ve sabit frekanslı olarak çalışması, anahtar ve diğer elemanlar üzerinde kayıpların az olması nedeniyle süresiz iletim moduna göre daha fazla kullanılması [9].

*Dezavantajı:* Büyük endüktans gerektirmesi, daha karmaşık ve pahalı olması [2].

#### 4. GÜÇ ÇARPANI DÜZELTME DEVRESİNİN TASARIMI

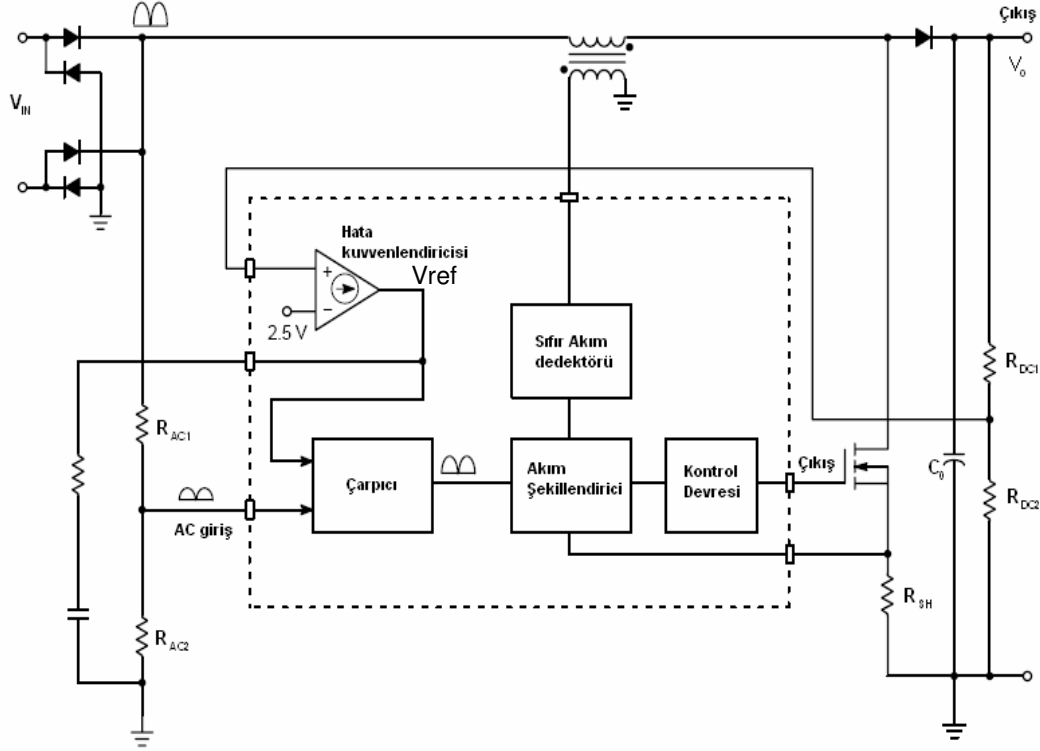
22W'lık SMPS güç kaynağı için yapılan güç çarpanı düzeltmesinde süreksiz iletim modu tekniği kullanılmıştır. Bu yapıda çalışan denetleyiciler araştırıldığında piyasada en çok kullanılanlar, On firmasının MC33260, Unitrode UC3852 ve Fairchild FAN7528'dir. Bu çalışmada tercih edilen MC33260 tüm devresi, çıkış geriliminden aldığı geri besleme bilgisi doğrultusunda gerilim düzenlemesi yaparak çıkış gerilimini girişin ortalama gerilim değerine göre düzenlemektedir. Şebeke gerilimi düştüğünde çıkış gerilimi düşmekte, yükseldiğinde ise çıkış gerilimi yükselmektedir. Şekil 4.1'de gösterilen söz konusu çalışma şekli, takipçi tipi SMPS (Follower Boost Converter) olarak bilinmektedir [10]. MC33260 tüm devresi, hem yükseltici tipi SMPS hem de takipçi tipi SMPS olarak çalışabilmektedir. Yükseltici tipi SMPS, takipçi tipi SMPS olarak çalıştırıldığında, anahtarın ve güç çarpanı düzeltmesi endüktansının boyutlarında önemli ölçüde küçülme sağlamıştır. Bu da söz konusu tüm devrenin bu çalışmada tercih edilme sebebidir [11]. MC33260 tüm devresini üretici firmanın kendi internet sitesinden numune olarak getirtmek mümkündür (<http://www.onsemi.com/PowerSolutions/home.do>).



Şekil 4.1. Takipçi tipi doğrultucunun giriş gerilimine göre çıkış dalga şekli

Takipçi tipi SMPS, çıkış gerilimini giriş geriliminin belli bir değer üstüne düzenler. Çoğu uygulamalarda güç çarpanı düzeltme devresinin çıkışına SMPS bağlanmıştır. SMPS, geniş giriş gerilim değerlerinde çalışabildiğinden sabit bir giriş gerilimine ihtiyaç duymaz. Bu sayede daha küçük değerli endüktans kullanılır ve anahtar iletim kayıpları da azaltılmış olur [9].

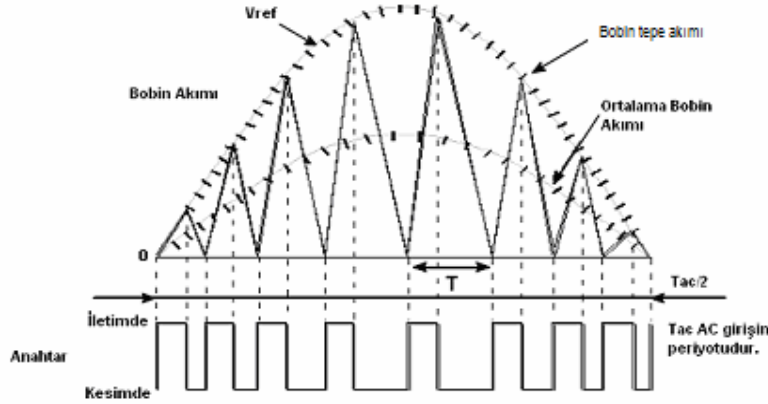
#### 4.1. MC33260 Tüm devresinin Çalışma Prensibi



Şekil 4.2. Kritik iletim modu denetleyicinin temel çalışma şeması

Doğrultucu diyotun çıkışındaki sinüs tam dalga şekli, gerilim bölücülerden ( $R_{ac1}$  ve  $R_{ac2}$ ) belli bir orana düşürülerek çarpıcı devresine girer. Hata kuvvetlendiriciden gelen sinyal ve belli bir orana düşürülen AC giriş sinyali çarpılarak referans giriş gerilimi ( $V_{ref}$ ) elde edilir.  $V_{ref}$  sinyali ve akım dalga şekli, akım şekillendiricideki karşılaştırıcıya bağlanır. Akım şekillendiricinin amacı, devre akımının çarpıcı çıkışındaki  $V_{ref}$  sinyaline benzemesini sağlamaktır. Anahtar iletimdeyken endüktans akımı doğrusal olarak  $V_{ref}$  değerine ulaşıncaya kadar artar (Şekil 4.3). Bu artma istenilen ortalama akım değerine ulaşıncaya kadar endüktans akımı iki katına çıkmış olur. Endüktans akımı  $V_{ref}$  değerine ulaşıncaya kadar karşılaştırıcı konum değiştirip anahtarı kesime sokar. Bu durumda endüktans akımı, sıfıra düşene kadar doğrusal olarak azalır. Sıfır akım detektörü endüktans üzerindeki gerilimi ölçer. Endüktans

üzerindeki akım sıfır olunca gerilim de sıfır olacağından endüktans akımının sıfıra düştüğü anlaşılıp anahtar tekrardan iletime sokulur. Bu durumda tekrardan endüktans akımı doğrusal olarak artar [9].



Şekil 4.3. Endüktans akımı dalga şekli

Bu çalışma tekniği kritik iletim modu olarak da bilinir. Bu tip doğrultucuların yük ve giriş değerlerinin değişimine göre frekansı da değişmektedir. Maksimum giriş ve minimum yükte anahtarlama frekansı maksimumdur [9].

Anahtar iletimdeyken endüktanstaki akım doğrusal olarak artmaktadır.

$$i_L = \frac{V_{in}}{L} \quad (4.1)$$

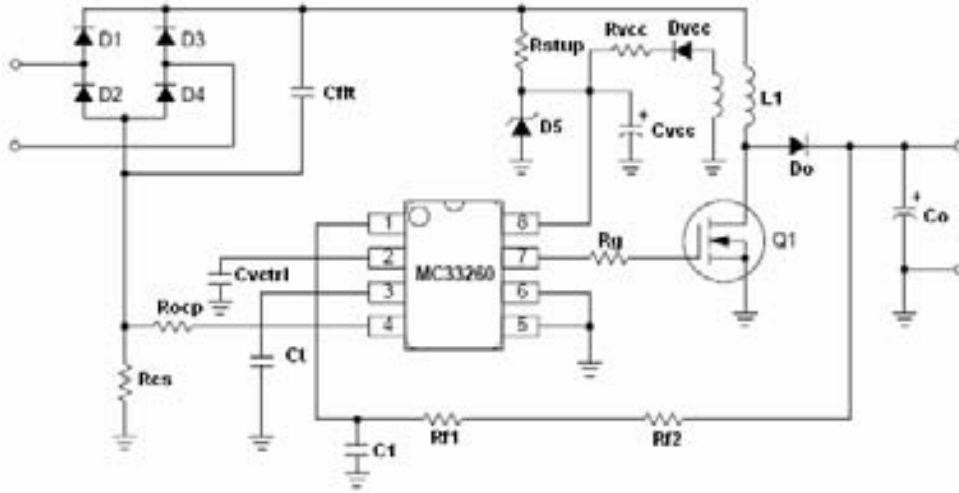
Anahtarın kesim süresinde endüktanstaki akım, sıfıra düşene kadar doğrusal olarak azalmaktadır.

$$i_L = \frac{V_o - V_{in}}{L} \quad (4.2)$$

Sonuç olarak elde edilen üçgen dalga şekilli akım, endüktans üzerinden akar. Güç çarpanı düzeltme katı bu üçgen dalga şekillerinin genliklerini ayarlayarak

endüktans akımını sinüs dalga şekline benzetir.

#### 4.2. Yükseltici Tipi Doğrultucunun Tasarımı



Şekil 4.4. Yükseltici tipi doğrultucunun devre şeması

Yukarıda MC33260 tüm devresi ve çevresel elemanlarıyla oluşan devre şeması görülmektedir.

Tasarım için gereken değerler;

- Giriş gerilimi  $V_{acLL}$  ve  $V_{acHL}$
- Çıkış  $V_o$  değeri
- $P_o$  istenilen çıkış güç
- İstenilen verim  $\eta$

Evrensel (Universal) bir güç kaynağı için giriş gerilim değerleri aşağıdaki gibi seçilir [8],

$$V_{acLL} = 85V_{ac}$$

$$V_{acHL} = 265V_{ac}$$

$V_{acLL}$  : Minimum giriş gerilimi ( $V_{ac}$  Low Line )

$V_{acHL}$  : Maksimum giriş gerilimi ( $V_{ac}$  High Line )

Düzenlenmiş çıkış gerilim değerleri

$$V_{omax} = V_{dcmax} = 400V$$

$$V_{omin} = V_{dcmin} = 140V$$

22W'lık SMPS için giriş gücü tasarlanırsa

$$P_{in} = P_o / \eta \quad (4.3)$$

$$P_{in} = 31,4 \cong 32W$$

Beklenen verim ise

$$\eta = 0,7$$

Giriş diyotunun maksimum akımı, giriş gerilimi ( $V_{acLL}$ ) minimumken hesaplanır [11].

$$I_{inpk} = \frac{\sqrt{2}P_o}{\eta V_{acLL}} \quad (4.4)$$

$$I_{inpk} = \frac{\sqrt{2}(22)}{(0,7)(85)} = 0,52 A$$

$P_o$  : Çıkış gücü

$\eta$  : Sistemin verimi

$V_{acLL}$  : Minimum giriş gerilimi

$I_{inpk}$  : Maksimum giriş akımı

Bu sayede diyotun iletmesi gereken maksimum akım 0,6A olup diyotlar üzerindeki maksimum gerilim, giriş geriliminin etkin değeridir.

$$V_{rrm} \leq \sqrt{2}V_{acHL} \quad (4.5)$$

$$V_{rrm} = 265\sqrt{2} = 375V$$

Seçilen doğrultucu diyot  $I_f=2A$   $V_{rrm}=1000V$  değerinde olan KBP10'dur.

Endüktansın üzerinden geçen akımın ortalama değeri ( $I_{Lort}$ ) şebekeden çekilen akımın maksimum ( $I_{Lpk}$ ) değerine eşittir [11]. Bu sayede

$$I_{Lpk} = 2I_{Lort} = 1,04A \quad (4.6)$$

$I_{Lpk}$  : Endüktans tepe akımı

Evrensel giriş değeri, takipçi tipi SMPS endüktansının hesaplanmasında kullandığından  $V_{omin} = 140V$  ve  $t_{total} = 40\mu s$  alınarak

$$L_p = \frac{2t_{total} \left( \frac{V_{omin}}{\sqrt{2}} - V_{acLL} \right) V_{acLL}}{V_{omin} I_{Lpk}} \quad (4.7)$$

$$L_p = \frac{(2)(40)(10^{-6}) \left( \frac{140}{\sqrt{2}} - 85 \right) (85)}{(140)(1,04)} = 654\mu H$$

$L_p$  : Takipci tipi SMPS'in endüktansı

$t_{total}$  : Anahtarlama periyodu

$V_{omin}$  : Minimum çıkış gerilimi

$V_{acLL}$  : Minimum giriş gerilimi

$I_{Lpk}$  : Endüktans tepe akımı

Bu çalışmada, MC33260 tüm devresinin uygulama notunda gösterilen 80W'lık N2881-AL trafosu kullanılmıştır [12]. Üretici firma Coilcraft olup internet sitesinden numune veya satın almak mümkündür.

Kullanılan çekirdek PT2510 olup EE25/10/6 tipi N27 malzemesinden oluşmaktadır [13].

$$A_e = 0,394\text{cm}^2$$

$$B_{\max} = 0,3\text{T}$$

$$L_p = 320\mu\text{H}$$

Yükseltici tipi SMPS trafosunun sarım sayısı

$$N_p = \frac{L_p I_{Lpk} 10^6}{B_{\max} A_e} \quad (4.8)$$

$$N_p = \frac{(320)(10^{-6})(1,04)(10^6)}{(0,3)(39,4)} \cong 29$$

Trafonun doyuma gitmemesi için gereken hava boşluğu

$$l_{\text{gap}} = \frac{4\pi 10^{-7} N_p^2 A_e}{L_p} \quad (4.9)$$

$$l_{\text{gap}} = \frac{4\pi(10^{-7})(33)^2(39,4)(10^{-6})}{(320)(10^{-6})} = 0,17\text{mm}$$

$A_e$  : Çekirdek kesit alanı

$N_p$  : Endüktans sarım sayısı

$L_p$  : Endüktans değeri

$l_{\text{gap}}$  : Hava boşluğu

$B_{\max}$  : Maksimum akı yoğunluğu

MC33260 tüm devresi için gereken çalışma gerilimi ( $V_{\text{aux}}$ ) 14V'dur Bu besleme değerinin elde edilmesi için gereken sarım sayısı

$$N_{aux} = \frac{V_{aux} N_p}{(V_o - V_{acLL})} \quad (4.10)$$

$$N_{aux} = \frac{(14)(33)}{(400 - 265)} = 4$$

$V_o$  : Çıkış gerilimi

$V_{aux}$  : MC33260 çalışma gerilimi

$N_{aux}$  : MC33260 tüm devresinin çalışması için gereken sarım sayısı

Anahtarın maksimum akımı, endüktans akımının maksimum değeri ile ifade edilir. Endüktans üzerindeki akımın maksimum olması için de giriş gerilim değeri, minimum alınarak Eş 4.11'den hesaplanır.

$$I_{Lpk} = 2I_{Lort} = \frac{2\sqrt{2}P_o}{\eta V_{acLL}} \quad (4.11)$$

$$I_{Lpk} = (2)(0,52) = 1,04A$$

Anahtar üzerinde oluşacak maksimum gerilim değeri ise şebeke gerilimi tarafından belirlenir.  $V_{acHL} = 265$  olarak alındığında anahtar üzerindeki gerilim

$$V_{ds} = V_{acHL} \sqrt{2} \quad (4.12)$$

$$V_{ds} = 365\sqrt{2} = 375V$$

$V_{ds}$  : Anahtarın akaç-kaynak (drain-source) gerilimi

$V_{acHL}$  : Maksimum giriş gerilimi

Anahtar seçimi yapılırken anahtarın ortalama akımı,  $V_{ds}$  gerilimi ve iletim direnci ( $R_{ds}$ ) değerlerinin göz önünde tutulması gerekir. Eş 4.11'de hesaplanan anahtarın iletim akımı ve Eş 4.12'de hesaplanan  $V_{ds}$  gerilimine göre seçilen anahtar, ST firmasının MTP4N150 (4A-1500V ) MOSFET'i dir. MOSFET, hızlı, güvenilir ve iletim kayıpları düşük olduğu için tercih edilmiştir.

Çıkış doğrultucu diyotu ( $D_o$ ) tercih edilirken, ters toparlanma yeteneği ve üzerinden geçen akım dikkate alınır. Kritik iletim modunda ters toparlanma süresi önemsiz olduğundan diyotun çalışması kolaylaştırılmıştır. Bu çalışmada, ON Semiconductor firmasının çok hızlı MUR460E (4A-600V) diyotu kullanılmıştır [2].

Çıkış sığacının ( $C_o$ ) değeri, çıkış gerilimi, çıkış gerilim dalgalanması ve anahtar kesimdeyken depolaması gereken enerji için dikkate alınır. Sığacın depolayacağı enerji miktarının, sistemin bekleme süresini karşılaması gerekir. Düzenlenmiş çıkış geriliminin  $V_o=400V$  ve çıkış gerilim dalgalanmasının %1 olduğu kabul edilirse;

$$\Delta V_o = \frac{P_o}{2\pi f_{ac} C_o V_o} \quad (4.13)$$

$$C_o = \frac{22}{2\pi(50)(4)(400)} = 44\mu F$$

$f_{ac}$  : Hat frekansı (50Hz)

$\Delta V_o$  : Çıkış geriliminin tepeden tepeye dalgalanması

Çıkış geriliminin maksimum değeri 400V olacağından çıkış sığacının gerilim değeri için 400V veya daha yukarı bir değer seçilmelidir. Bu çalışmada çıkış sığaç değeri olarak 100 $\mu F$ /450V kullanılmıştır.

Bu değerler bulunduktan sonra, MC33260 tüm devresinin istenilen tasarıma göre çalışması için çevre elemanların hesaplanmasına geçilmiştir.

Çıkış geriliminin istenilen değerde olması için geri besleme direnci ( $R_f$ )

$$R_f \cong \frac{V_o}{200\mu A} \quad (4.14)$$

$$R_f \cong \frac{400V}{200\mu A} = 2M\Omega$$

Şekil 4.4'deki  $R_{f1}$  ve  $R_{f2}$  dirençleri  $1M\Omega$  olarak alınmıştır.

MC33260 tüm devresi, daha önce bahsedildiği gibi, yükseltici veya takipçi tipi SMPS olarak iki ayrı moda çalışır [9]. Entegrenin çalışma modu  $C_T$  osilatör sığacının değeriyle belirlenir.  $C_T$  sığacının değeri ise;

MC33260 tüm devresinin kendi değerleri olan

$$K_{OSC} = 6400$$

$$C_{int} = 15pF \text{ alınarak,}$$

$$C_T \geq \frac{2K_{OSC}L_P P_{in} V_{omin}^2}{V_{acLL}^2 R_f^2} - C_{int} \quad (4.15)$$

$$C_T \geq \frac{(2)(6400)(320)(10^{-6})(30)(140^2)}{(85^2)((2)(10^6))^2} - (15)(10^{-12}) = 68pF$$

$C_T$  : Osilatör sığacı

$K_{OSC}$  : Kazanç sabiti

$L_P$  : Endüktans değeri

$V_o$  : Çıkış gerilimi

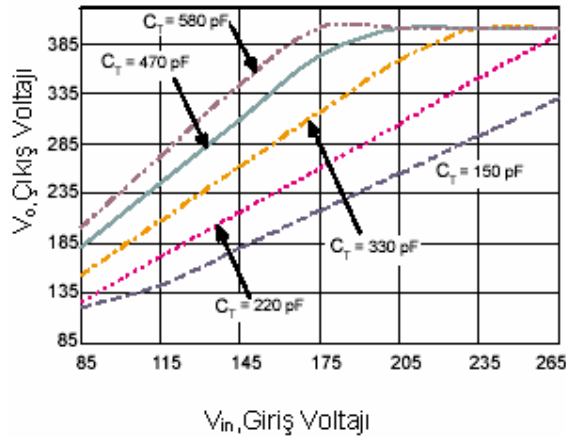
$R_f$  : Geri besleme direnci

$V_{acLL}$  : Minimum giriş gerilimi

$P_{in}$  : Giriş gücü

$C_{int}$  : Dâhili osilatör sığacı

Yapılan uygulamada  $C_T = 510pF$  alınmıştır.



Şekil 4.5.  $C_T$  sığaç değerine göre tam yükteki girişe karşı çıkış gerilimi

$C_T$ 'in değerine bağlı olarak çıkış geriliminin giriş gerilimine göre düzenlenmesi Şekil 4.5'te görülmektedir.  $C_T$  yeterli büyüklükte seçilirse çıkış gerilimi giriş gerilimine göre değişmeyip sabit çıkışlı olarak çalışır.

MC33260 tüm devresinin aşırı akım koruması (Over Current Protection) ve sıfır akım algılama (Zero Current Sense) özelliği vardır. Bu korumanın sağlanması için Şekil 4.4'deki  $R_{CS}$  direnç değerinin hesaplanması gerekir.  $R_{CS}$  direnci toprak ile doğrultucu diyot arasına seri bağlanarak endüktans akımını gerilime dönüştürür.

$$V_{CS} = -(I_L \times R_{CS}) \quad (4.16)$$

$V_{CS}$  : Akım algılama gerilimi

$R_{CS}$  : Akım algılama direnci

Anahtar kesimdeyken  $V_{CS}$  gerilimi  $-60\text{mV}$ 'un aşağısına düşene kadar PWM karşılaştırıcısı, anahtarı kapalı tutar (Şekil 4.6). Bu sayede endüktans üzerindeki akımın sıfıra düştüğü anlaşılıp sıfır akım geçişi sağlanmış olur. Anahtar iletimdeyken bu bağlantı aşırı akım koruması olarak çalışır. Anahtar iletime geçince tüm devrenin CS (Current Sense) bağlantısına  $205\mu\text{A}$ 'lik

dâhili akım kaynağı eklenir. Bu sayede  $R_{ocp}$  üzerinde  $V_{ocp}$  gerilimi oluşarak

$$-V_{cs} + V_{ocp} = -60mV \quad (4.17)$$

$$-(R_{cs} \times I_{Lpk}) + V_{ocp} = -60mV \quad (4.18)$$

Eş 4.18'den,  $I_{Lpk}$  yalnız bırakılıp  $V_{ocp} = R_{ocp} \times I_{ocp}$  ( $I_{ocp}=205\mu A$ ) alınır ve  $-60mV$  ihmal edilirse

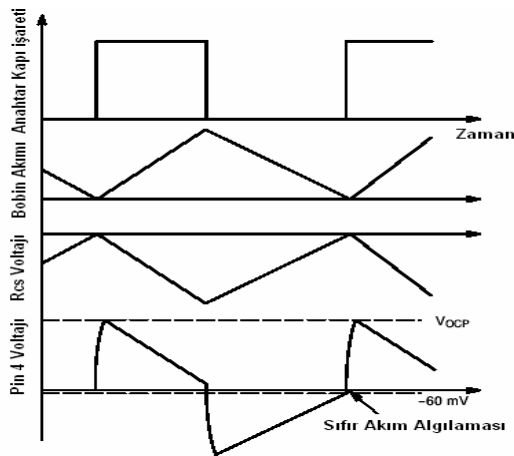
$$I_{Lpk} \approx \frac{R_{ocp}}{R_{cs}} \times 0,205 \quad (4.19)$$

$R_{cs} = 1\Omega$  alınırsa;

$$R_{ocp} = \frac{(1)(1)}{0,205} = 4,8K\Omega$$

$R_{ocp}$  : Aşırı akım koruma direnci

Yapılan çalışmada ise  $R_{ocp} = 10K\Omega$  alınarak aşırı akım koruma değeri  $2A$ 'e yükseltilmiş olur.



Şekil 4.6. Sıfır akım algılama dalga şekli

Güç çarpanı düzeltme devresine şebeke gerilimi verildiğinde  $R_{stup}$  (Start up Resistance) direnci üzerinden ilk besleme gerilimi alınarak MOSFET'in anahtarlama yapması sağlanır. Bu sayede trafo iletme girip Şekil 4.4'deki  $C_{VCC}$  sığacı yüklenir ve güç çarpanı düzeltme devresi trafodan beslenmeye başlar. Herhangi bir gerilim artışından devrenin korunması için  $R_{VCC}$  ve  $D_5$  zener diyotu kullanılır. Şekil 4.4'deki  $R_{VCC}$ ,  $R_{stup}$  ve  $D_5$  zener diyotu için MC33260 uygulama notunda verilen değerlerin aynısı alınmıştır.

Yapılan çalışmada güç çarpanı düzeltme devresi ilk olarak tek başına kurulup denendiğinden  $R_{stup}$  direnci kullanılmıştır. Flyback katı tasarlandıktan sonra  $R_{stup}$  direnci kullanılmayıp Flyback  $V_{CC}$  beslemesi ile MC33260 tüm devresi çalıştırılmıştır.

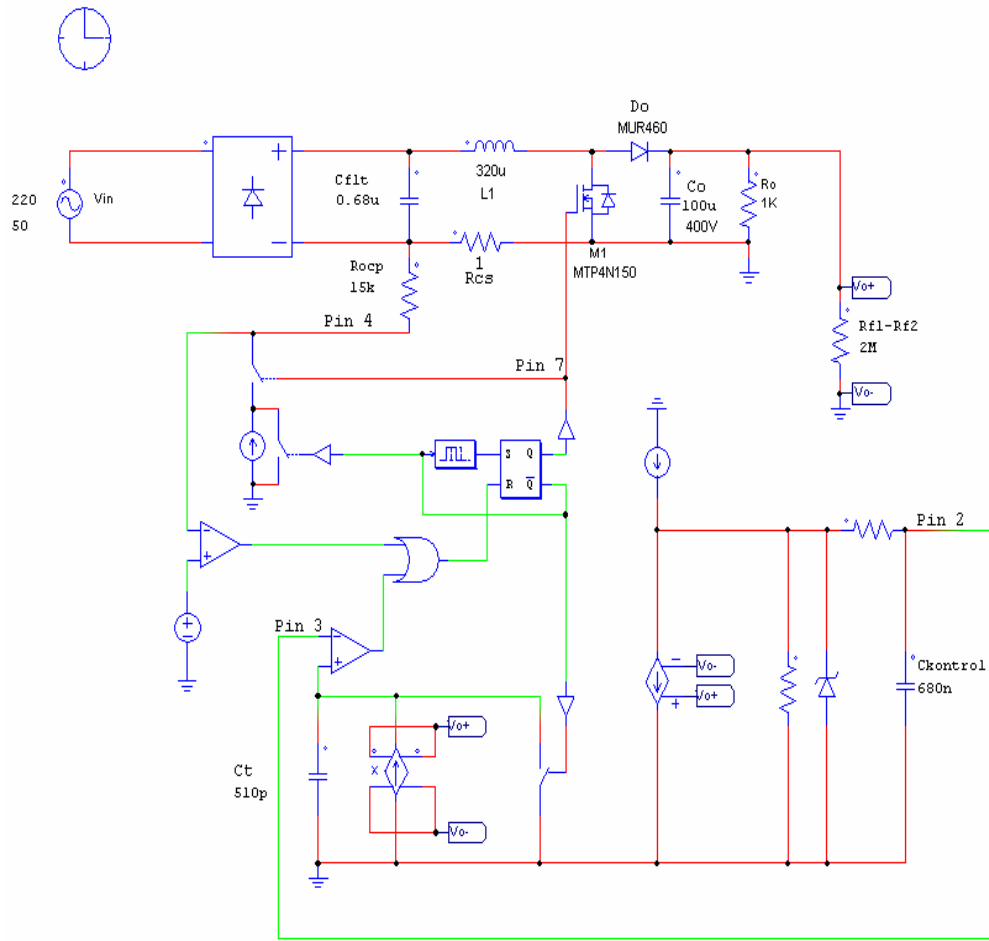
$$R_{stup} = 100K\Omega/2W$$

$$R_{VCC} = 22\Omega$$

$$D_5 = 15V$$

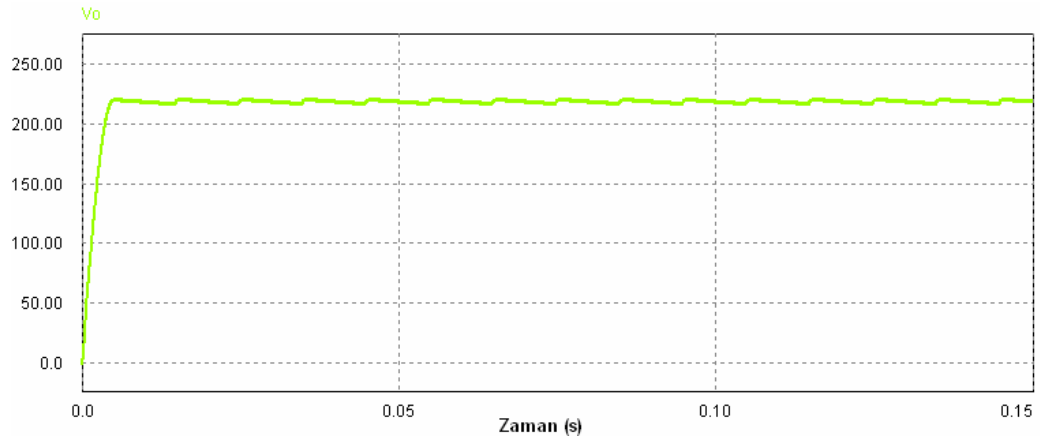
Güç çarpanı düzeltme devresi elemanlarının değerleri hesaplandıktan sonra Powersim simülasyon programıyla devre çalıştırılmıştır. Psim programının tercih edilmesinin sebebi MC33260 tüm devresinin Pspice modelinin olmasıdır. Bu programın demo sürümünü kendi internet sitesinden temin etmek mümkündür. Demo sürümü sadece 20 eleman kullanımına imkân vermekte olup MC33260 sisteminin simülasyon denemesi için yeterlidir.

Simülasyon çalışması sonucunda elde edilen çıkış değerleri, pratikte hazırlanan devrenin çıkış değerleri ile karşılaştırılmış olup değerlerin benzediği gözlemlenmiştir.

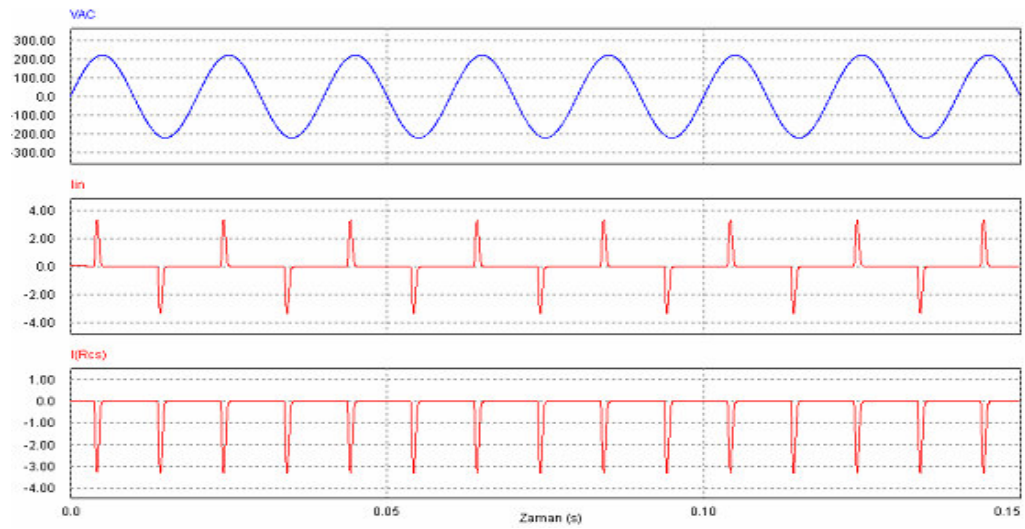


Şekil 4.7. Psim programının güç çarpanı düzeltme devre şeması

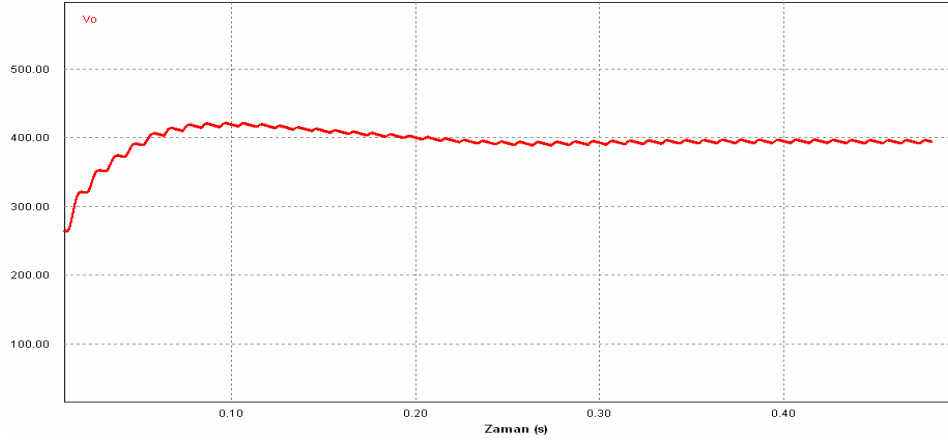
İlk çalışmada güç çarpanı düzeltme devresine yük olarak  $1k\Omega$  direnç takılıp denenmiştir. Daha sonra 22W'lık SMPS'in çalışması için gereken giriş gücü 31W olduğundan  $P=V^2/R$ 'den  $R_o = 7,2k\Omega$  bulunur. Tasarım için hesaplanan değerler simülasyonda kurularak istenilen çıkış dalga şekilleri alınmıştır. Güç çarpanı düzeltmesinin yapılmadığı durumda, giriş gerilimi ve  $R_{cs}$  akım dalga şekilleri Şekil 4.8 - Şekil 4.9'da belirtilmiştir. Elde edilen şekillere göre  $R_{cs}$  akımının sinüs şeklinde olmadığı ve gerilim ile akım arasında faz farkının olduğu görülmektedir.



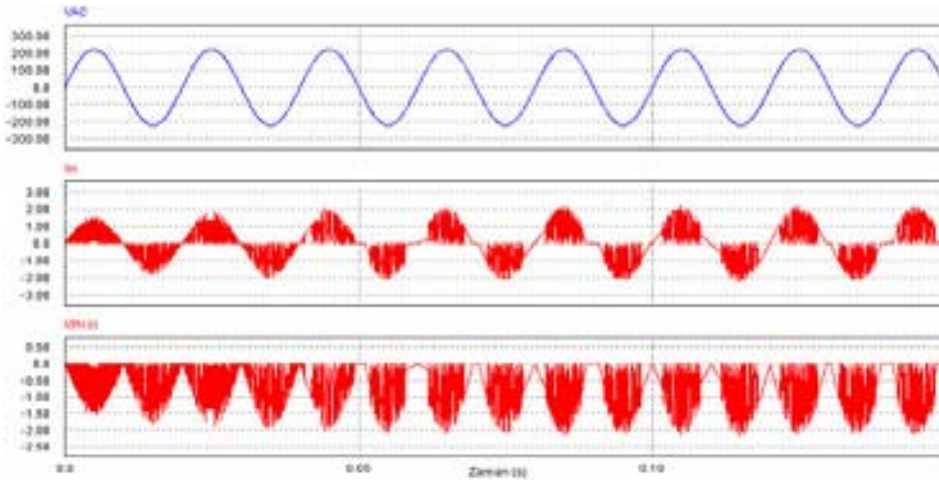
Şekil 4.8. Güç çarpanı düzeltmesinin yapılmadığı durumdaki  $V_o$  gerilimi



Şekil 4.9.  $R_{CS}$  direnç akımı, giriş akım ve gerilim dalga şekli



Şekil 4.10.  $V_o$  Çıkış gerilimi

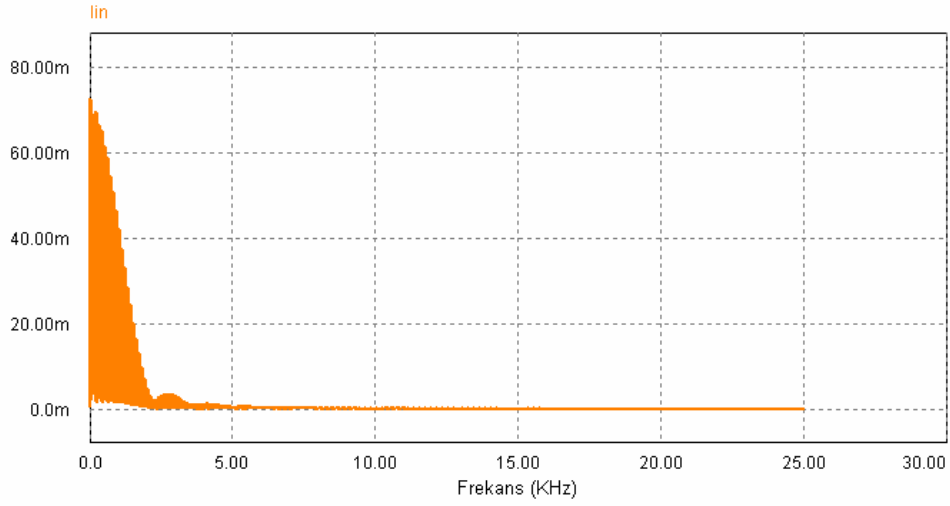


Şekil 4.11.  $R_{CS}$  direnç akımı, giriş akım ve gerilim dalga şekli

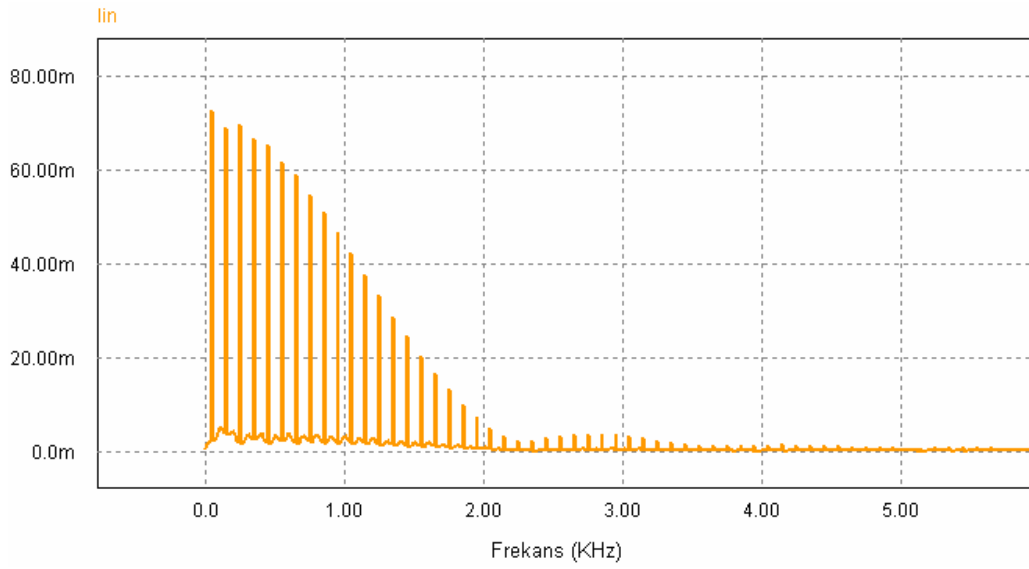
Şekil 4.10 - Şekil 4.11'de elde edilen simülasyon çıktıları dikkate alınarak güç çarpanı düzeltme devresi akımının sinüs şekline benzer bir yapıda olduğu ve yapılan bu simülasyon çalışması sonucunda elde edilen çalışma dalga şeklinin Şekil 4.3'de gösterilen sistemin çalışma dalga şekli ile aynı olduğu görülmektedir.

Kaynaktan çekilen akımın sinüse benzetilmesi sağlandıktan sonra yapılan çalışmanın, Psim simülasyonu yardımıyla güç çarpanı düzeltmesi yapıldığı ve yapılmadığı durumdaki giriş akımının hızlı furiye dönüşümü (Fast Fourier

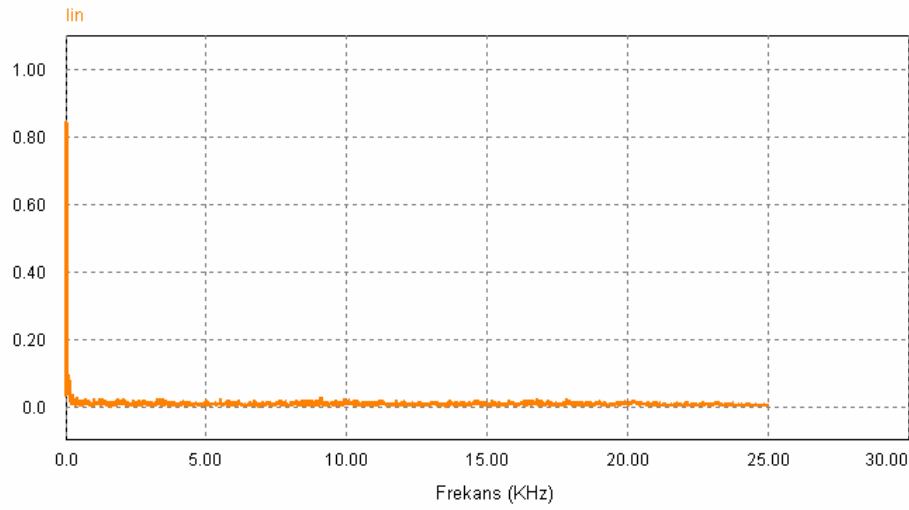
Transform) alınarak harmonik azaltılmasına bakılmıştır.



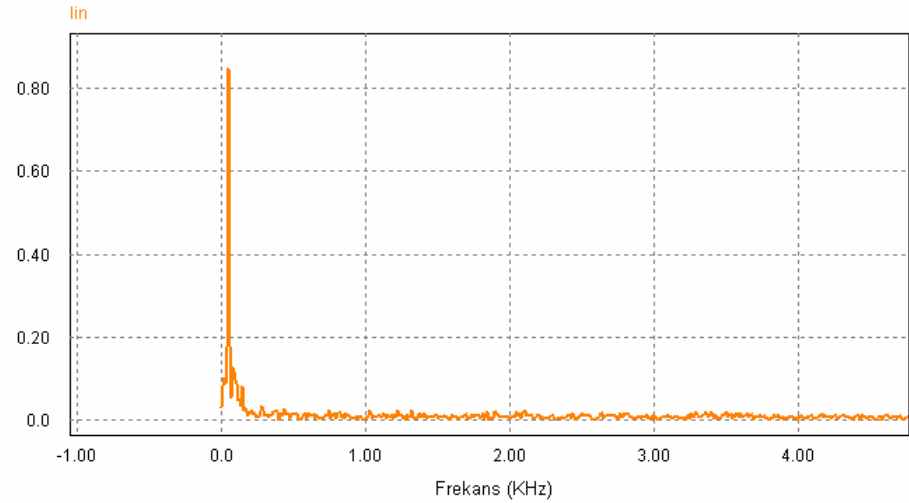
Şekil 4.12. Güç çarpanı düzeltilmesinin yapılmadığı durumdaki akım harmonikleri



Şekil 4.13. Güç çarpanı düzeltilmesinin yapılmadığı durumdaki akım harmoniklerinin yakınlaştırılmış hali



Şekil 4.14. Güç çarpanı düzeltmesinin yapıldığındaki akım harmonikleri

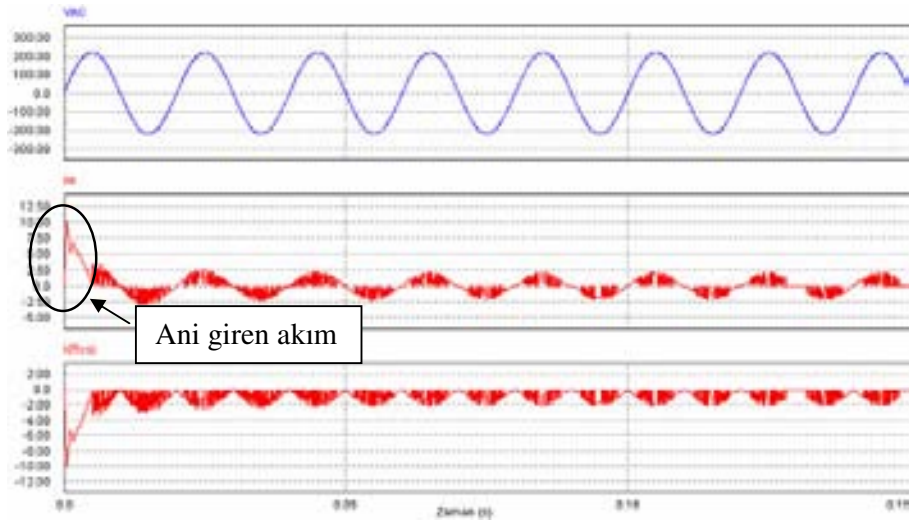


Şekil 4.15. Güç çarpanı düzeltmesinin yapıldığı durumdaki akım harmoniklerinin yakınlaştırılmış hali

Aktif güç çarpanı düzeltmesi yapıldığı durumda akım harmoniklerinin azaldığı ve sadece 50Hz'deki temel bileşenin olduğu görülmektedir (Şekil 4.14).

Elde edilen çıkış dalga şekillerine göre aktif güç çarpanı düzeltme devresinin düzgün çalıştığı anlaşılmaktadır. Bu sayede yapılan simülasyon çalışmasında elde edilen değerlere göre pratikte güç çarpanı düzeltme

devresi kurulmuştur. Sistem ilk anda enerjilendiğinde Şekil 4.4'deki  $R_{cs}$  direncinin yandığı gözlemlenmiştir. Psim programı ile  $C_o(t) \leq 0$  durumunda  $C_o$ 'ın değerini belirlemek mümkündür. Yapılan ilk çalışmalarda  $C_o$ 'ın değeri 400V alınmıştır.  $C_o(t) \leq 0$  durumunda  $C_o$  değeri 0V alınarak analiz yapıldığında, güç çarpanı düzeltme devresinde oluşan ani giren akım (inrush current) Şekil 4.16'da görülmektedir.

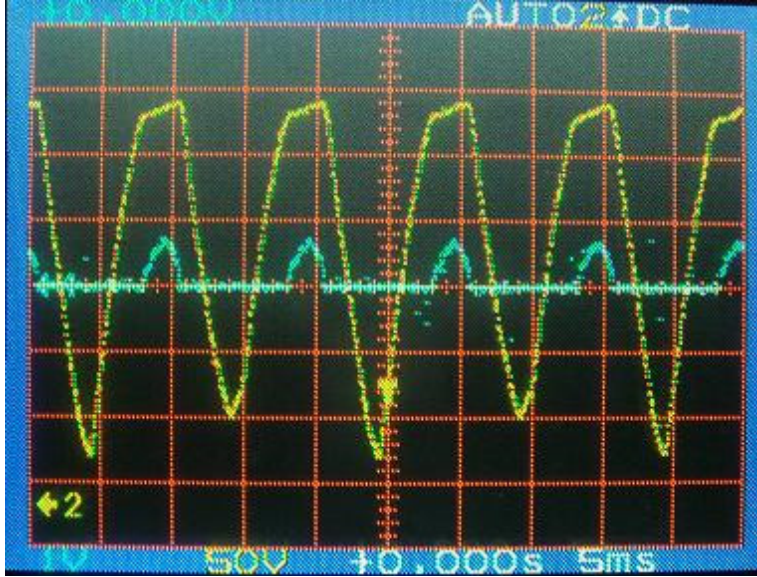


Şekil 4.16. Ani giren akımın dalga şekli

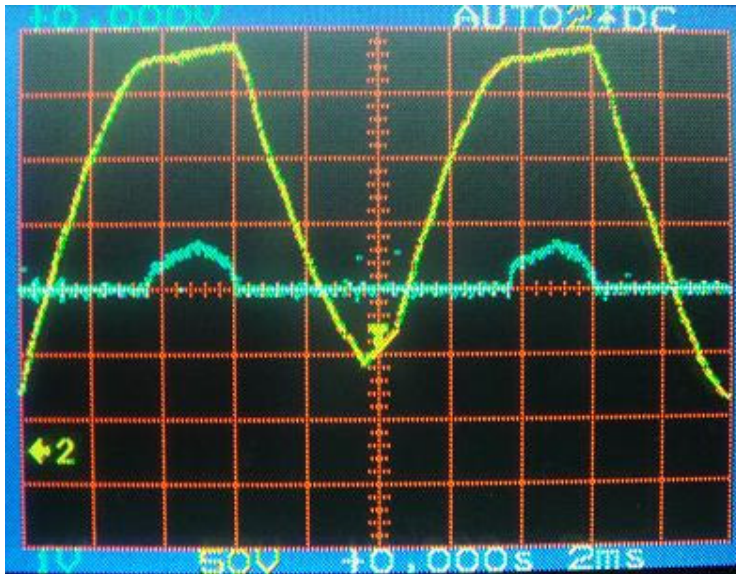
Yapılan analiz çalışmasında  $R_{cs}$  direncinin ani giren akımdan dolayı yandığı gözlemlenmiştir. Sorunun giderilmesi için devreye ani giren akım sınırlayıcı olarak bilinen NTC (Negative Thermistor) eklenmiştir. NTC, güç çarpanı düzeltme devresi enerjilendiğinde yüksek direnç gösterip ani giriş akımını sınırlamaktadır. NTC'nin yaklaşık değerleri  $0,25\Omega$  ile  $220\Omega$  arasında değişmektedir. Üzerinden akım geçmeye başlayınca belli bir süre sonra NTC'nin direnci  $0,01\Omega$ 'a kadar düşerek sistem verimini etkilememektedir [14].

Pratikte yapılan güç çarpanı düzeltme devresindeki akım dalga şekilleri Şekil 4.18-4.19-4.20-4.21'de verilmektedir. Bu çalışmada kullanılan sayısal osiloskop Hitachi VC5470'dir. Ölçümde birinci kanal  $R_{cs}$  direnci üzerindeki gerilimi, ikinci kanal ise doğrultulmuş giriş gerilimini göstermektedir. Ölçüm





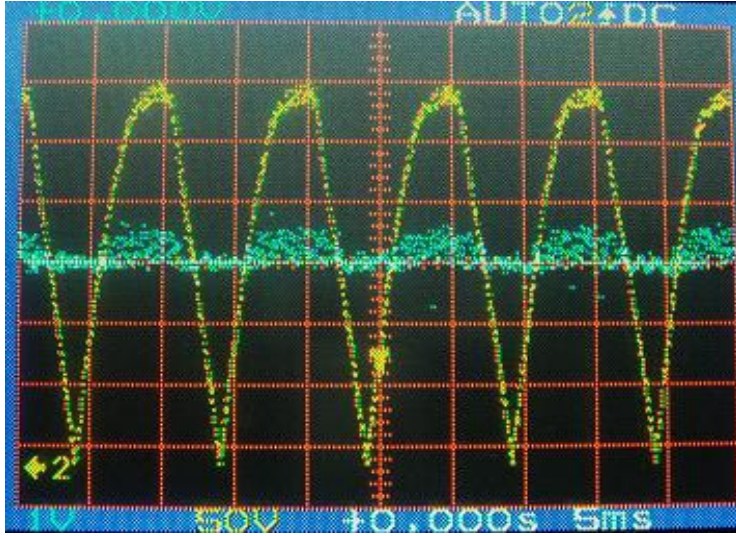
Resim 4.1. Güç çarpanı düzeltmesinin yapılmadığı durumda doğrultulmuş giriş gerilimine karşı  $R_{cs}$  üzerindeki gerilim



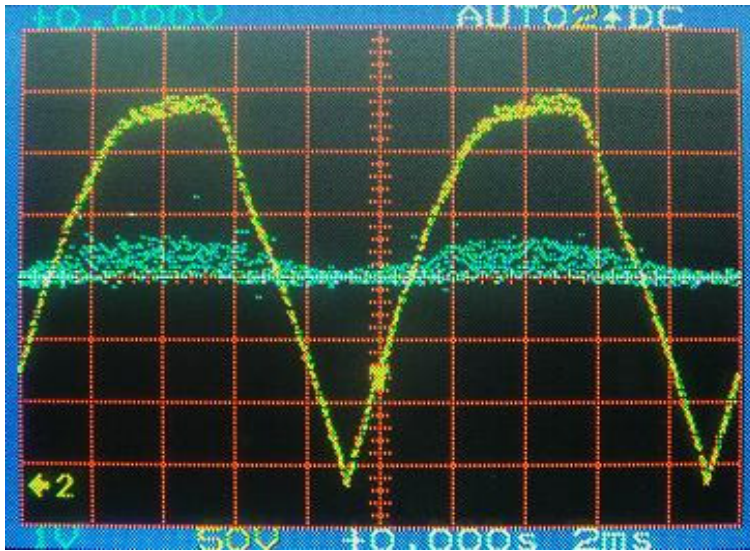
Resim 4.2. Güç çarpanı düzeltmesinin yapılmadığı durumda doğrultulmuş giriş gerilimine karşı  $R_{cs}$ 'nin bir periyot boyunca olan gerilimi

Psim programıyla elde edilen  $R_{cs}$  üzerindeki gerilim dalga şekli ile (Şekil 4.9), pratikte hazırlanan güç çarpanı düzeltme devresinin çalışmadığı durumdaki dalga şeklinin (Resim 4.1) birbirine benzediği görülmektedir. Burada yükün direnç olmasına rağmen akım ile gerilim arasında faz farkının olduğu,

kaynaktan çekilen akımın sinüse benzemediği ve bu nedenle de PF'nin 1'den küçük olduğu anlaşılmaktadır. Güç çarpanı düzeltmesinin yapıldığı durumda (Resim 4.3)  $R_{CS}$  direnci üzerindeki gerilimin sinüse benzediği ve doğrultulmuş giriş gerilimi ile yaklaşık aynı fazda olduğu görülmektedir.



Resim 4.3. Güç çarpanı düzeltmesinin yapıldığı durumda doğrultulmuş giriş gerilimine karşı  $R_{CS}$  üzerindeki gerilim



Resim 4.4. Güç çarpanı düzeltmesinin yapıldığı durumda doğrultulmuş giriş gerilimine karşı  $R_{CS}$ 'nin bir periyot boyunca olan gerilimi

Sürekli iletim modunun değişken anahtarlama frekansına sahip olması ve girişe elektromanyetik girişim süzgeci gerektirmesinden dolayı EMI süzgeci kullanılmıştır. Bir cihazın performansını çevredeki başka bir cihaz, iletim yolu veya elektromanyetik ışınlama gerilim ya da akım oluşturarak olumsuz bir şekilde azaltıyorsa buna elektromanyetik girişim denir [9]. Söz konusu girişimi engellemek için sistemin girişine EMI süzgeci konulması gerekir.

Çalışmada kullanılan elektromanyetik girişim süzgeci 390nF'lık iki sığaç ve 0.06mH'lik bir hat süzgecinden (Line Filter) oluşmaktadır. Bu değerler ON Semiconductor firmasının güç çarpanı düzeltme kitabından alınmıştır [9].

Kullanılan hat süzgecini Coilcraft firmasının internet sitesinden numune olarak getirtmek mümkündür.



yapılmalıdır. Çekirdeğin üretilen malzemesine göre farklı türleri vardır. Bunlar; metal glass (metallic glass) çekirdek, silikon çelik (silicon steel) çekirdek, molypermalloy toz (molypermalloy powder-MPP) çekirdek, ferrit (ferrite) çekirdek ve benzeridir. Metal glass çekirdek, yüksek geçirgenlik ve düşük çekirdek kaybı olduğundan (permeability) yüksek frekans uygulamalarında kullanılmaktadır [4]. Silikon çelik çekirdek, elektriksel direnci yüksek olduğundan burgaç akımı (eddy current) kayıplarını azaltmakta ve malzemenin kararlılığını iyileştirmektedir. Silikon çelik çekirdek yüksek doyum akı yoğunluğundan dolayı iyi geçirgenliğe sahip olup ses frekansında kabul edilebilir kayıpları vardır. Molypermalloy toz çekirdeğin en fazla kullanım alanı SMPS olup anahtar ile yüksek frekanslarda çalışma imkânı sağlar. Yapıldığı malzemeden dolayı hafif ve küçük olması güç kaynakları için tercih sebebidir. Her ne kadar MPP çekirdek SMPS'lerde kullanılmakta ise de en çok kullanılan ferrit çekirdeklerdir. Söz konusu çekirdeğin yapıldığı malzemeye göre Manganez-Çinko (Maganese Zinc) ve Nikel-Çinko (Nickel Zinc) olmak üzere iki farklı çeşidi vardır. Manganez çinko, yüksek geçirgenliğe sahip olması nedeniyle 2MHz'in altında çalışmakta iken, nikel çinko yüksek dirence sahip olup 1-2MHz ile birkaç yüz MHz arasında çalışabilmektedir [4,15].

Ferrit çekirdeğin, diğer manyetik malzemelere göre, düşük fiyatlı olması, sıcaklıktaki kararlılığı, geniş çalışma frekans aralığı, geometri yapısının çok yönlü olması, en önemlisi ise kolay bulunabilme ve yeterli tasarım bilgisinin olması gibi avantajları vardır. Ferrit çekirdekler geometrisine ve yapıldığı malzeme türüne göre ayrılmaktadır. E, EI, ETD, I, EFD, C ve toroid'ler malzemenin geometrisini belirtmektedir. E tipi ferrit çekirdek en çok kullanılan yapıda olup çok çıkışlı SMPS tasarım içinde en fazla ETD tipi çekirdek kullanılmaktadır. Bu tip geometriye sahip çekirdeklerde hava boşluğu bırakmak daha kolaydır. Her bir üretici firmanın ferrit çekirdeğin malzemesine göre farklı isim vermesine rağmen hepsi birbirinin muadilidir. Güç kaynağı anahtarlama frekansına göre malzemenin tipi seçilerek kullanılmak istenen ferrit çekirdek hangi firmadan alınacaksa o firmanın kendi ismine göre tercih edilir.

## 5.2. Flyback Tipi SMPS Trafosu'nun Tasarımı

Bu çalışmada, anahtarlama frekansı 65KHz olduğundan Epcos üretici firmasının E tipi N27 malzemeli çekirdeği seçilmiştir. N27 malzemesi standart güç uygulamalarında 100KHz'e kadar kullanılabilen olup yüksek ısıda düşük güç kaybına ve ısıya az bağımlı olarak yüksek doyumaya sahiptir. Çekirdeği istenildiğinde hava boşluklu olarak da temin etmek mümkündür [16]. Çekirdek boyutlarının hesaplanması için Flyback tipi SMPS'in çalışma modu belirlenir. Sistem süreksiz iletim modunda çalıştırılacağından trafo tasarımı bu moda göre hesaplanmalıdır.

Öncelikle sistemin giriş gerilimi, çıkış gerilimi, çıkış akımı, istenilen çıkış gücü, anahtarlama frekansı ve sistem veriminin bilinmesi gerekir.

Giriş geriliminin minimum ( $V_{dc(min)}$ ) ve maksimum ( $V_{dc(max)}$ ) değerleri aktif güç çarpanı düzeltme devresinde elde edilen düzenli çıkış değerleridir.  $V_{in}$  değeri aktif güç çarpanı düzeltme devresinin çalışmadığı durumdaki en uygun gerilim değeridir [4].

$$V_{in} = 220 \times \sqrt{2} = 311V \quad (5.1)$$

$$V_{dcmin} = 140V$$

$$V_{dcmax} = 400V$$

İstenilen çıkış gerilimleri  $V_{o1}, V_{o2}, V_{vcc}$  ve akımları  $I_{o1}, I_{o2}, I_{vcc}$

$$V_{o1} = 5V$$

$$V_{o2} = 12V$$

$$V_{vcc} = 13V$$

$$I_{o1} = 2A$$

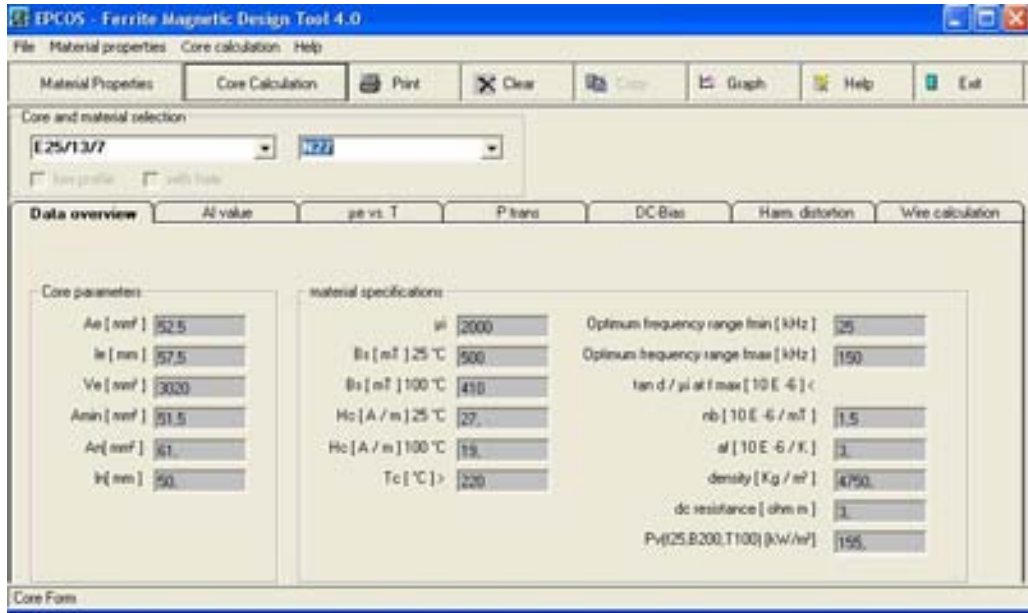
$$I_{o2} = 1A$$

$$I_{vcc} = 50mA$$

Kullanılan PWM anahtar Fairchild firmasının FSDM0365RNB ürünüdür. Bu anahtar hakkında detaylı bilgi ileriki bölümde verileceğinden trafo hesaplamasında sadece anahtarlama frekansını bilmek yeterlidir.

$$f_{sw}=65\text{KHz}$$

Epcos üretici firmasının ferrit çekirdek malzemelerinin özellikleri ve geometrileri hakkında teknik bilgilerin yer aldığı “*Ferrite Magnetic Design Tool 4.0*” programı sayesinde ferrit çekirdeklerin maksimum akı yoğunluklarını, manyetik geçirgenliklerini, boyutlarını ve etkin kesit alanlarını bulmak mümkündür. Bu program Epcos'un kendi internet sitesinden indirilebilmektedir. Resim 5.1'de N27 tipi malzemenin özellikleri gösterilmektedir.



Resim 5.1. N27 malzemesinin özellikleri

Trafonun doyuma gitmemesi için Resim 5.1'deki Epcos N27 malzemesinin maksimum akı yoğunluğu 100°C'de  $B_s=0,4\text{T}$  olduğundan; hesaplamalarda maksimum akı yoğunluğu ( $B_{max}$ ) ve çekirdek geçirgenliği ( $\mu_i$ )

$$B_{\max} = 0,25T$$

$$\mu_i = 2000$$

Flyback tipi SMPS'in beklenen verimi

$$\eta = 0,7$$

Sistemin toplam periyodu

$$T = \frac{1}{f_{sw}} \quad (5.2)$$

$$T = \frac{1}{(65)(10^3)} = 15\mu s$$

T : Anahtarın periyodu

$f_{sw}$  : Anahtarlama frekansı

Anahtarın maksimum iletimde kalma süresi

$$t_{on(max)} = TD_{\max} \quad (5.3)$$

$$t_{on(max)} = (15)(10^{-6})(0,5) = 7,5\mu s$$

$D_{\max}$  : Çalışma oranı

$t_{on(max)}$  : Anahtarın iletimde kaldığı maksimum süre

Çıkış sargı endüktansının çıkış güçleri  $P_{o1}$  ve  $P_{o2}$

$$P_{o1} = I_{o1}(V_{o1} + V_d) \quad (5.4)$$

$$P_{o2} = I_{o2}(V_{o2} + V_d) \quad (5.5)$$

$$P_{o1} = 2(5 + 1) = 12W \quad P_{o2} = 13W$$

$$P_{o2} = 1(12 + 1) = 13W$$

$P_{o1}$  : Çıkış sargı endüktansının birinci çıkış gücü

$P_{o2}$  : Çıkış sargı endüktansının ikinci çıkış gücü

$I_{o1}$  : Çıkış sargı endüktansının birinci akımı

$I_{o2}$  : Çıkış sargı endüktansının ikinci akımı

$V_d$  : Diyot iletim gerilimi

Çıkış sargı endüktansındaki toplam güç

$$P_{o(max)} = P_{o1} + P_{o2} \quad (5.6)$$

$$P_{o(max)} = (12 + 13) = 25W$$

Maksimum giriş akımı ( $I_{in(max)}$ )

$$I_{in(max)} = \frac{P_{o(max)}}{V_{dcmin} \eta} \quad (5.7)$$

$$I_{in(max)} = \frac{25}{(140)(0,7)} = 0,26mA$$

Giriş sargı endüktanstaki tepe akımı ( $I_{p(pk)}$ )

$$I_{p(pk)} = \frac{2P_{o(max)} T}{\eta V_{dcmin} t_{on(max)}} \quad (5.8)$$

$$I_{p(pk)} = \frac{(2)(25)(15)(10^{-6})}{(0,7)(140)(7,5)(10^{-6})} = 1,02A$$

Giriş sargı endüktanstaki etkin akım ( $I_{p(rms)}$ )

$$I_{p(rms)} = I_{p(pk)} \sqrt{\frac{t_{on(max)}}{3T}} \quad (5.9)$$

$$I_{p(rms)} = 1,02 \sqrt{\frac{(7,5)(10^{-6})}{(3)(15)(10^{-6})}} = 0,416A$$

Maksimum giriş gücü ( $P_{in(max)}$ )

$$P_{in(max)} = \frac{P_{o(max)}}{\eta} \quad (5.10)$$

$$P_{in(max)} = \frac{25}{0,7} = 35,7W$$

Sistemin eşdeğer giriş direnci ( $R_{eşdgr}$ )

$$R_{eşdgr} = \frac{(V_{dc(min)})^2}{P_{in(max)}} \quad (5.11)$$

$$R_{eşdgr} = \frac{(140)^2}{35,7} = 550\Omega$$

Giriş sargı endüktansın değeri ( $L_p$ )

$$L_p = \frac{R_{eşdgr} T(D_{max})^2}{2} \quad (5.12)$$

$$L_p = \frac{(550)(15)(10^{-6})(0,5)^2}{2} = 1mH$$

Giriş sargı endüktansta depolanan enerji (E)

$$\text{Enerji} = \frac{L_p I_{p(pk)}^2}{2} \quad (5.13)$$

$$\text{Enerji} = \frac{(1)(10^{-3})(1,02)^2}{2} = 0,00052\text{w}$$

Elektriksel durum (electrical condition) ( $K_e$ )

$$K_e = 0,145P_oB_m^2 10^{-4} \quad (5.14)$$

$$K_e = 0,145(25)(0,25)^2(10^{-4}) = 0,000023$$

Eş 5.13 ve Eş 5.14'den giriş sargı endüktansın depolayacağı enerji ve elektriksel durum bulunarak tasarlanan sistem için gereken çekirdeğin geometri değeri ( $K_g$ )

$$K_g = \frac{(\text{Enerji})^2}{K_e \alpha} \quad (5.15)$$

$$K_g = \frac{(0,00052)^2}{(0,000023)(1)} = 0,0118\text{cm}^5$$

$K_g$  değeri bulunduktan sonra tasarım için gereken çekirdeğin geometrik yapısının EK-1'den seçilmesi gerekir. Fakat EK-1'deki  $K_g$  değerleri, pencere kullanım çarpanı ( $K_u$ , window utilization factor) 0,4 alınarak hesaplanmıştır. Anahtarlama frekansı yükseldikçe yüzey olayından (skin effect) dolayı tel çapının ve buna bağlı olarak da  $K_u$  değerinin yeniden hesaplanması gerekir [4]. Hesaplanan  $K_u$  değerinin 0,4'den farklı bir değer almasıyla  $K_g$  değeri, bulunan  $K_u$  değerine göre Eş 5.21'deki gibi hesaplanmalıdır.

Bir kablodan akım geçerken yüzey olayı yüzünden akım, kablonun dış yüzeylerine doğru taşınır. Bu etki yüksek frekanslarda daha çok görülür ve bu da kayıplara sebep olur. Anahtarlama frekansında ( $f_{sw}$ ) kayıpları en aza indirmek için tasarımda kullanılabilecek maksimum çaplı tel olarak tel kesiti  $R_{ac}$  (telin etkin alternatif akım direnci) ve  $R_{dc}$  (telin doğru akım direnci) oranı 1

olan tel seçilmelidir [4, 17]. Bu yaklaşıma göre anahtarlama frekansında kullanılabilecek maksimum çaplı telin yüzey derinliği (skin depth) [15].

$$\varepsilon = \left( \frac{6,62}{\sqrt{f_{SW}}} \right) K \quad (5.16)$$

$$\varepsilon = \left( \frac{6,62}{\sqrt{(65)(10^3)}} \right) = 0,0259 \text{cm}$$

- $\varepsilon$  : Yüzey derinliği  
 $f_{SW}$  : Anahtarlama frekansı  
 $K$  : Sabit değer (Bakır tel için 1 alınır.)

Telin çapı ( $D_{avg}$ )

$$D_{avg} = 2\varepsilon \quad (5.17)$$

$$D_{avg} = (2)(0,0259) = 0,0519 \text{cm}$$

Telin çıplak kesit alanı

$$A_{w(B)} = \frac{\pi D_{avg}^2}{4} \quad (5.18)$$

$$A_{w(B)} = \frac{\pi(0,0519)^2}{4} = 0,00211 \text{cm}^2$$

$A_{w(B)}$  : Telin çıplak kesit alanı

Eş 5.17'de hesaplanan tel çapı değerine göre EK-2'deki en yakın tel, çapı 0,0505mm olan 25 no'lu teldir. #25 teli tek olarak sarmak mümkündür. Fakat tel çapı arttıkça telin kargas üstüne sarılması zorlaşmaktadır. Hesaplamalarda daha çok sarıma ihtiyaç duyulduğu zamanlarda bu zorluk nedeniyle paralel olarak daha düşük çaplı teller kullanılabilir. Bu sayede

yüzey olayı da azaltılmış olur [4]. Bu çalışmada 27 no'lu 0,40mm çaplı tel kullanılarak hesaplamalar yapılmıştır.

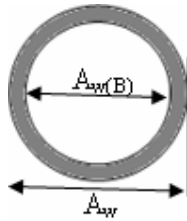
Kullanılacak tel çapı bulunduğundan sonra pencere kullanım çarpanının hesaplanması gerekir [4]. Pencere kullanım çarpanı, tel yalıtımına ( $S_1$ ), doluluk çarpanına ( $S_2$ ), etkin pencere çarpanına ( $S_3$ , effective window) ve yalıtım çarpanına ( $S_4$ , insulation factor) bağlıdır.

$$K_u = S_1 S_2 S_3 S_4 \quad (5.19)$$

Tel yalıtımı Eş 5.20'de ifade edildiği gibi telin çıplak kesit alanının, telin toplam kesit alanına oranı olarak bilinmektedir.

$$S_1 = \frac{A_{w(B)}}{A_w} \quad (5.20)$$

$A_w$  : Telin kesit alanı



Şekil 5.2. Tel kesit alanının gösterimi

27 no'lu telin kesit alanı EK-2'den alınarak

$$A_{w(B)} = 0,00102\text{cm}^2$$

$$A_w = 0,00131\text{cm}^2$$

$$S_1 = 0,78$$

Doluluk çarpanı ( $S_2$ , Fill Factor), sarım alanının, çekirdeğin kullanılabilir pencere alanına ( $W_a$ ) oranıdır. En çok kullanılan sarım tekniği kare ve altıgenseldir. İdeal olarak altıgensel doluluk çarpanı 0,907 iken kare tipi doluluk oranı 0,785'dir. Fakat pratikte genel olarak doluluk çarpanı 0,61 alınır [4].

Etkin pencere değeri, çekirdek pencere boşluğunun ne kadarının sarım için kullanıldığını belirler. Ferrit çekirdekler için etkin pencere çarpanı 0,55 ile 0,75 arası alınmaktadır [4]. Bu çalışmada ise  $S_3$  değeri 0,6 olarak alınmıştır.

Yalıtım çarpanı, uygun pencere boşluğunun ne kadarının yalıtım için kullanıldığını belirler. Genel olarak yalıtım çarpanı 1 alınmaktadır [4].

Pencere kullanım çarpanı için gereken değerler bulunduktan sonra

$$S_1 = 0,78$$

$$S_2 = 0,61$$

$$S_3 = 0,6$$

$$S_4 = 1$$

$S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$ ,  $S_4$  değerleri Eş 5.19'da yerine konularak;

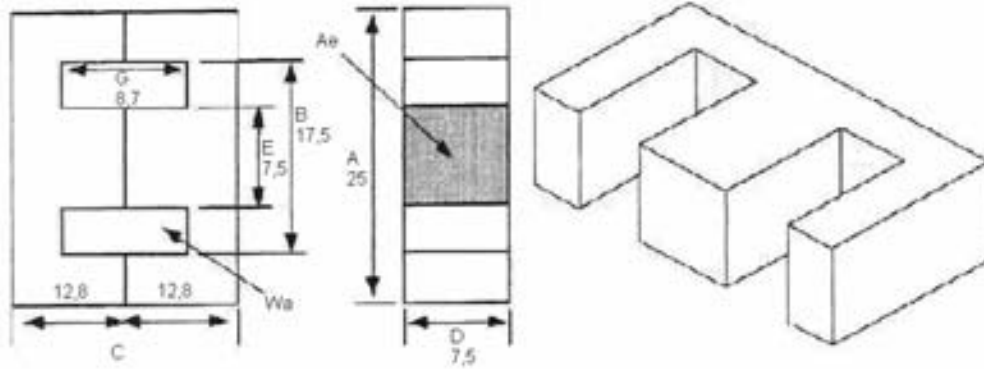
$$K_u = 0,285$$

EK-1'deki  $K_g$  değerleri  $K_u = 0,4$  olarak hesaplanmıştır. Bu tez çalışmasında  $K_u$  çarpanının değeri 0,285 olduğundan ( $0,4/0,285=1,4$ ) Eş 5.15'de elde edilen çekirdek geometri ( $K_g$ ) değerinin 1,4 katı alınarak tasarım için gereken çekirdek geometrisi EK-1'den bulunur.

$$K_{gyeni} = 1,4 \times K_g \tag{5.21}$$

$$K_{gyeni} = 1,4 \times 0,0118 = 0,0165 \text{cm}^5$$

Elde edilen  $K_g$  değerine göre EK-1'deki en yakın değerli çekirdek EE 25/13/7  $K_g=0,0206\text{cm}^5$ 'tir. EE 25/13/7 çekirdeğin değerleri EK-1'den alınarak tasarım için kullanılmıştır.



Şekil 5.3. EE 25/13/7 çekirdeğin geometrik yapısı

Şekil 5.3'de EE tipi çekirdeğin geometrik değerleri gösterilmektedir. EE 25/13/7, çekirdek değerlerinin  $A=25\text{mm}$   $C=2 \times 12,8\text{mm}$  ve  $D=7\text{mm}$  olmasından dolayı EE25/13/7 veya EF25 olarak tanımlanmaktadır. Hesaplamalarda kullanılacak EK-1'deki EE25/13/7 değerleri  $A_p$ ,  $A_e$ , MLT, MPL ve G'dir.

$$A_p = 0,496\text{cm}^4$$

$$A_e = 0,517\text{cm}^2$$

$$\text{MLT} = 5,8\text{cm}$$

$$\text{MPL} = 5,0\text{cm}$$

$$G = 1,790\text{cm}$$

$$W_a = 0,960\text{cm}^2$$

$A_p$  : Alan çarpımı ( $A_e \times W_a$ )

$A_e$  : Çekirdeğin etkin kesit alanı

MLT : Ortalama sarım uzunluğu

MPL : Manyetik yol uzunluğu

G : Sarım uzunluğu

$W_a$  : Pencere alanı

Kullanılacak çekirdeğin boyutu ve malzemesi bulunduktan sonra (EE 25/13/7 N27) sarılması gereken tel çapını bulmak için akım yoğunluğunun (J, current density) hesaplanması gerekir.

$$J = \frac{2(\text{Enerji})10^4}{B_m A_p K_u} \quad (5.22)$$

$$J = \frac{(2)(0,00052)(10^4)}{(0,25)(0,496)(0,285)} = 295 \text{ A/cm}^2$$

Akım yoğunluğu bulunduktan sonra giriş sargı endüktansta kullanılması gereken telin çıplak kesit alanı

$$A_{pw(B)} = \frac{I_{p(rms)}}{J} \quad (5.23)$$

$$A_{pw(B)} = \frac{0,416}{295} = 0,00141 \text{ cm}^2$$

$A_{pw(B)}$  : Giriş sargı endüktansta kullanılması gereken telin çıplak kesit alanı

Giriş sargı endüktansta kullanılması gereken paralel tel sayısı, yüzey olayından dolayı seçilen 27 no'lu telin çıplak kesit alanından ( $A_{w(B)}$ ) hesaplanarak elde edilir.

$$S_{np} = \frac{A_{pw(B)}}{A_{w(B)(\#27)}} \quad (5.24)$$

$$S_{np} = \frac{0,00141}{0,00102} = 1,38$$

$S_{np}$  : Sarılması gereken paralel tel sayısı

$A_{w(B)(\#27)}$  : 27 no'lu telin çıplak kesit alanı

$S_{np} = 1,38 \approx 1$ 'den dolayı trafonun giriş sargı endüktansı 27 no'lu tel ile tek sarım olarak sarılmıştır.

Giriş sargı endüktansın sarım sayısı; çekirdeğin pencere alanının ( $W_a$ ) yarısı alınarak giriş sargı endüktans pencere alanından hesaplanır. Çekirdek penceresinin yarısının alınmasının sebebi, giriş sargı endüktans sarım sayısının fazla olması nedeniyle sarımların çekirdek penceresinin yarısından fazla alanı kaplaması ve böylece diğer çıkış sargı sarımlar için yer kalmamasıdır.

Giriş sargı endüktansın kullanım pencere alanı ( $W_{ap}$ )

$$W_{ap} = \frac{W_a}{2} \quad (5.25)$$

$$W_{ap} = \frac{0,960}{2} = 0,480\text{cm}^2$$

$$N_p = \frac{K_u W_{ap}}{A_{w(B)(\#27)}} \quad (5.26)$$

$$N_p = \frac{(0,285)(0,480)}{0,00102} = 134 \text{ sarım}$$

$N_p$  :Giriş sargı endüktansın sarım sayısı

Trafonun doyuma gitmemesi için gereken hava boşluğu

$$l_g = \frac{0,4\pi N_p^2 A_e 10^{-8}}{L_p} - \frac{MPL}{\mu_i} \quad (5.27)$$

$$l_g = \frac{(0,4)(3,14)(134)^2(0,517)(10^{-8})}{(0,001)} - \left(\frac{5}{2000}\right) \cong 0,1\text{cm}$$

Saçak akı çarpanı (F, fringing flux factor)

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_e}} \ln\left(\frac{2G}{l_g}\right) \quad (5.28)$$

$$F = 1 + \frac{0,1}{\sqrt{0,517}} \ln\left(\frac{2 \times 1,79}{0,1}\right) \cong 1,5$$

Saçak akı çarpanını ekleyerek giriş sargı endüktansın sarım sayısı tekrar hesaplanır.

$$N_{p(\text{yeni})} = \sqrt{\frac{l_g L_p}{0,4\pi A_e F (10^{-8})}} \quad (5.29)$$

$$N_{p(\text{yeni})} = \sqrt{\frac{(0,1)(0,001)}{(0,4)(3,14)(0,517)(1,5)(10^{-8})}} = 101 \text{ sarım}$$

Bu çalışmada giriş sargı endüktans için gereken sarım sayısı 101 olarak alınmıştır. Hesaplanan değerler için çekirdeğin tepe akı yoğunluğu ( $B_{pk}$ )

$$B_{pk} = \frac{0,4\pi N_{p(\text{yeni})} F I_{p(pk)} 10^{-4}}{l_g + \frac{MPL}{\mu_i}} \quad (5.30)$$

$$B_{pk} = \frac{(0,4)(3,14)(101)(1,5)(1,02)(10^{-4})}{0,1 + \frac{5}{2000}} \cong 0,19 \text{ Tesla}$$

Giriş sargı endüktans için gereken sarım sayısı ve bırakılması gereken hava boşluğu bulunduktan sonra çıkış sargı endüktansın sarım sayıları

$$N_s = \frac{N_{p(yeni)}(V_o + V_d)(1 - D_{max} - D_{dt})}{V_{dc(min)}D_{max}} \quad (5.31)$$

$$N_{s1} = \frac{(101)(5 + 1)(1 - 0,5 - 0,1)}{(140)(0,5)} \cong 4$$

$$N_{s2} = \frac{(101)(12 + 1)(1 - 0,5 - 0,1)}{(140)(0,5)} \cong 8$$

$$N_{vcc} = \frac{(101)(13 + 1)(1 - 0,5 - 0,1)}{(140)(0,5)} \cong 8$$

$D_{max}$  : Maksimum çalışma oranı

$D_{dt}$  : Ölü süre oranı

$V_d$  : Diyotun iletim gerilimi

$N_{s1}$  : Çıkış sargı endüktansının birinci sarım sayısı

$N_{s2}$  : Çıkış sargı endüktansının ikinci sarım sayısı

$N_{vcc}$  : PWM denetleyicinin besleme gerilimi için gereken sarım sayısı

Eş 5.31'den çıkış sargı endüktans sarımlarının birincisi 4 sarım, ikincisi 8 sarım olarak hesaplanmasına rağmen tasarımda çıkış gerilimlerinin yeterli olması için birincisi 5 sarım, ikincisi 9 sarım olarak alınmıştır.

Çıkış sargı endüktansı sarımının tepe akımı ( $I_{s(pk)}$ )

$$I_{s(pk)} = \frac{2I_o}{(1 - D_{max} - D_{dt})} \quad (5.32)$$

$$I_{s1(pk)} = \frac{2(2)}{(1 - 0,5 - 0,1)} = 10A$$

$$I_{s2(pk)} = \frac{2(1)}{(1 - 0,5 - 0,1)} = 5A$$

$$I_{svcc(pk)} = \frac{2(0,05)}{(1 - 0,5 - 0,1)} = 0,25A$$

Çıkış sargı endüktansı sarımının etkin akımı ( $I_{s(rms)}$ )

$$I_{s(rms)} = I_{s(pk)} \sqrt{\frac{1 - D_{max} - D_{dt}}{3}} \quad (5.33)$$

$$I_{s1(rms)} = 10 \sqrt{\frac{1 - 0,5 - 0,1}{3}} = 3,65A$$

$$I_{s2(rms)} = 5 \sqrt{\frac{1 - 0,5 - 0,1}{3}} = 1,825A$$

$$I_{svcc} = 0,25 \sqrt{\frac{1 - 0,5 - 0,1}{3}} = 0,09A$$

Çıkış sargı endüktansının birinci sarımı için gereken telin kesit alanı ( $A_{sw(B)}$ )

$$A_{sw(B)} = \frac{I_{s(rms)}}{J} \quad (5.34)$$

$$A_{sw1(B)} = \frac{3,65}{295} = 0,0123cm^2$$

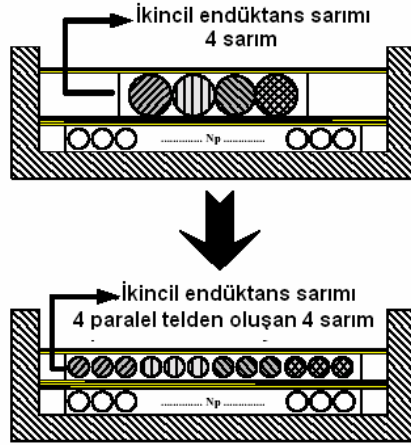
$$A_{sw2(B)} = \frac{1,825}{295} = 0,0062cm^2$$

$$A_{swvcc} = \frac{0,09}{295} = 0,0003cm^2$$

Çıkış sargı endüktansında kullanılmak istenen tellerin kesit alanlarına göre EK-2'de verilen tablodan tellerin çapları bulunur. Bulunan değerlere göre; birinci sarımın tel kesit alanına en yakın  $0,01039cm^2$  kesit alanlı 1,2mm çaplı olan #17 tel, ikinci sarımın tel kesit alanına en yakın  $0,005188cm^2$  kesit alanlı 0,9mm çaplı #20 tel ve denetleyici elemanının besleme gerilimi için gereken sarıma en yakın tel kesit alanı  $0,00032cm^2$  kesit alanlı 0,2mm çaplı #32 tellerdir.

Burgaç akım kayıplarını, kalın telin sarılma zorluğunu, sızıntı endüktansını azaltmak ve seçilen çekirdeğin pencere alanının daha ekonomik sarılmasını sağlamak için 1mm çapından daha kalın tek tel kullanılmasından

kaçınılmalıdır [18]. Onun yerine Şekil 5.4'de gösterildiği gibi birden fazla paralel tel kullanılmalıdır.



Şekil 5.4. Paralel telden oluşan sarım

Paralel kullanılması gereken tel sayıları ( $S_{ns}$ )

$$S_{ns} = \frac{A_{sw(B)}}{A_{w(B)(\#27)}} \quad (5.35)$$

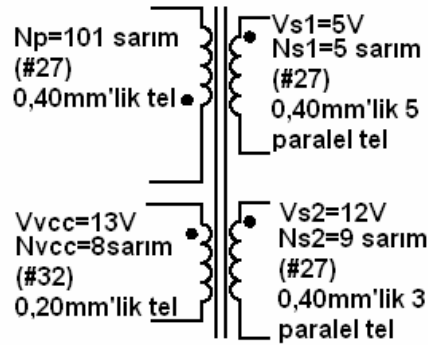
$$S_{ns1} = \frac{0,010}{0,00102} \cong 10$$

$$S_{ns2} = \frac{0,00518}{0,00102} \cong 5$$

Eş 5.35'de hesaplanan paralel tel sayılarında, birinci sarım için (#27) 0,40mm çaplı telden 10 paralel tel olmak üzere 5 sarım, ikinci sarım için de 0,40mm çaplı telden 5 paralel tel olmak üzere 9 sarım sarılmasının EF25 tipi çekirdek için fazla olduğu görülmektedir. Bunun sebebi Eş 5.22'de hesaplanan akım yoğunluğunun düşük olmasıdır. Pratikte kullanılan tel uzunluğu 1m'nin yukarısında ise akım yoğunluğu  $500A/cm^2$ , tel uzunluğu 1m'in altında ise akım yoğunluğu  $600-10000A/cm^2$  olarak alınabilmektedir [18]. Eş 5.34'deki akım yoğunluğu,  $J=600A/cm^2$  olarak hesaplandığında  $A_{sw1(B)} = 0,00608cm^2$

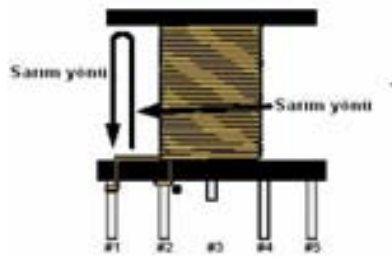
ve  $A_{sw2(B)} = 0,00304\text{cm}^2$  olarak bulunur. Elde edilen yeni değere göre paralel tel sayıları birincisi için 6, ikincisi için 3 olarak alınır.

Sonuç olarak N27 EE 25/13/7 çekirdekli kömür için hesaplanan trafo değerleri Şekil 5.5'de gösterilmiştir.



Şekil 5.5. Hesaplanan trafo değerleri

Tasarım için gereken değerler bulunduktan sonra trafonun sarılması gerekmektedir. Amatör şekilde trafo sarılmaya çalışılırsa tellerin düzgün sarılması zor olacağından hesaplanan mevcut değerleri çekirdek pencere alanına sığdırmak zordur. Sarma işlemi yapılırken trafonun noktalarına dikkat edilmesi gerekir. Trafonun noktası Şekil 5.6'da gösterildiği gibi belirlenebilir. Bundan sonra, bütün sarımlar, aynı yönde olacak şekilde yapılmalıdır [18, 19].



Şekil 5.6. Trafonun sarım noktasının belirlenmesi

### 5.3. Giriş Diyotları ve Giriş Sığacının Hesaplanması

Bu çalışmada Flyback tipi SMPS, aktif güç çarpanı düzeltmesiyle çalıştırıldığından giriş diyotları ve giriş sığacı aktif güç çarpanı düzeltmesinde hesaplanmıştır. Şebekeden sadece Flyback tipi SMPS tasarlanmak istendiğinde Eş 5.36, 5.37 ve 5.38'den giriş diyot ve giriş sığaç değerleri hesaplanır.

$$V_{rrm} < \sqrt{2}V_{acHL} \quad (5.36)$$

$$I_{f(rms)} = \frac{I_{p(rms)}}{2} \quad (5.37)$$

$$C_{in} = \frac{2P_o T}{V_{dc} - V_{dc(min)}} \quad (5.38)$$

$V_{rrm}$  : Diyotun maksimum toparlanma gerilim değeri

$V_{acHL}$  : Maksimum giriş gerilimi

$I_{f(rms)}$  : Diyotun maksimum iletim akımı

$I_{p(rms)}$  : Giriş sargı endüktansın etkin akımı

$V_{dc}$  : Normal gerilim değeri ( $V_{ac}=220$  iken  $V_{dc}=300V$ )

$V_{dc(min)}$  : Minimum dc gerilim değeri ( $V_{acmin}=85$  iken  $V_{dcmin}=120V$ )

$P_o$  : Çıkış gücü

$T$  : Anahtarlama periyodu

### 5.4. Çıkış Sargı Endüktansındaki Çıkış Diyotların Hesaplanması

Flyback tipi SMPS'lerde anahtar kesime gittiğinde oluşan tepe gerilimleri çıkış sargı endüktanstaki diyotları önemli şekilde etkilemektedir. Bu sebepten dolayı diyot üzerinde tepe ve etkin akım stresleri görülür. Anahtarlama frekansı yüksek olduğundan hızlı ters toparlanma diyotlarının kullanılması gerekir. Flyback tipi SMPS'lerde tepe akımı ortalama akımdan büyük olduğu için etkin akım da ortalama akımdan büyük olur. Çıkış sargı endüktansındaki

diyotlar üzerindeki yaklaşık etkin akımı hesaplamak için anahtarın kesimde kaldığı süre ve çıkış sargı endüktansın tepe akımının bilinmesi gerekir [20]. Trafo hesaplanırken çıkış sargı endüktanstaki tepe akımı Eş 5.32'den, etkin akım ise Eş 5.33'den hesaplanmıştır. Çıkış sargı endüktansında elde edilen etkin akım değerleri, tasarımda kullanılacak diyotun iletim akım ( $I_f$ ) değerlerini göstermektedir.

$$I_{s1(rms)} = I_{f1} = 10 \sqrt{\frac{1-0,5-0,1}{3}} = 3,65A$$

$$I_{s2(rms)} = I_{f2} = 5 \sqrt{\frac{1-0,5-0,1}{3}} = 1,825A$$

$$I_{svcc(rms)} = I_{fvcc} = 0,25 \sqrt{\frac{1-0,5-0,1}{3}} = 0,09A$$

Çıkış sargı endüktansındaki çıkış diyotları üzerindeki ters toparlanma gerilimleri ( $V_{rr}$ )

$$V_{rr} > V_o + \frac{N_s}{N_p} V_{dc(max)} \quad (5.39)$$

$$V_{rr1} > 5 + \frac{5}{101}(400) = 25V$$

$$V_{rr2} > 12 + \frac{9}{101}(400) = 48V$$

$$V_{rrvcc} > 13 + \frac{8}{101}(400) = 45V$$

Elde edilen diyotların iletim akımı ve ters toparlanma gerilimlerine göre Şekil 5.1'deki  $D_{o1}$  ve  $D_{o2}$  diyotları için iletim akımı 4A, ters toparlanma gerilimi 600V olan çok hızlı MUR460 diyotu; denetleyicinin beslemesi için gereken doğrultucu diyot  $D_{vcc}$  için ise iletim akımı 200mA, ters toparlanma gerilimi 75V olan 1N4148 diyotu kullanılmıştır.

### 5.5. Çıkış Sargı Endüktansındaki Çıkış Sığaçlarının Hesaplanması

Çıkış sığaçları, sığacın değerine, kendi ESR (effective serial resistance) direncine ve çıkış dalgalanmasına bağlı olarak seçilir. Anahtar kesime gittiği anda çıkış sargı endüktans akımı, yük direncine göre daha küçük değerde olan sığacın ESR direncinden akar. Bu da gerilim üzerinde anlık bir artışa neden olur. Gerilim üzerindeki dalgalanmanın az olması için ESR direncinin küçük olması istenir. Anahtar kesimdeyken devrenin yükü, çıkış sığacı tarafından karşılanır. Çıkış sığacının değeri, maksimum kesim süresi, çıkış akımı ve gereken dalgalanma gerilim değerlerinden hesaplanmaktadır [3, 21].

Maksimum kesim süresi; anahtarın minimum iletimde kaldığı süre ile bulunur. Anahtarın iletim süresinin minimum olması için de giriş geriliminin maksimum olması gerekir.

$$P_{in} = \frac{(V_{dc(max)} t_{on(min)})^2}{2TL_p} \quad (5.40)$$

$$t_{on(min)} = \frac{\sqrt{(35,7)(2)(15)(10^{-6})(1)(10^{-3})}}{400} = 2,6\mu s$$

$$t_{off(max)} = T - t_{on(min)} \quad (5.41)$$

$$t_{off(max)} = 15 - 2,6 = 12,4\mu s$$

- T : Sistemin periyodu  
 L<sub>p</sub> : Giriş sargı endüktansın değeri  
 P<sub>in</sub> : Giriş gücü  
 t<sub>on(min)</sub> : Anahtarın iletimde kaldığı minimum süre  
 t<sub>off(max)</sub> : Anahtarın kesimde kaldığı maksimum süre  
 V<sub>dc(max)</sub> : Giriş geriliminin maksimum değeri

Çıkış geriliminin üzerinde %0,5'lik bir dalgalanma kabul edilebilmektedir. Fakat pratikte bu dalgalanma değerleri beklenen değerlerin üstünde görülmektedir [3].

$$V_{p-p} = 0,005 \times V_o \quad (5.42)$$

$$V_{p-p1} = 0,005 \times 5 = 0,025$$

$$V_{p-p2} = 0,005 \times 12 = 0,06$$

$$V_{p-pvcc} = 0,005 \times 13 = 0,065$$

$V_{p-p}$  : Çıkış gerilimi üzerindeki tepeden tepeye dalgalanma değeri

Çıkış sığacı değeri

$$C_o = \frac{t_{off(max)} I_o}{V_{p-p}} \quad (5.43)$$

$$C_{o1} = \frac{(12,4)(10^{-6})(2)}{0,025} = 992 \mu F$$

$$C_{o2} = \frac{(12,4)(10^{-6})(1)}{0,06} = 207 \mu F$$

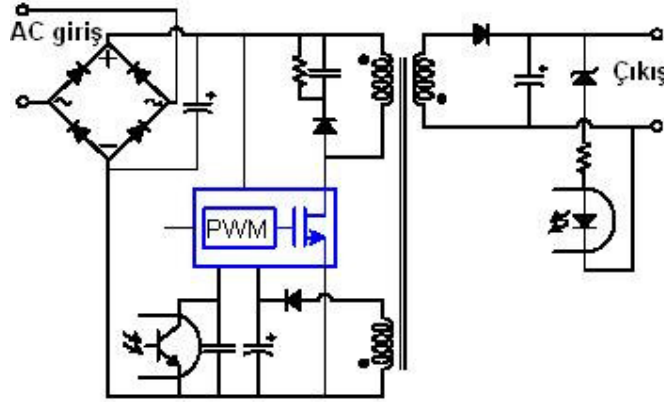
$$C_{vcc} = \frac{(12,4)(10^{-6})(0,05)}{0,065} = 10 \mu F$$

Şekil 5.1'deki  $C_{o1}$  ve  $C_{o2}$  sığaçları  $1000 \mu F/25V$ ,  $C_{vcc}$  sığacı ise  $47 \mu F/16V$  alınarak tasarımda kullanılmıştır.

## 5.6. Denetleyicinin Seçilmesi

Flyback tipi SMPS devrelerinde PWM denetleyicinin yanında harici bir anahtar kullanılarak sistemin çalışması sağlanmaktaydı. Fakat günümüzde 100W'a kadar üretilen denetleyicinin içinde dâhili anahtarın bulunması ile

devre tasarımında kullanılacak anahtarın seçilme zorluğu, fazla eleman kullanımı, yüksek maliyet ve anahtarın tam sürülme sorunu ortadan kaldırılmıştır. Söz konusu denetleyicinin Flyback tipi SMPS uygulamasındaki genel gösterimi Şekil 5.7’de verilmiştir.



Şekil 5.7. Dâhili anahtara sahip denetleyicinin Flyback tipi SMPS’deki uygulaması

Dâhili anahtara sahip denetleyici elemanını seçmek için öncelikle anahtarın akaç-kaynak akımı ( $I_{ds}$ , drain-source) ve akaç-kaynak geriliminin ( $V_{ds}$ ) bilinmesi gerekir. Anahtarın akım değeri, maksimum yüke, verime, giriş gerilimine ve çalışma moduna bağlıdır. Buna bağlı olarak anahtarın akaç-kaynak akımı, giriş geriliminin minimum ve yükün maksimum olduğu Eş 5.8’de hesaplanan giriş sargı endüktansın tepe akımıdır.

$$I_{p(pk)} = I_{ds} = 1,02A$$

Anahtar üzerinde oluşacak maksimum gerilim değeri, çıkış sargı endüktanstan yansıyan gerilim ve maksimum giriş geriliminin toplamıyla bulunur.

$$V_{ds} = V_{dc(max)} + \frac{N_p}{N_s} V_o \quad (5.44)$$

$$V_{ds} = 400 + \left(\frac{101}{9}\right)(12) \cong 540V$$

Elde edilen değerlere göre, tasarımda,  $I_{ds}=2,15A$  ve  $V_{ds}=650V$ 'luk Sense FET'e sahip Fairchild firmasının FSDM0365RNB no'lu tüm devresi kullanılmıştır [20]. Bu denetleyici, akım kontrolü yöntemiyle çalışması, aşırı gerilim koruması (OVP), aşırı akım koruması (OCP), dâhili ısınma koruması (Thermal Shutdown protection, TSD), yumuşak başlama özelliği, hata durumunda tekrardan başlama özelliği, 65KHz'de anahtarlama yapması, tepe akımının sınırlandırılabilmesi, piyasadan temin edilebilmesi ve tasarım için yeterli teknik dokümanın mevcut olmasından dolayı tercih edilmiştir. Söz konusu kontrolörü, üretici firmanın kendi internet sitesinden temin etmek mümkündür

(<http://www.fairchildsemi.com/ShoppingExperience/action/displayItems?gpn=FSDM0365RNB&itemType=BUY>).

### 5.7. FSDM0365RNB Denetleyicinin Özellikleri ve Çevre Elemanlarının Tasarımı

Şekil 5.1'de, denetleyici, ilk çalışma gerilimini, doğrultulmuş giriş gerilimine bağlı  $R_{str}$  direncinden alarak anahtarın, anahtarlama yapmasını sağlayıp trafoyu iletme sokar. Bu sayede denetleyicinin besleme değeri ( $V_{cc}$ ) 12V'a ulaşıncaya denetleyici otomatik olarak dâhili beslemesini keser ve trafo üzerinden beslenmeye başlar.

$$R_{str} > \frac{V_{dc(max)}}{I_{vcc(max)}} \quad (5.45)$$

$$R_{str} > \frac{400}{0,005} = 80K\Omega$$

Başlangıç direnci üzerinde harcanan güç  $P_{(Rstr)}$

$$P_{R(str)} = \frac{V_{R(str)}^2}{R_{str}} \quad (5.46)$$

$$P_{R(str)} = \frac{400^2}{150000} = 1,1W$$

Eş 5.46'da hesaplanan  $R_{str}$  üzerindeki 1,1W'lık kayıp güçten dolayı tasarımda başlangıç direnci 150K $\Omega$ /2W olarak alınmıştır.

Denetleyici, akım denetim yöntemiyle çalıştığından tepe akım sınırlaması yapabilmektedir. Tasarlanan devrede maksimum akım sınırlaması, Şekil 5.1'deki akım algılama direncinin ( $R_{cs}$ ) denetleyicinin dâhili 2,8K $\Omega$ 'luk direncine paralel konulmasıyla yapılır [20]. Tasarımda maksimum tepe akımı Eş 5.8'den giriş sargı endüktansın tepe akımı olarak bulunur. Bu sayede sistemin düzgün olarak çalışması için hesaplanan ( $I_{p(pk)}$ ) değerinin üstü bir değer seçilerek akım sınırlamasının yapılması gerekir. Bu çalışmada Flyback tipi SMPS'in akım sınırlaması 1,3A olarak alınmıştır.

Tasarımda, akım sınırlamasının ( $I_{req}$ ) 1,3A olabilmesi için akım algılama direnci Eş 5.47 ve Eş 5.48'den bulunur.

$$\frac{I_{lim}}{I_{req}} = \frac{2,8K\Omega}{XK\Omega} \quad (5.47)$$

$I_{lim}$  : Denetleyicinin maksimum tepe akımı

$$XK\Omega = \frac{2,8 \times R_{cs}}{2,8 + R_{cs}} \quad (5.48)$$

$$XK\Omega = \frac{(2,8)(1,3)}{2,15} = 1,7K\Omega$$

$$R_{cs} = \frac{(2,8)(1,7)}{2,8 - 1,7} = 4,4K\Omega$$

Eş 5.48'den elde edilen  $R_{cs}$  direnci bu çalışmada 4,7K $\Omega$  olarak alınmıştır.

Çıkış geriliminin düzenlenmesi, Şekil 5.1'deki  $R_1$  ve  $R_2$  dirençleri ile ayarlanan şönt düzenleyici (TL431) ve optik bağdaştırıcı (BC817) ile kontrolöre gelen geri besleme bilgisi doğrultusunda yapılmaktadır. Geri besleme bilgisi, denetleyicinin dâhili referans gerilimi ile karşılaştırılır. Eğer TL431 referans ucu gerilimi 2,5V'u aşarsa optik bağdaştırıcının akımı artar ve geri besleme gerilim değeri düşerek PWM'in çalışma oranını düşürür. Bu sayede çıkış geriliminin düzenlenmesi sağlanır [21].

TL431'in referans geriliminin ayarlanması  $R_1$  ve  $R_2$  dirençleri ile olmaktadır.  $R_1$  direnci 3,9K $\Omega$  alınarak  $R_2$  direnci bulunur.

$$2,5V = \frac{V_{o1}R_2}{R_1 + R_2} \quad (5.49)$$

$$R_2 = \frac{(2,5)(3,9)}{5 - 2,5} = 3,9K\Omega$$

Tasarımda  $R_1 = 3,9K\Omega$ ,  $R_2 = 3,9K\Omega$  alınmıştır.

Optik bağdaştırıcının (BC817) sürülmesi için Şekil 5.1'deki  $R_d$  ve  $R_b$  dirençlerinin bulunması gerekir.  $R_d$  ve  $R_b$  dirençleri, istenilen çıkış gerilimi ( $V_{o1}$ ), optik bağdaştırıcının iletim gerilimi ( $V_{op}$ ) ve denetleyicinin geri besleme akım ( $I_{fb}$ ) değerlerinden bulunur [21]. Optik bağdaştırıcının iletim gerilimi 1V ve denetleyicinin geri besleme akımı 1mA olarak alındığında,

$$\frac{V_{o1} - V_{op} - 2,5V}{R_d} > I_{fb} \quad (5.50)$$

$$R_d < \frac{5 - 1 - 2,5}{0,001} = 1,5K\Omega$$

$$\frac{V_{op}}{R_b} > 1mA \quad (5.51)$$

$$R_b < \frac{1}{0,001} = 1K\Omega$$

$V_{op}$  : Optik bağdaştırıcının iletim gerilimi

$V_{o1}$  : İstenilen çıkış gerilimi

$R_d$  : Diyot iletim direnci

$R_b$  : Optik bağdaştırıcının ön akım direnci ( $R_{bias}$ )

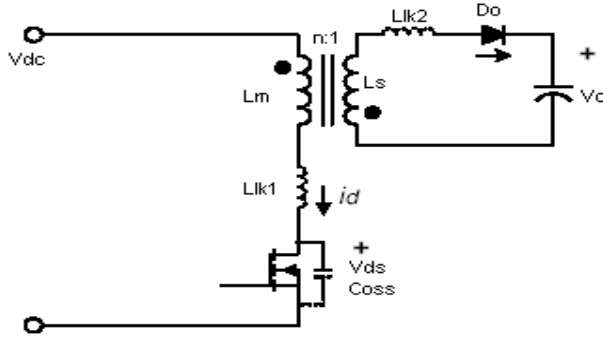
$I_{fb}$  : Denetleyicinin geri besleme akımı

Tasarımda  $R_d = 560\Omega$  ve  $R_b = 1K\Omega$  olarak alınmıştır.

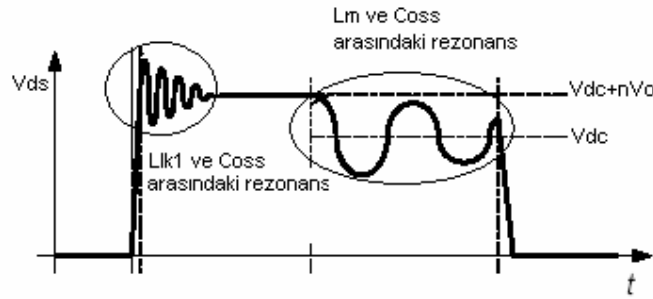
Şekil 5.1'deki denetleyicinin besleme direnci ( $R_{VCC}$ ) pratik uygulamalarda  $5\Omega$ - $20\Omega$  arasında alındığından tasarımda  $R_{VCC}$  direnci  $5,6\Omega$  alınmıştır [21].

### 5.8. Sönümlendirme Elemanlarının Hesaplanması

Flyback tipi SMPS'de anahtar kesime gittiğinde anahtarın çıkış sığacı ( $C_{oss}$ ) ile Şekil 5.8'de gösterilen trafonun sızıntı endüktansı ( $L_{lk}$ ) rezonansa girerek anahtarın akacında ani gerilim artışına neden olmaktadır (Şekil 5.9). Bu ani gerilim artışı anahtarın maksimum değerini geçtiğinde elemana zarar vermektedir. İstenmeyen bu gerilim artışını önlemek için devrede sönümlendirme elemanları kullanılmaktadır [22].

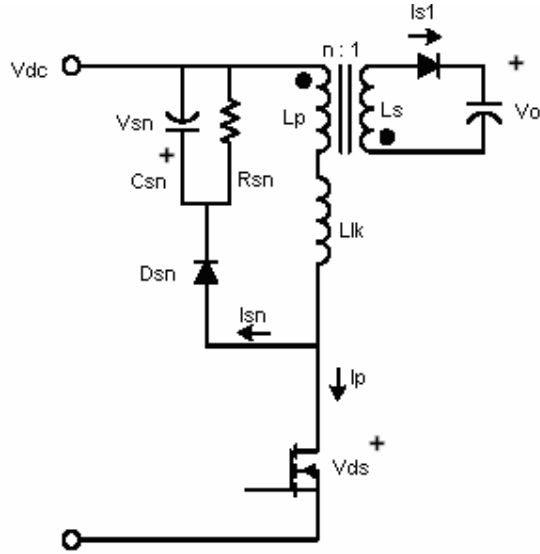


Şekil 5.8. Flyback tipi SMPS'deki sızıntı endüktanslarının gösterilişi

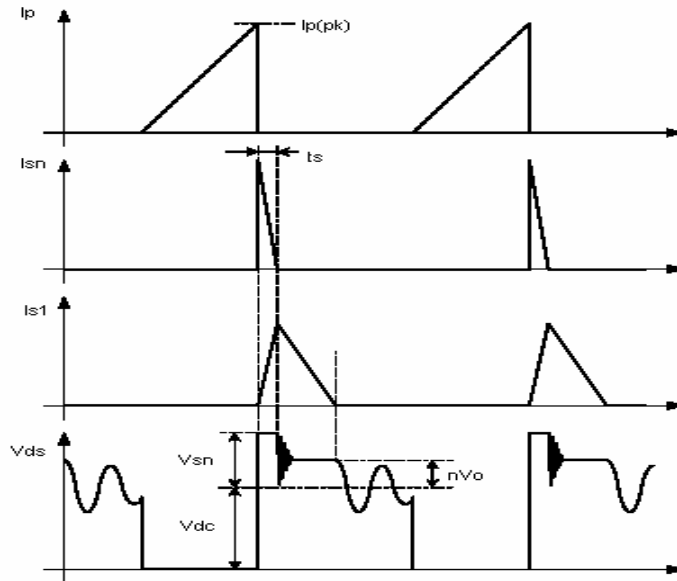


Şekil 5.9. Anahtarın akça-kaynak gerilim dalga şekli

$L_{k1}$  ve  $C_{oss}$  arasındaki rezonansdan oluşan istenmeyen anlık gerilim artışının, RCD sönümlendirme elemanları vasıtasıyla kabul edilebilir bir değere kadar bastırılması ile anahtarın korunması sağlanır. Şekil 5.10 ve Şekil 5.11'de sönümlendirme elemanları ile dalga şekilleri gösterilmiştir. Anahtarın akça-kaynak gerilimi, giriş ve çıkış sargı endüktanstan yansıyan gerilimin toplamına ulaşınca ( $V_{dc}+nV_o$ ) sönümlendirme diyotu ( $D_{sn}$ ) iletme geçerek sızıntı endüktansının akımını yutar. Anahtarın bir periyodu boyunca sönümlendirme sığacının ( $C_{sn}$ ) üzerindeki gerilimin değişmemesi için  $C_{sn}$ 'in değerinin yeteri büyüklükte olduğu varsayılır [22, 23].



Şekil 5.10. Sönümlendirme elemanlı Flyback tipi SMPS



Şekil 5.11. Sönümlendirme elemanlı Flyback tipi SMPS'in çalışma dalga şekilleri

Anahtar elemanı kesime gittiğinde sızıntı endüktansta depolanan enerji, sönümlendirme diyotu ( $D_{sn}$ ) üzerinden sönümlendirme sığacını ( $C_{sn}$ ) yükler.  $C_{sn}$  üzerindeki gerilim anlık değişemediğinden sızıntı endüktansının

oluşturduğu anlık gerilim artışını sınırlamış olur. Anahtarın kesimde olduğu süre boyunca  $D_{sn}$  üzerindeki gerilim  $nV_o + V_{dc}$  olduğundan  $C_{sn}$  gerilimi sabit kalır. Anahtar iletime geçtiğinde,  $D_{sn}$  üzerindeki gerilim sıfıra düştüğünden  $C_{sn}$  gerilimi, sönümlendirme direnci ( $R_{sn}$ ) üzerinden boşalır.  $C_{sn}$  geriliminin anahtar iletime geçtikten sonra boşalmasından dolayı sığaç ve direnç, zaman sabiti anahtarlama periyotundan büyük olmalıdır [22].

Sönümlendirme elemanları değerlerinin bulunması için, önce maksimum yük ve minimum giriş geriliminde sönümlendirme sığaç geriliminin ( $V_{sn}$ ) bulunması gerekir. Giriş geriliminin maksimum değeri, çıkış sargı endüktanstan giriş sargı endüktansa yansıyan gerilim değeri ve tutulması istenen gerilim değerleri toplamının, kullanılan Sense Fet'in maksimum  $V_{ds}$  gerilimini (650V) geçmemesi gerekir.

$$V_{ds} = V_{dc(max)} + \frac{N_p}{N_s} V_o + V_{clmp} \quad (5.52)$$

$$V_{ds} = 400 + \left(\frac{101}{9}\right)(12) + 100 = 630V$$

$V_{clmp}$  : Tutulması istenen gerilim

$$V_{sn} = \frac{N_p}{N_s} V_o + V_{clmp} \quad (5.53)$$

$$V_{sn} = 134 + 100 = 234V$$

Sönümlendirme elemanları üzerindeki güç kaybı ( $P_{sn}$ )

$$P_{sn} = \frac{(V_{sn})^2}{R_{sn}} = \frac{1}{2} f_s L_{lk} (I_{p(pk)})^2 \frac{V_{sn}}{V_{sn} - \frac{N_p}{N_s} V_o} \quad (5.54)$$

$V_{sn}$  : Sönümlendirme sığacı üzerindeki gerilim

- $R_{sn}$  : Sönümlendirme direnci  
 $V_o$  : Çıkış sargı endüktansının çıkış gerilimi  
 $P_{sn}$  : Sönümlendirme elemanlarında harcanan güç  
 $L_{lk}$  : Sızıntı endüktansı  
 $I_{p(pk)}$  : Giriş sargı endüktansın tepe akımı  
 $f_s$  : Anahtarlama frekansı  
 $N_p$  : Giriş sargı endüktansın sarım sayısı  
 $N_s$  : Çıkış sargı endüktansın sarım sayısı

Giriş sargı endüktansın sızıntı endüktans değerini ( $L_{lk}$ ), bütün çıkış sargı endüktans sarımları kısa devre edilerek RLC metre ile ölçmek mümkündür. Eğer RLC metre ile ölçme imkânı yoksa hesaplanan giriş sargı endüktansın değerinin %10'u alınarak yaklaşık hesaplama yapılır. Bütün sönümlendirme elemanlarının değerleri bulunduktan sonra anahtarın  $V_{ds}$  gerilimini aşmaması için direnç ve sığaç değerlerini osiloskop yardımı ile eniyilemek gerekir. Bu çalışmada yapılan trafonun sızıntı endüktans değeri, diğer sarım uçları kısa devre edilerek RLC metre ile 1KHz'de ölçüm yapıldığında  $58\mu H$  ölçülmüştür. Eş 5.54'den  $P_{sn}$

$$P_{sn} = \frac{1}{2}(65)(10^3)(58)(10^{-6})(1,02)^2 \frac{230}{230 - \left(\frac{101}{9}\right)(12)} = 4,7W$$

$$P_{sn} = \frac{V_{sn}^2}{R_{sn}} \quad (5.55)$$

$$R_{sn} = \frac{230^2}{4,7} = 12K\Omega$$

Sönümlendirme sığacı ( $C_{sn}$ )

$$\Delta V_{sn} = \frac{V_{sn}}{C_{sn} R_{sn} f_s} \quad (5.56)$$

$\Delta V_{sn}$  : Sönümlendirme geriliminin dalgalanması (Bu değer sönümlendirme geriliminin %5-10'u arasında alınmaktadır) [21].

$$C_{sn} = \frac{230}{(23)(13)(10^3)(65)(10^3)} = 12nF$$

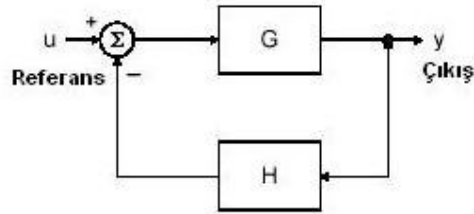
$C_{sn}$ 'in üzerindeki maksimum gerilim değeri Eş 5.52'de 630V olarak hesaplandığından, kullanılacak sığacın gerilim değerinin 1kV alınması ve sönümlendirme diyotunun ters toparlanma geriliminin  $C_{sn}$  üzerindeki maksimum gerilime göre seçilerek çok hızlı olması gerekir.

Bu çalışmada ilk olarak  $R_{sn}$  15K $\Omega$ /5W,  $C_{sn}$  6,8nF/1kV ve genel amaçlı ters toparlanma gerilimi 1000V olan 1N4007  $D_{sn}$  alınmıştır. Ancak,  $R_{sn}$  direncinin fazla ısındığı, maksimum yük ve giriş geriliminde  $V_{ds}$  üzerinde 550V olduğu gözlemlenmiştir.  $R_{sn}$  direncinin ısınmasını önlemek için,  $V_{ds}$  gerilimi 570V olacak şekilde  $R_{sn}$  direnci 20K/5W olarak alınmıştır. Sönümlendirme diyotu olarak da genel amaçlı diyot yerine ters toparlanma gerilimi 600V olan çok hızlı MUR160 diyotu kullanılmıştır.

### 5.9. Geri Beslemenin Tasarımı ve Sistem Kararlılığının İncelenmesi

Anahtarlama güç kaynaklarının geri beslemeleri, sistemlerin çıkış gerilimlerini istenen değerde tutmalarını sağlar. Bu da işlemsel kuvvetlendiricinin çıkış gerilimi ile referans gerilimi arasındaki farkı alması ile olur. Bu fark alan işlemsel kuvvetlendirici, hata kuvvetlendiricisi olarak adlandırılır. Hata kuvvetlendiricisinin görevi ise güç kaynağının referans ve gerçek çıkışı arasındaki hatayı minimuma indirmektir. Yükün durumuna göre çıkış geriliminin azalmasını veya artmasını anlayarak çıkışın istenen değerde olmasını sağlar. Eğer yük ve giriş gerilimi hep aynı ise o zaman hata kuvvetlendiricisi sadece DC olarak değerlendirilir. Fakat giriş ve yükün değişmediği durumlar hiç yok gibidir. Hata kuvvetlendiricisinin yüksek

frekansta kazançlı olarak yükün veya giriş geriliminin artışı ve azalışına yanıt vermesi gerekir. Bu da sistemin kararlı olmasıyla sağlanır.



Şekil 5.12. Sistemin geri besleme döngüsü

Şekil 5.12'de gösterilen sistemin geri beslemesi olmadığı durumdaki transfer fonksiyonu  $y/u=G$ 'dir. Sisteme geri besleme dâhil edildiği durumda ise kapalı döngü transfer fonksiyonu  $y/u=G/(1+GH)$  olarak ifade edilir [24].

Nyquist ölçütlerine göre açık döngü kazancı 0 dB'den sadece bir kez geçmekte ve geçiş frekansında (crossover frequency) evre gecikmesi (phase lag)  $180^\circ$ 'den az ise sistem kararlı olmaktadır. Geri beslemeli sistemlerde evre gecikmesi bulunmaktadır. Eğer bu evre gecikmesi geçiş frekansında  $180^\circ$ 'ye ulaşırsa sistem geçiş frekansında osilasyon yapmaktadır. Bu da istenmeyen bir durumdur. Kararlılıkta kullanılan evre payı (phase margin) geçiş frekansında  $180^\circ$ 'ye olan evre gecikmesidir [25].

Kararlı bir devrenin aşağıda belirtilen ölçütleri sağlaması gerekir:

1. Evre payının en az  $45^\circ$  alınmasıyla geçiş frekansında toplam evre kaymasının,  $360^\circ$ 'den az olması gerekir. Bu sayede güç kaynağı geçici değişikliklere yanıt verebilecektir.
2. -2'lik eğime sahip olan kararlı bir devrenin açık döngü kazancı geçiş frekansında -1'lik eğime sahip olmalıdır.
3. Kararlı bir döngü için evre payının en az  $45^\circ$  olması gerekir.

Sürekli iletim modu tekniği ile çalışan maksimum ve minimum yükteki akım kontrollü Flyback tipi SMPS'in kararlı çalışması için hata kuvvetlendiricinin çıkışından sistemin çıkış gerilimi düğümüne kadar olan düşük frekanslı kazancın (DC kazanç) bulunması gerekir [3].

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta V_c} = \frac{V_{dc}}{3} \sqrt{\frac{0,35R_o T}{L_p}} \quad (5.57)$$

$\Delta V_o$  : Çıkış gerilimi

$\Delta V_c$  : Hata kuvvetlendiricinin gerilimi

$V_{dc}$  : Giriş gerilimi

$R_o$  : Yük direnci

$T$  : Anahtarlama periyodu

$L_p$  : Giriş sargı endüktans değeri

Minimum yük,

$$R_{o(max)} = \frac{5V}{0,2A} = 25\Omega$$

Maksimum yük,

$$R_{o(min)} = \frac{5V}{2A} = 2,5\Omega$$

Minimum yükteki DC kazanç

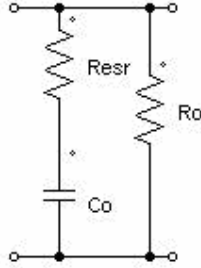
$$\frac{\Delta V_o}{\Delta V_c} = \frac{305}{3} \sqrt{\frac{(0,35)(25)(15)(10^{-6})}{(1)(10^{-3})}} = 37$$

$$20\log_{10}(37) = 31dB$$

Maksimum yükteki DC kazanç

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta V_c} = \frac{305}{3} \sqrt{\frac{(0,35)(2,5)(15)(10^{-6})}{(1)(10^{-3})}} = 12$$

$$20 \log_{10}(12) = 21 \text{dB}$$



Şekil 5.13. Flyback tipi SMPS'in çıkış süzgeci

Çıkış süzgecinin transfer fonksiyonunun bulunması için Şekil 5.13'deki devrenin eşdeğer direncinin hesaplanması gerekir.

$$Z_{\text{eşdgr}} = \frac{\frac{1}{C_o s} + R_{\text{esr}}}{R_o} = R_o \frac{1 + C_o R_{\text{esr}} s}{1 + (R_o + R_{\text{esr}}) C_o s} \quad (5.58)$$

Eş 5.58'den elde edilen denkleme göre  $f_z = 1/2\pi R_{\text{esr}} C_o$ 'da bir sıfırı,  $R_o \gg R_{\text{esr}}$   $f_p = 1/2\pi R_o C_o$ 'da bir kutbu olduğu anlaşılmaktadır. Çıkış süzgecinin maksimum ve minimum yükteki kutupları

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_o C_o} \quad (5.59)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi(25)(1000)(10^{-6})} = 6,4 \text{Hz}$$

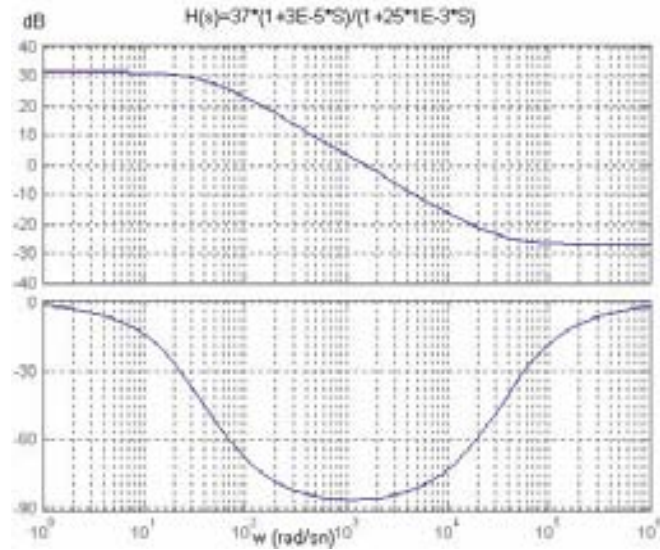
$$f_p = \frac{1}{2\pi(2,5)(1000)(10^{-6})} = 64 \text{Hz}$$

Sığacın  $R_{esr}$  direnci, uygulama notundan  $0,03\Omega$  alınarak çıkış süzgecindeki sıfır

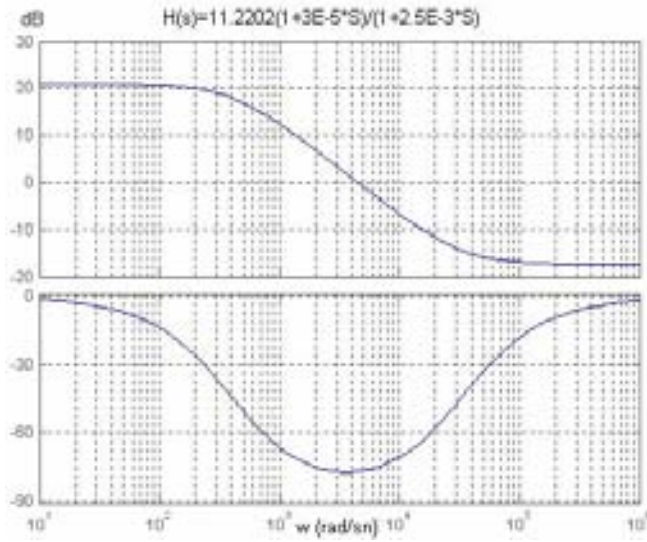
$$f_z = \frac{1}{2\pi R_{ESR} C_o} \quad (5.60)$$

$$f_z = \frac{1}{2\pi(0,03)(1000)(10^{-6})} = 5305\text{Hz}$$

Elde edilen değerlere göre minimum yükteki çıkış süzgecinin Bode eğrisi

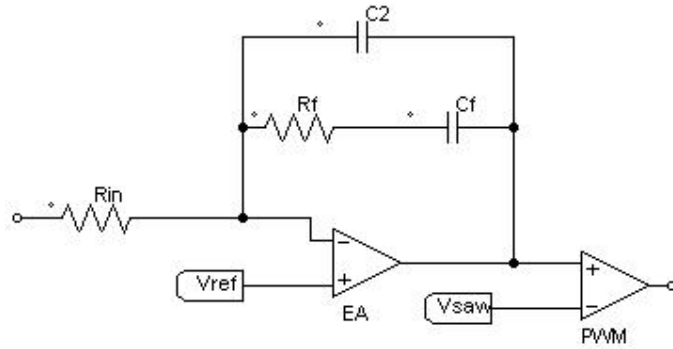


Şekil 5.14. Minimum yükte çıkış süzgecinin Bode ve evre eğrisi



Şekil 5.15. Maksimum yükte çıkış süzgecinin Bode ve evre eğrisi

Sistemin kararlı olabilmesi için hata kuvvetlendiricisinin Şekil 5.16'daki gibi dengeleyici olarak tasarlanması gerekir.



Şekil 5.16. Hata kuvvetlendiricisine eklenen dengeleyici

Hata kuvvetlendiricisinin dengeleyici olarak tasarlanmasıyla istenilen geçiş frekansında çıkış süzgeç kazancının sıfır olması ve evre payının en az  $45^\circ$  olması beklenir. Dengeleyici tasarlanırken ilk olarak dengeleyicinin transfer fonksiyonunun bilinmesi gerekir.

$$G_{c(s)} = \frac{1 + sR_f C_f}{sR_{in}(C_2 + C_f)(1 + sR_f C_2)} \quad (5.61)$$

Dengeleyici transfer fonksiyonu elde edildikten sonra geçiş frekansı bulunur. Genellikle geçiş frekansı anahtarlama frekansının beşte biri olarak alınır.

$$f_{cu} = \frac{f_{sw}}{5} \quad (5.62)$$

$$f_{cu} = \frac{65000}{5} = 13\text{kHz}$$

Geçiş frekansında maksimum ve minimum yükteki kazanç

$$\text{Maksimum yükte; } 21\text{dB} - 20\log\left(\frac{5305}{64}\right) = -17\text{dB}$$

$$\text{Minimum yükte; } 31\text{dB} - 20\log\left(\frac{5305}{6,4}\right) = -27\text{dB}$$

Maksimum yükteki kazancın sıfır olması için geçiş frekansında dengeleyicinin kazancı +17dB olmalıdır. Bu sayede geçiş frekansında çıkış süzgeçlerinin kazancı sıfıra düşürülmüş olur. Dengeleyicinin bu kazancı sağlaması için geçiş frekansının 10 kat aşağısı olan 1,3kHz'e bir kutup eklenir. Dengeleyicinin transfer fonksiyonundan biri başnuktada olmak üzere iki kutbu ve bir de sıfırı olduğu görülmektedir. Bu sayede 1,3kHz'de kutbu belirlendikten sonra sıfırının da bulunması gerekir. Sıfır noktasının yeri kritik olmadığından 240Hz olarak alınmıştır.

$$f_{pc} = \frac{1}{2\pi(R_f C_2)} = 1,3\text{kHz} \quad (5.63)$$

$$f_{zc} = \frac{1}{2\pi(R_f C_f)} = 240\text{Hz} \quad (5.64)$$

Dengeleyicinin 1,3kHz'deki kazancı

$$17\text{dB} + 20\log(13000/1300) = 37\text{dB} \quad (5.65)$$

$$10^{\frac{37}{20}} = 71$$

$R_f$  ve  $R_{in}$  dirençleri dengeleyicinin kazancından bulunur.  $R_{in}$  direnci 2,2K $\Omega$  alınırsa  $R_f$  direnci

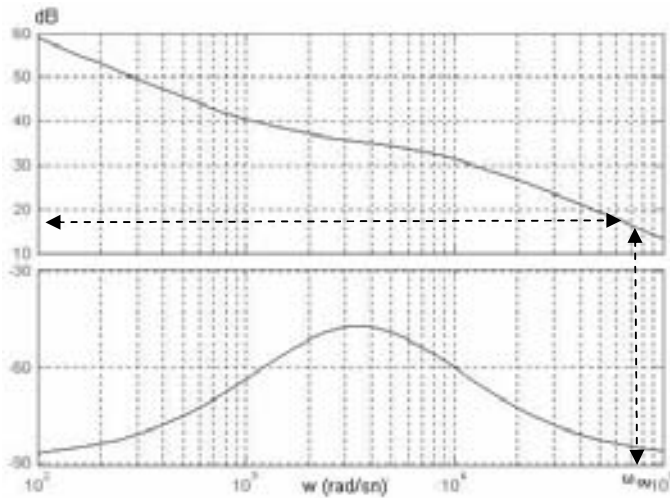
$$\frac{R_f}{R_{in}} = 71 \quad (5.66)$$

$$R_f = 156\text{K}\Omega$$

$R_f$  direnci bulunduktan sonra dengeleyicinin Eş 5.63'den kutbu ve Eş 5.64'den sıfırından faydalanarak  $C_f$  ve  $C_2$ 'si bulunur.

$$C_2 = \frac{1}{2\pi(156)(10^3)(1300)} = 780\text{pF}$$

$$C_f = \frac{1}{2\pi(156)(10^3)(240)} = 4,2\text{nF}$$



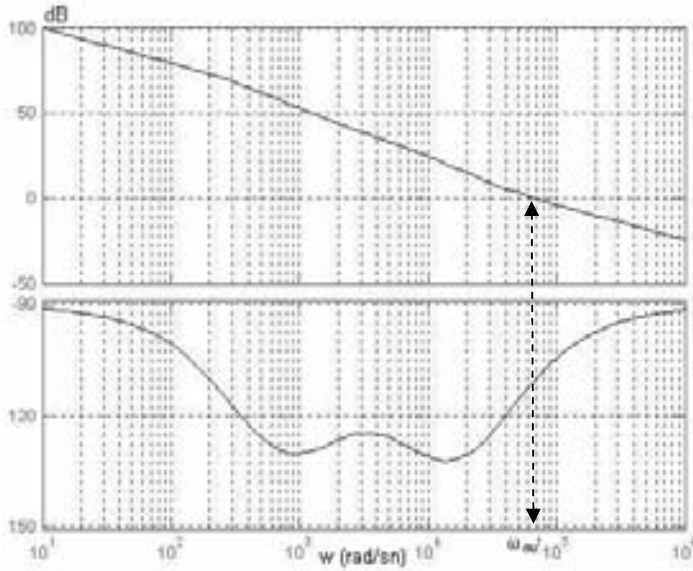
Şekil 5.17. Dengeleyicinin Bode ve evre eğrisi

Bulunan  $R_{in}$ ,  $R_f$ ,  $C_f$ , ve  $C_2$  değerlerinden sonra dengeleyicinin Bode ve evre eğrileri çizilir. Şekil 5.17'de görüldüğü gibi geçiş frekansında ( $\omega_{cu}=81681\text{rad/sn}$ ) dengeleyicinin kazancı yaklaşık  $+17\text{dB}$ 'dir. Bu sayede çıkış süzgecinin kazancını geçiş frekansında sıfırlamak mümkündür. Geçiş frekansında çıkış süzgecinin ve dengeleyicinin evre değerleri

$$\text{Yükün evresi} = \tan^{-1}\left(\frac{13000}{5305}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{13000}{64}\right) = -22^\circ$$

$$\text{Dengeleyicinin evresi} = -90 + \tan^{-1}\left(\frac{13000}{240}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{13000}{1300}\right) = -85^\circ$$

Sisteme dengeleyicinin eklenmesiyle elde edilen Bode ve evre eğrileri Şekil 5.17'de gösterilmiştir.



Şekil 5.18. Dengeleyicinin sisteme katılmasıyla elde edilen Bode ve evre eğrisi

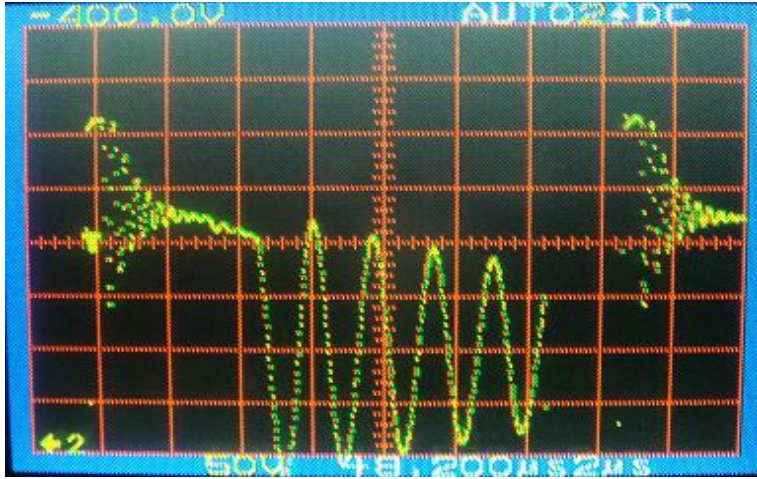
Şekil 5.18'de görüldüğü gibi geçiş frekansında sistemin kazancı 0 ve bu noktadaki evre payı ise

$$pm = 180 - 22 - 85 = 73^\circ$$

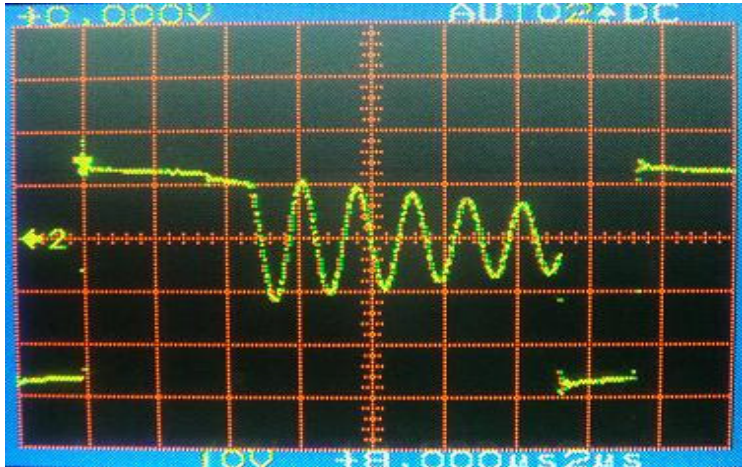
(5.67)



Tasarlanan Flyback tipi SMPS'in aktif güç çarpanı düzeltmesi ile birlikte kullanıldığında giriş gerilimi 305V yerine 400V olacağından Sense FET'in  $V_{ds}$  gerilimine dikkat edilmesi gerekmektedir. Resim 5.2'de anahtarın  $V_{ds}$  geriliminin yaklaşık 500V olduğu görülmekte olup anahtarın çalışma sınırını geçmediği gözlemlenmiştir. Ölçülen osiloskop çıktısında her kare 50V  $2\mu s$ 'dir.

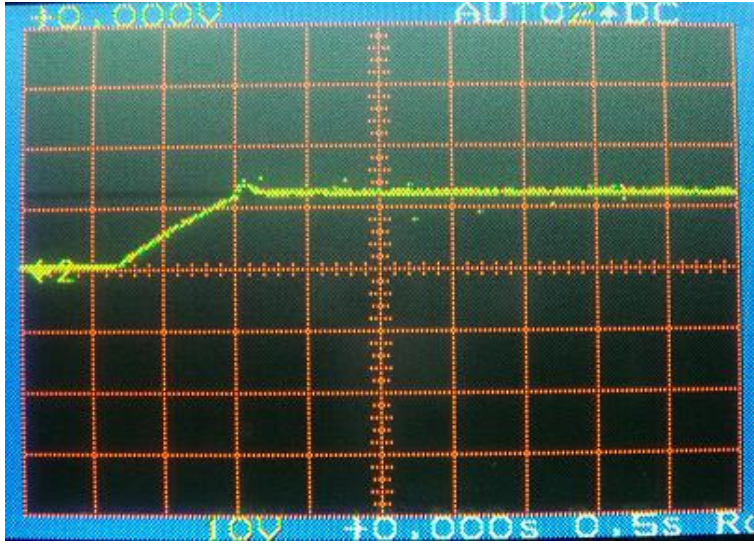


Resim 5.2. Anahtarın üzerindeki  $V_{ds}$  gerilimi



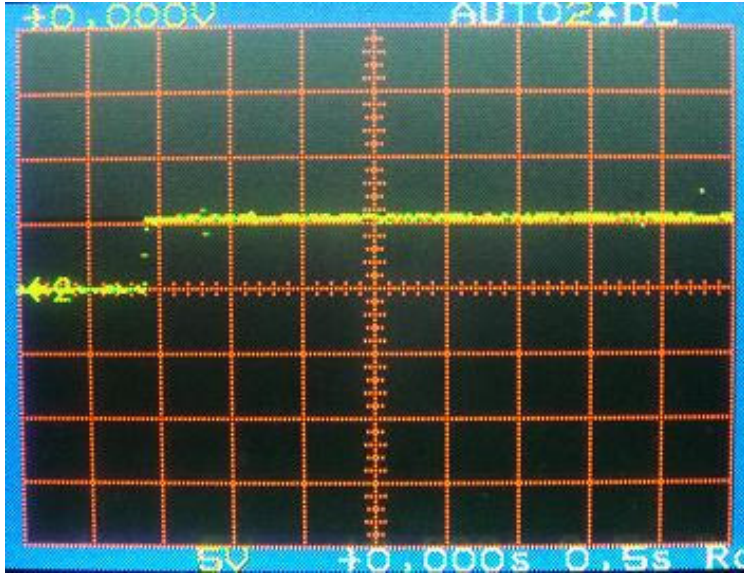
Resim 5.3. Flyback tipi SMPS denetleyicinin  $V_{cc}$  dalga şekli

Kullanılan denetleyicinin çalışma gerilimi 12V'dur. Denetleyicinin düzgün çalışması için tasarlanan trafonun çıkış sargı geriliminin 12V olması beklenir. Yapılan çalışmada elde edilen denetleyicinin çıkış sargı gerilimi Resim 5.3'de gösterilmiştir. Bu dalga şekli giriş sargısındaki anahtarlama dalga şeklinin giriş ve çıkış sarım oranı kadar düşmüş değeridir. Osiloskop ölçümünde her kare 10V 2 $\mu$ s'dir.

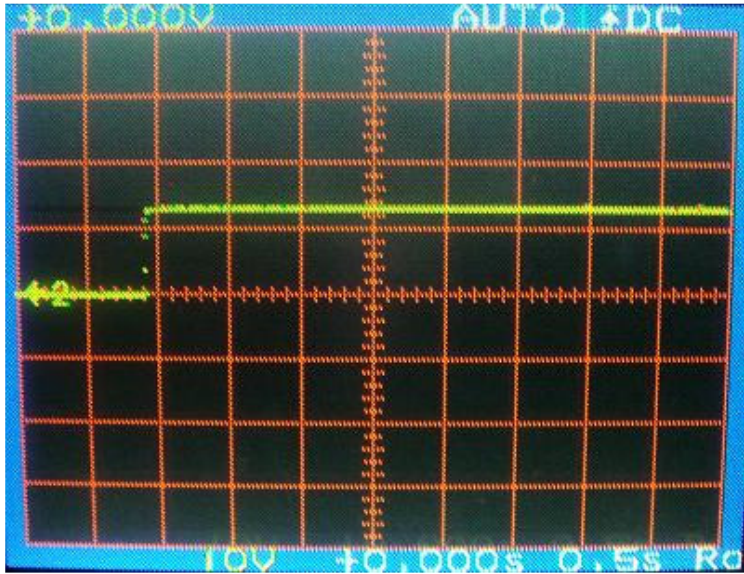


Resim 5.4. Denetleyicinin çıkış gerilimi düzenlenmesi

Resim 5.3'teki dalga şeklinin doğrultucu diyot ve filtre sığacı ile düzenlenmesiyle elde edilen gerilimin yaklaşık 12V olduğu Resim 5.4'te görülmektedir. Aynı zamanda Resim 5.4'te denetleyicinin yumuşak anahtarlama yaptığı ve sistemin kararlı çalıştığı da görülmektedir. Resimde görülen anlık artış, sistemin ilk çalışması için anahtarlama yapmasından dolayı oluşmakta ve geri besleme bilgisi alındığında ise sistemin 12V'a düzenlenerek kararlı şekilde çalışması sağlanmaktadır.



Resim 5.5. 5V çıkış gerilimi

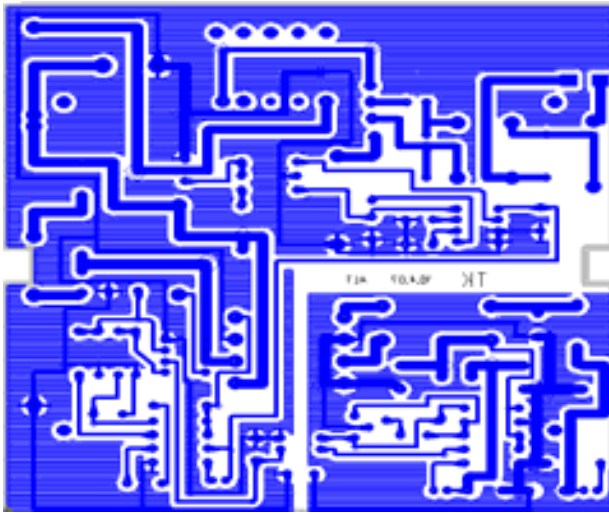


Resim 5.6. 12V çıkış gerilimi

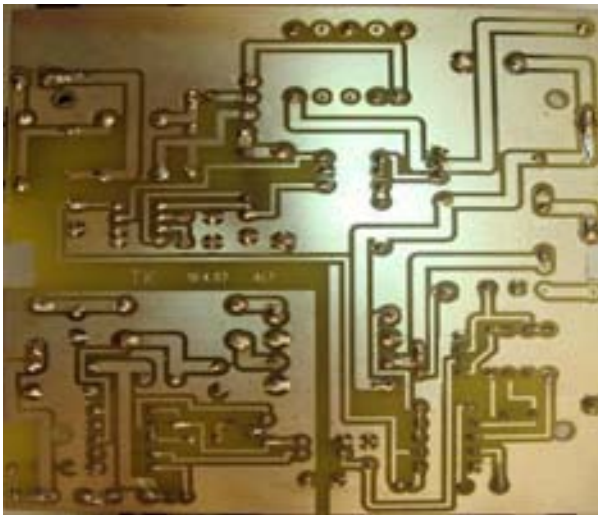
Resim 5.5 ve Resim 5.6'da, tasarlanan Flyback tipi SMPS'in 5V ve 12V olan çıkış gerilimlerinin dalga şekilleri gösterilmiştir. Resim 5.4'deki gerilim artışının Resim 5.5 veya Resim 5.6'daki gibi aniden olmamasının sebebi kullanılan denetleyicinin yumuşak anahtarlamaaya sahip olmasıdır.

## 6. AKTİF GÜÇ ÇARPANI DÜZELTME DEVRESİ İLE FLYBACK TİPİ SMPS'İN BİRLEŞTİRİLMESİ

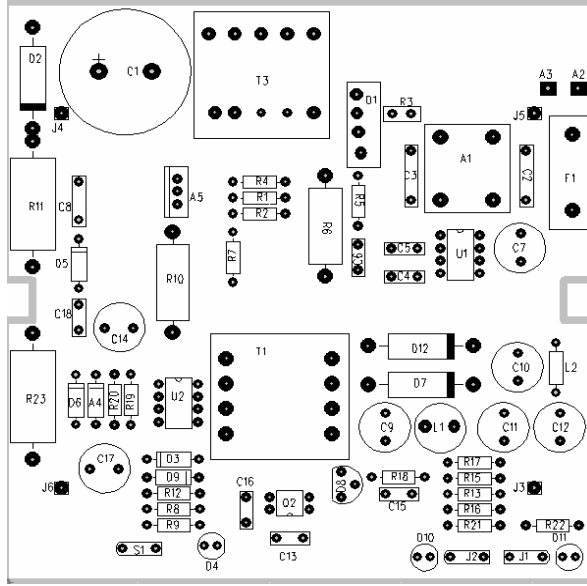
Birinci ve ikinci bölümde tasarlanan devre yapıları birleştirilerek sistemin çalışması sağlanmıştır. Yapılan devrenin devre şeması EK-3'de verilmiştir. Power PCB programı sayesinde devrenin hem mantık hem de baskı devre şeması çizilerek devre kurulmuştur. Resim 6.1'de devrenin baskı devre resmi



Resim 6.1. Power PCB'de çizilen devrenin baskı devre şeması



Resim 6.2. Hazırlanan devrenin baskı devre şeması



Resim 6.3. Devre elemanlarının yerleşim planı



Resim 6.4. Pratikte hazırlanan devrenin yerleşim planı

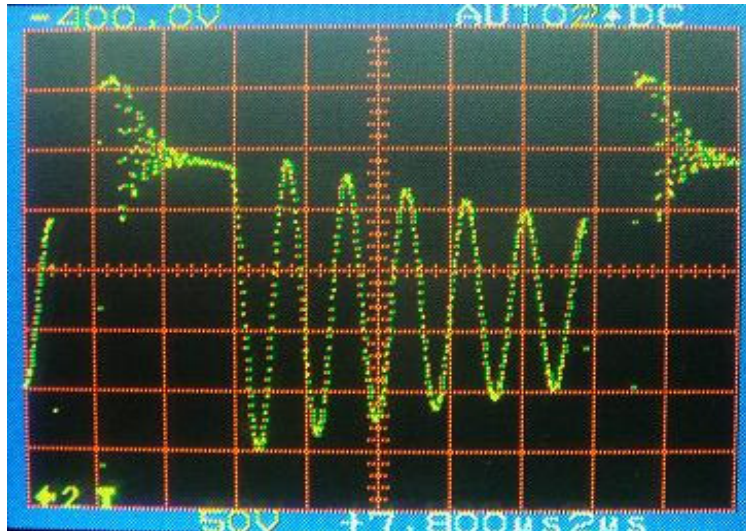
Resim 6.3 - Resim 6.4'de devrenin yerleşme planı verilmiştir. Hazırlanan devrenin güç çarpanı düzeltilmesi yapıp yapmadığının anlaşılması için MC33260 tüm devresinin  $V_{cc}$  ucuna açma-kapama anahtarı konularak

istenildiğinde sadece Flyback katı, istenildiğinde ise aktif güç çarpanı düzeltmeli Flyback katının çalıştırılması sağlanmıştır (Şekil 6.5).



Resim 6.5. Hazırlanan devrenin kutulanmış resmi

Resim 6.6'da güç çarpanı düzeltme devresi çalıştığında  $V_{ds}$  üzerindeki gerilimin 570V olduğu ve anahtarın 650V olan maksimum çalışma gerilimini aşmadığı görülmektedir. Bu sayede devrenin güç çarpanı düzeltmesinin yapıldığı durumda sağlıklı çalıştığı gözlemlenmiştir. Ölçülen her bir kare 50V 2 $\mu$ s'dir.

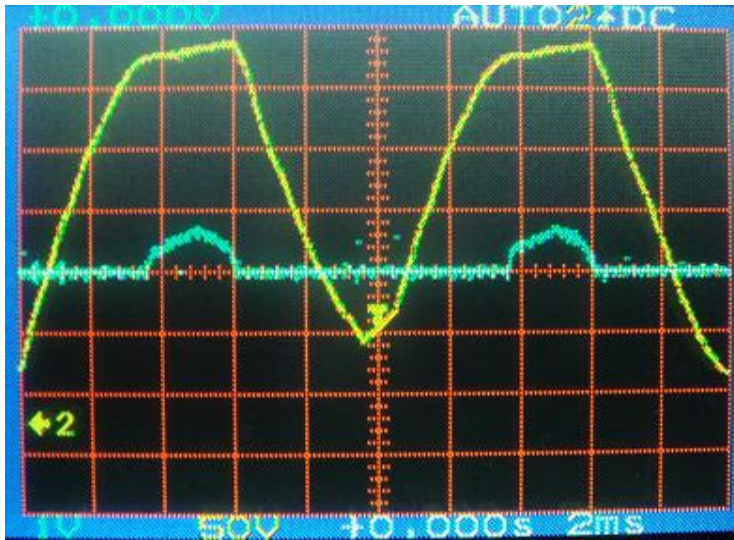


Resim 6.6. Güç çarpanı düzeltmeli  $V_{ds}$  dalga şekli

Hazırlanan devrenin 5V ve 12V çıkışlarına yük takılarak 5V çıkışından 2,024A ve 12V çıkışından 1,03A çekilmesi sağlanarak tam yükteki akım dalga şekilleri Resim 6.7, 6.8, 6.9 ve 6.10'da gösterilmiştir. Resim 6.7 ve Resim 6.8'de PFC anahtarının kapalı olduğu durumdaki akım dalga şekilleri, Resim 6.9 ve Resim 6.10'da ise devrenin güç çarpanı anahtarının açılıp güç çarpanı düzeltilmesi yapıldığındaki akım dalga şekilleri verilmiştir.



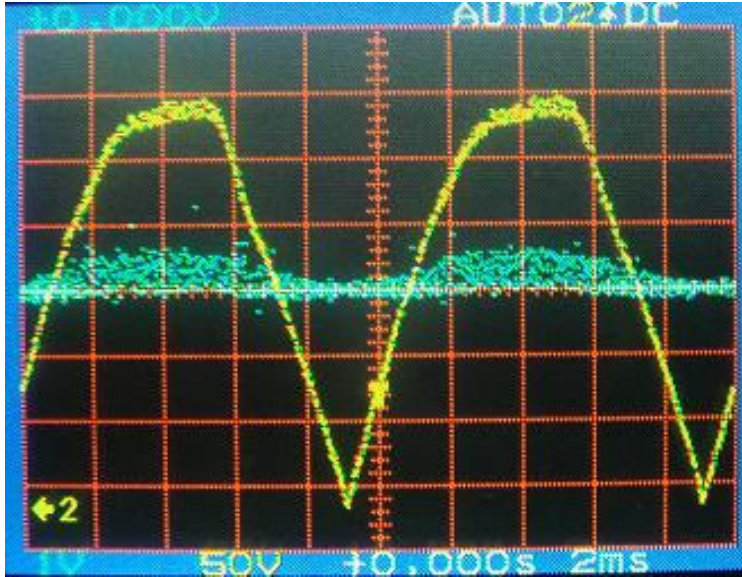
Resim 6.7. Hazırlanan devrenin tam yükteki dalga şekli



Resim 6.8. PFC'nin yapılmadığı durumdaki akım dalga şekli



Resim 6.9. Hazırlanan devrenin tam yükteki PFC'li dalga şekli



Resim 6.10. PFC'nin yapıldığı durumdaki akım dalga şekli

Güç çarpanı düzeltmesinin yapıldığı durumda şebeke akımının hat gerilimiyle aynı fazda olduğu ve dalga şeklinin sinüzoidal'e benzediği görülmektedir. Bu sayede 4. bölümde Powersim programıyla elde edilen sonuçların güç çarpanı düzeltmeli Flyback tipi SMPS ile de elde edildiği görülmüştür.

## 7. SONUÇ VE ÖNERİLER

Flyback tipi SMPS'in önüne aktif güç çarpanı düzeltme devresi uygulanarak şebeke akımının dalga şeklinin şebeke gerilimiyle aynı fazda ve akım sinüzoidal olması sağlanmıştır. Aktif güç çarpanı düzeltmesi tasarımında takipçi tipi SMPS olarak çalışan denetleyici tercih edilerek kullanılacak PFC endüktansının boyutlarında önemli ölçüde küçülme elde edilmiştir. PFC tasarımı aşamasında akım algılama direncinin yandığı gözlemlenmiş (Şekil 4.17'deki R6 direnci); bunun sebebinin anlaşılması için devre tasarımının simülasyon desteğiyle yapılmasına geçilmiştir. Simülasyon yardımıyla sorunun ani giren akımdan kaynaklandığı anlaşılabilir pratik devreye NTC direnç eklenmiş olup (Şekil 4.17) böylece akım algılama direncinin yanması önlenmiştir. Bu sayede devrenin çalışması sağlanmış ve kullanılan  $1\Omega$ 'luk  $R_{cs}$  direnci sayesinde devrenin çektiği akım, gerilime dönüştürülerek osiloskop ile ölçüm yapılmıştır. PFC'nin çıkışı gerilimini 400V'ta tuttuğu görülmüştür. Simülasyon ve pratikte elde edilen akım dalga şekillerinin birbirine benzediği görülerek devrenin düzgün çalıştığı anlaşılmıştır.

Aktif güç çarpanı düzeltme devresi tasarlandıktan sonra 22W'lık 5V 2A ve 12V 1A'lık çıkışlara sahip Flyback tipi SMPS tasarımına geçilmiştir. Akım denetim yöntemiyle çalışan dâhili anahtara sahip denetleyici seçilerek Flyback tipi SMPS'in elemanlarının bulunması ve SMPS'lerin en sorunlu parçası olan, devrenin verimini en çok etkileyen trafonun tasarlanması detaylıca anlatılmıştır. Hesaplanan trafoya bağlı olarak oluşan sızıntı endüktansının, anahtarın akıç-kaynak üzerindeki etkisi ve buna göre sönümlendirme elemanlarının tasarımı gösterilerek güç çarpanı düzeltmesinin yapıldığı ve yapılmadığı durumda anahtarın zarar görmesi engellenmiştir. Kullanılan denetleyicinin özelliği sayesinde akım sınırlaması yapılmıştır. Böylece istenmeyen herhangi bir akım artışı veya kısa devre durumunda devrenin korunması sağlanmıştır. TL 431 ile kurulan devrenin geri besleme döngüsünün tasarımı gösterilmiş; sistem kararlılığının analizi

için Bode ve evre eğrileri çizilerek Flyback tipi SMPS tasarımı tamamlanmıştır.

Aktif güç çarpanı düzeltme devresiyle birleştirilen Flyback tipi SMPS devresinin güç çarpanı düzeltmesi yapıldığı ve yapılmadığı durumun daha iyi anlaşılması için güç çarpanı devresine açma-kapama anahtarı konularak devrenin şebeke akımı ve şebeke gerilimi dalga şekillerine bakılmıştır. Güç çarpanının yapılmadığı durumda şebeke akımının darbeli ve şebeke gerilimine göre faz farkının olduğu Resim 6.8'de görülmektedir. Güç çarpanı düzeltmesinin yapıldığı durumda ise anahtarın üzerindeki gerilimin yaklaşık 570V olduğu Resim 6.6'da görülmüş ve anahtarın maksimum çalışma geriliminin 650V'u aşmadığı anlaşılmıştır. Şebeke akımının şebeke gerilimiyle aynı fazda ve sinüzoidal olduğu ise Resim 6.10'da gösterilmiştir. Tam yükteki güç faktörü düzeltilmiş çok çıkışlı Flyback tipi SMPS'in şebekeden çektiği etkin akım ( $I_{rms}$ ) 0,117A ve etkin gerilim ( $V_{rms}$ ) 220V olduğundan giriş gücü 25,74W'dır. Buna göre tasarlanan 22W'lık devrenin verimi  $\eta=22W/25,74W=0,855$ 'dir.

Bu sayede doğrusal güç kaynaklarına göre devrenin yüksek verimde çalışması sağlanmış, şebeke akımı dalga şekli sinüse yakın bir yapı aldığı için akım harmonikleri azaltılmış, kaynaktan çekilen reaktif güç en aza indirilmiş ve şebeke akımının şebeke gerilimi ile aynı fazda olması nedeniyle de güç çarpanı 1'e yaklaştırılmıştır. Böylece, günümüzde ortaya çıkan elektrik enerjisi kayıpları azaltılmış, enerjinin verimli kullanılması sağlanmıştır.

## KAYNAKLAR

1. UÇAR, H.M., “Anahtarlmalı Güç Kaynağı Ve Güç Çarpanı Düzeltme Devresinin Tasarımı”, Yüksek Lisans Tezi, ***İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü***, İstanbul, 5-7 (1996)
2. Mohan, N., Undeland, M.T., Robbins, W.P., (Çevirenler: Tuncay, N., Gökaşan, M., Bogosyan, M., “Güç Elektroniği Çeviriciler,Uygulamalar ve Tasarım”, ***Literatür.***, İstanbul, 36-40,185-191 (2003)
3. Pressman, A.I., “Switching Power Supply Design Second edition”, ***McGraw-Hill Inc.***, New York, 105–145, 427-470 (1998)
4. McLyman, C.T., “Transformer And Inductor Design Handbook Third Edition, Revised and Expanded” ***Marcel Derker.***, New York, 45-65 (2004)
5. GÖKSU, M.S., “TV Uygulamaları için bekleme modunda 1W’ın altında güç tüketen Flyback tipi anahtarlmalı güç kaynağı tasarımı ve gerçekleştirilmesi”, Yüksek Lisans Tezi, ***Ege Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü***, İzmir, 16-20 (2003)
6. Invensys Lambda, ”App. Note 513 Power Factor Correction”, ***Invensys Lambda Inc.***, USA, 1 (2002).
7. Fairchild Semiconductor, “Power Factor Correction (PFC) Basics”, ***Fairchild Semiconductor App. Note AN42047.***, USA, 1-8 (2004)
8. ON Semiconductor, “Switch Mode Power Supply reference manual 3rd edition”, ***On Semiconductor Rev 3A, SMPSRM/D***, Denver, 14–15 (2002)
9. On Semiconductor, “Power Correction Handbook”, ***On Semiconductor HBD853/D Rev 2.***, Denver, 8–14, 20–22 (2004)
- 10.Turchi, J., “Power Factor Correction Stages Operating in Critical Conduction Mode”, ***On Semiconductor App. Note AND8123/D.***, Denver, 1-18 (2003)
- 11.Chew, M.H., “Design of Power Factor Correction Circuit Using Greenline Compact Power Factor Controller MC33260”, ***On Semiconductor App. Note AND8016/D.***, Denver, 1-12 (2002)
- 12.ON Semiconductor, “MC33260, GreenLine Compact Power Factor Controller Innovative Circuit for Cost Effective Solutions”, ***On Semiconductor.***, USA, 1-15 (2005)

13. McLyman, C.T., "Magnetic Core Selection for Transformers and Inductors A User's Guide to Practice and Specification Second Edition", **Marcel Derker.**, New York, 90-120 (1997)
14. Sami, M., "Special Thermistors Limit Inrush Current", **Ametherm Inc.**, Nevada, 94-95 (1998)
15. Dixon, L.H., "Transformer and Inductor Design for Optimum Circuit Performance", **Texas Instruments.**, Dallas, 16-21 (2003)
16. Epcos AG, "Ferrites and Accessories", **Epcos AG Application notes.**, München, 15-17 (2006)
17. Dixon, L.H., "Eddy Current Losses in Transformer Windings and Circuit Wiring", **Texas Instruments.**, Dallas, 1-2 (2003)
18. Choi, H.S., "Transformer Design Consideration for off-line Flyback Converters using Fairchild Power Switch", **Fairchild Semiconductor App. Note AN4140.**, USA, 1-10 (2003)
19. Choi, H.S., "Audible Noise reduction Techniques for FPS Applications", **Fairchild Semiconductor App. Note AN4148.**, USA, 1-5 (2005)
20. Fairchild Semiconductor, "FSDM0365RN Green Mode Fairchild Power Switch (FPS)", **Fairchild Semiconductor Corporation.**, USA, 1-18 (2004)
21. Choi, H.S., "Design Guidelines for Off-line Flyback Converters Using Fairchild Power Switch (FPS)", **Fairchild Semiconductor App. Note AN4137.**, USA, 1-19 (2003)
22. Koo, B.G., "Design Guidelines for RCD Snubber of Flyback Converters", **Fairchild Semiconductor App. Note AN4147.**, USA, 1-5 (2006)
23. Todd, P.C., "Snubber Circuits: Theory, Design and Application", **Texas Instruments.**, Dallas, 5-7 (2001)
24. Mitchell, D., Mammano, B., "Designing Stable control Loops", **Texas Instruments.**, Dallas, 1-3 (2002)
25. Dixon, L.H., "Control Loop Cookbook", **Texas Instruments.**, Dallas, 2-8 (2002)

**EKLER**

## EK-1 E tipi çekirdeklerin seçim çizelgesi

Çizelge 1.1. E tipi çekirdeklerin seçim çizelgesi

Part No.	Ht		Wh		Lt	G	MPL	Wife	Witea	MLT	Ac	Wa	Ap	Kg	At	Perm	AL
	cm	1	2	3													
EE13-06-03	1.136	0.953	1.270	0.818	2.8	2.7	0.101	0.26	0.026	0.000396	6.7	2200	850				
EE10-06-05	1.118	1.016	1.024	0.838	2.6	2.2	0.119	0.227	0.027	0.000476	6.1	2200	985				
EE13-06-04	1.280	0.899	1.270	0.930	2.9	2.0	0.133	0.25	0.033	0.000654	7	2200	1055				
EE12-08-04	1.550	0.965	1.232	1.118	3.2	2.7	0.145	0.298	0.043	0.000948	8.6	2200	1040				
EE17-07-03	1.422	1.054	1.676	0.812	3.0	3.0	0.162	0.289	0.047	0.001037	10.3	2200	1255				
EE13-06-06	1.138	1.270	1.270	0.818	2.8	2.8	0.202	0.260	0.052	0.001280	8.2	2200	1716				
EE16-08-05	1.610	1.214	1.610	1.178	3.7	3.9	0.205	0.450	0.092	0.002213	11.6	2200	1280				
EE19-08-05	1.610	1.433	1.905	1.138	4.0	4.5	0.225	0.545	0.123	0.002896	14.4	2200	1450				
EE20-10-06	1.982	1.329	1.999	1.300	4.6	7.3	0.315	0.525	0.165	0.005636	16.9	2200	1540				
EE19-08-09	1.610	1.829	1.905	1.138	4.0	8.3	0.412	0.545	0.225	0.008039	17.2	2200	2050				
EE25-10-06	1.930	1.433	2.540	1.438	4.9	9.8	0.394	0.625	0.246	0.009607	20.6	2200	2100				
EE25-13-07	2.510	1.792	2.505	1.790	5.8	15.1	0.517	0.940	0.496	0.020615	27.4	2200	2415				
EE25-16-06	3.200	1.923	2.540	2.566	7.4	14.7	0.399	1.653	0.659	0.021173	35.1	2200	1450				
EE25-10-13	1.930	2.588	2.540	1.320	4.9	19.5	0.787	0.850	0.669	0.032702	29.4	2200	4225				
EE30-15-07	2.982	2.017	3.000	2.062	6.6	20.8	0.573	1.344	0.770	0.033944	38.4	2200	2330				
EE28-11-11	2.108	2.278	2.799	1.138	4.8	24.6	0.967	0.660	0.638	0.041111	30.6	2200	5420				
EE30-13-09	2.616	2.184	3.048	1.752	6.1	26.1	0.834	1.090	0.909	0.049532	36.0	2200	3706				
EE30-13-11	2.626	2.035	3.010	1.626	5.8	32.5	1.083	0.785	0.851	0.059422	34.6	2200	4975				
EE41-16-06	3.296	2.298	4.064	2.108	7.8	30.1	0.758	1.753	1.329	0.059425	52.3	2200	2705				
EE34-14-09	2.824	2.604	3.432	1.956	6.9	28.7	0.813	1.635	1.329	0.063944	45.7	2200	3230				
EE25-16-13	3.200	2.558	2.540	2.566	7.4	29.4	0.798	1.653	1.319	0.065360	42.4	2200	2900				
EE32-16-09	3.220	2.328	3.211	2.322	7.5	31.0	0.822	1.640	1.348	0.070441	45.4	2200	2900				
EE34-14-13	2.824	2.942	3.432	1.956	6.9	39.2	1.108	1.635	1.812	0.105145	50.0	2200	4410				
EE30-21-11	4.252	1.994	3.000	3.252	9.0	50.0	1.098	1.511	1.659	0.119450	50.5	2200	3260				
EE35-24-10	4.760	2.600	3.493	3.810	10.7	48.0	0.900	3.058	2.752	0.145160	70.1	2200	2320				
EE40-17-11	3.398	2.802	4.001	2.052	7.7	51.5	0.68	4.68	7.4	1.274	1.778	2.265	0.158895	61.2	2200	4550	
EE41-16-12	3.296	2.408	4.064	2.108	7.8	59.1	0.82	1.487	1.753	2.606	0.189086	61.3	2200	5300			
EE42-21-15	4.180	3.370	4.199	3.032	9.7	89.1	0.879	2.768	5.024	0.408434	82.9	2200	5155				
EE43-21-15	4.222	3.451	4.285	3.028	9.8	91.3	0.91	1.838	2.887	5.307	0.430246	85.8	2200	5180			
EE47-21-16	3.926	3.226	4.666	2.438	8.9	107.6	0.683	2.028	4.759	0.471621	82.0	2200	7290				

## EK-1 (Devam) E tipi çekirdeklerin seçim çizelgesi

- $H_t$  : Hazırlanmış trafo yüksekliği  
 $W_{th}$  : Hazırlanmış trafonun eni  
 $L_t$  : Hazırlanmış trafonun boyu  
 $W_{tfe}$  : Çekirdek ağırlığı  
 $W_{tcu}$  : Bakır tel ağırlığı  
 $A_t$  : Yüzey alanı  
Perm : Çekirdek geçirgenliği  
AL : Çekirdeğin 1000 tur başına mH değeri

## EK-2 Tel değerleri çizelgesi

Çizelge 2.1. Tel değerleri

TEL TABLOSU												
AWG	Telin çplak kesit aları		Direnç $\mu\Omega/\text{cm}$ 20°C	Alan		Çapı		Tur başına		Tur başına		Ağırlığı gm/cm
	$\text{cm}^2(10^{-3})$	cir-mil		$\text{cm}^2(10^{-3})$	cir-mil	cm	Inch	cm	Inch	$\text{cm}^2$	Inch <sup>2</sup>	
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
10	52.6100	10384.00	32.7	55.9000	11046.00	0.2670	0.105	3.9	10	11	69	0.46800
11	41.6800	8226.00	41.4	44.5000	8798.00	0.2380	0.094	4.4	11	13	90	0.37500
12	33.0800	6529.00	52.1	35.6400	7022.00	0.2130	0.084	4.9	12	17	108	0.29770
13	26.2600	5184.00	65.6	28.3600	5610.00	0.1900	0.075	5.5	13	21	136	0.23670
14	20.8200	4109.00	82.8	22.9500	4556.00	0.1710	0.068	6.0	15	26	169	0.18790
15	16.5100	3260.00	104.3	18.3700	3624.00	0.1530	0.060	6.8	17	33	211	0.14920
16	13.0700	2581.00	131.8	14.7300	2905.00	0.1370	0.054	7.3	19	41	263	0.11840
17	10.3900	2052.00	165.8	11.6800	2323.00	0.1220	0.048	8.2	21	51	331	0.09430
18	8.2280	1624.00	209.5	9.3260	1857.00	0.1090	0.043	9.1	23	64	415	0.07474
19	6.5310	1289.00	263.9	7.5390	1490.00	0.0980	0.039	10.2	26	80	515	0.05940
20	5.1880	1024.00	332.3	6.0650	1197.00	0.0879	0.035	11.4	29	99	638	0.04726
21	4.1160	812.30	418.9	4.8370	954.80	0.0785	0.031	12.8	32	124	800	0.03757
22	3.2430	640.10	531.4	3.8570	761.70	0.0701	0.028	14.3	36	156	1003	0.02965
23	2.5880	510.80	666.0	3.1350	620.00	0.0632	0.025	15.8	40	191	1234	0.02372
24	2.0470	404.00	842.1	2.5140	497.30	0.0566	0.022	17.6	45	239	1539	0.01884
25	1.6230	320.40	1062.0	2.0020	396.00	0.0505	0.020	19.8	50	300	1933	0.01498
26	1.2800	252.80	1345.0	1.6030	316.80	0.0452	0.018	22.1	56	374	2414	0.01185
27	1.0210	201.60	1687.0	1.3130	259.20	0.0409	0.016	24.4	62	457	2947	0.00945
28	0.8046	158.80	2142.0	1.0515	207.30	0.0366	0.014	27.3	69	571	3680	0.00747
29	0.6470	127.70	2664.0	0.8548	169.00	0.0330	0.013	30.3	77	702	4527	0.00602
30	0.5067	100.00	3402.0	0.6785	134.50	0.0294	0.012	33.9	86	884	5703	0.00472
31	0.4013	79.21	4294.0	0.5596	110.20	0.0267	0.011	37.5	95	1072	6914	0.00372
32	0.3242	64.00	5315.0	0.4559	90.25	0.0241	0.010	41.5	105	1316	8488	0.00305
33	0.2554	50.41	6748.0	0.3662	72.25	0.0216	0.009	46.3	118	1638	10565	0.00241
34	0.2011	39.69	8572.0	0.2863	56.25	0.0191	0.008	52.5	133	2095	13512	0.00189
35	0.1589	31.36	10849.0	0.2268	44.89	0.0170	0.007	58.8	149	2645	17060	0.00150
36	0.1266	25.00	13608.0	0.1813	36.00	0.0152	0.006	62.5	167	3309	21343	0.00119
37	0.1026	20.25	16801.0	0.1538	30.25	0.0140	0.006	71.6	182	3901	25161	0.00098
38	0.0811	16.00	21266.0	0.1207	24.01	0.0124	0.005	80.4	204	4971	32062	0.00077
39	0.0621	12.25	27775.0	0.0932	18.49	0.0109	0.004	91.6	233	6437	41518	0.00059
40	0.0487	9.61	35400.0	0.0723	14.44	0.0096	0.004	103.6	263	8298	53522	0.00046
41	0.0397	7.84	43405.0	0.0584	11.56	0.0086	0.003	115.7	294	10273	66260	0.00038
42	0.0317	6.25	54429.0	0.0456	9.00	0.0076	0.003	131.2	333	13163	84901	0.00030
43	0.0245	4.84	70308.0	0.0368	7.29	0.0069	0.003	145.8	370	16291	105076	0.00023
44	0.0202	4.00	85072.0	0.0316	6.25	0.0064	0.003	157.4	400	18957	122272	0.00020



## EK-4 Tasarlanan devrenin malzeme listesi

Çizelge 4.1. Tasarlanan devrenin malzeme listesi

Adet	Referans No	Değeri
1	A1	Hat Süzgeci 60uH
2	A2	AC Giriş
3	A3	AC Giriş
4	A4	MTP4N150
5	A5	15V Zener
6	C1	100uF/450V
7	C2	390nF/63V
8	C3	390nF/63V
9	C4	510pF/63V
10	C5	680nF/63V
11	C6	3,3nF/63V
12	C7	100uF/25V
13	C8	6,8nF/1kV
14	C9	1000uF/25V
15	C10	1000uF/25V
16	C11	1000uF/25V
17	C12	1000uF/25V
18	C13	2,2nF/63V
19	C14	47uF/50V
20	C15	820pF/63V
21	C16	68nF/63V
22	C17	47uF/63V
23	C18	560pf/63V
24	C19	3,9nF/63V
25	D1	MUR 460
26	D2	1N4937
27	D3	LED

## EK-4 (Devam) Tasarlanan devrenin malzeme listesi

Çizelge 4.1 (Devam) Tasarlanan devrenin malzeme listesi

28	D4	KBP10
29	D5	MUR 160
30	D6	1N4148
31	D7	TL431
32	D8	1N4148
33	D9	LED
34	D10	LED
35	D11	MUR 460
36	D12	MUR 460
37	F1	3A Sigorta
38	L1	2,2uH
39	L2	3,9uH
40	Q1	PC817
41	R1	10K
42	R2	1M
43	R3	NTC
44	R4	10R
45	R5	15K/5W
46	R6	1R
47	R7	1M
48	R8	5,6R
49	R9	2.7R
50	R10	150K/2W
51	R11	15K
52	R12	5,6R
53	R13	3,9K
54	R14	3,3K

## EK-4 (Devam) Tasarlanan devrenin malzeme listesi

## Çizelge 4.1 (Devam) Tasarlanan devrenin malzeme listesi

55	R15	560R
56	R16	1,2K
57	R17	150K
58	R18	4,7K
59	R19	270K
60	R20	2,7K
61	R21	10K
62	R22	18K/3W
63	R23	2,2K
64	S1	ON/OFF Anahtar
65	T1	PFC Trafo 320uH
66	T2	Flyback Trafo 1mH
67	U1	MC33260
68	U2	FSDM0365RNB

EK-5 Kelimeler dizini

### Kelimeler Dizini

Çalışmada kullanılan yabancı teknik terimlerin Türkçe anlamları aşağıda sunulmuştur.

<b>Bode plot</b>	: Bode eğri çifti
<b>Boost Converter</b>	: Yükseltici tipi SMPS
<b>Capacitor</b>	: Sığaç
<b>Continuous Mode</b>	: Sürekli iletim modu
<b>Controller</b>	: Denetleyici
<b>Core</b>	: Çekirdek
<b>Crossover frequency</b>	: Geçiş frekansı
<b>Current Density</b>	: Akım Yoğunluğu
<b>DC gain</b>	: DC kazanç
<b>Discontinuous Mode</b>	: Süreksiz iletim modu
<b>Eddy Current</b>	: Girdap akımı
<b>Effective Window factor</b>	: Etkin pencere çarpanı
<b>Electrical Condition</b>	: Elektriksel durum
<b>Factor</b>	: Çarpan
<b>Ferrite</b>	: Ferrit
<b>Fill factor</b>	: Doluluk çarpanı
<b>Flux density</b>	: Akı yoğunluğu
<b>Follower Boost Mode</b>	: Takipçi tipi yükselten SMPS
<b>Fringing Flux Factor</b>	: Saçak akı yoğunluğu
<b>Initial permeability</b>	: Çekirdek geçirgenliği
<b>Insulation factor</b>	: Yalıtım çarpanı
<b>Leakage Inductance</b>	: Sızıntı endüktansı
<b>Line Filter</b>	: Hat süzgeci
<b>Magnetizing inductance</b>	: Manyetik endüktans
<b>Optimize</b>	: Eniyilemek

## EK-5 (Devam) Kelimeler dizini

<b>Opto coupler</b>	: Optik bağdaştırıcı
<b>Permeability</b>	: Geçirgenlik
<b>Phase</b>	: Evre
<b>Phase lag</b>	: Evre gecikmesi
<b>Phase margin</b>	: Evre payı
<b>Primary inductance</b>	: Giriş sargı endüktans
<b>Saturation</b>	: Doyum
<b>Secondary inductance</b>	: Çıkış sargı endüktansı
<b>Skin depth</b>	: Yüzey derinliği
<b>Skin effect</b>	: Yüzey olayı
<b>Snubber elements</b>	: Sönümlendirme elemanları
<b>Soft start</b>	: Yumuşak başlama

**ÖZGEÇMİŞ****Kişisel Bilgiler**

Soyadı, ad : KIRAÇ, Tarık  
Uyruğu : T.C.  
Doğum tarihi ve yeri: 28.01.1979 Ankara  
Medeni hali : Bekâr  
Telefon : 0 (312) 491 41 33  
e-mail : [tarikkirac@yahoo.com](mailto:tarikkirac@yahoo.com).

<b>Eğitim Derecesi</b>	<b>Eğitim Birimi</b>	<b>Mezuniyet tarihi</b>
Lisans	Erciyes Üniversitesi/ Elk-Elkt Müh.	2002
Lise	Özel Arı Fen Lisesi	1998

**İş Deneyimi**

<b>Yıl</b>	<b>Yer</b>	<b>Görev</b>
2003-2004	Elektro Optik Sistemler Md'lüğü	Proje Subayı
2004-	Başbakanlık	Elektronik Müh.

**Yabancı Dil**

İngilizce

**Hobiler**

Futbol, Fenerbahçe, Bilgisayar oyunları