

**T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**YENİ TEKNOLOJİYE UYGUN TELEVİZYONLAR İÇİN GÜÇ KAYNAĞI
OPTİMİZASYONU**

İBRAHİM DEMİREL

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
HABERLEŞME PROGRAMI**

**DANIŞMAN
YRD. DOÇ. DR. BURCU ERKMEN**

İSTANBUL, 2014

ÖNSÖZ

Bu çalışma ARÇELİK A.Ş ile yapılan işbirliği çerçevesinde yeni teknolojiye uygun TV’lerdeki optimizasyon çalışmaları açısından teorik ve pratik olarak yararlı olacağı düşüncesiyle yapılmıştır. Tez konusu literatür araştırması ve sektördeki mevcut trendler kapsamında “Yeni Teknolojiye Uygun Televizyonlar İçin Güç Kaynağı Optimizasyonu” olarak belirlenmiştir.

Çalışmanın sağlam temellere oturtulması amacıyla sektördeki farklı ekran boyutlarına sahip kırktan fazla TV güç kaynağı incelenmiş ve bunun yanı sıra TV’lerde kullanılan güç kaynaklarında kullanılan temel topolojiler incelenerek ilgili topolojilere ait teorik olarak yapılan optimizasyon çalışmaları araştırılmıştır. Elde edilen sonuçlar çerçevesinde yapılmak istenilen optimizasyon çalışması için simulasyon modelleri kurularak, pratik gerçekleştirme için temel adımlar atılmıştır.

Bu çalışma süresince beni yönlendiren tez danışmanım Yrd. Doç. Dr. Burcu ERKMEN’e ve desteklerini esirgemeyen Yrd. Doç. Dr. Revna ACAR VURAL’a, yapılan çalışmanın temellerini atan yöneticim Sn. Okan CİCİMEN’e, bu çalışmanın ilerletilmesindeki teorik ve pratik konularda her daim bana yardımcı olan ve kılavuzluk eden çalışma arkadaşım Yakup UÇAR’a ve deneyimlerini benimle paylaşarak bu çalışmanın ortaya çıkmasında büyük katkısı olan Fuat Onur BAĞLAN ve Çağlar HENDEN’e ve Bedri KASAP’a teşekkürlerimi sunuyorum.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ.....	vi
KISALTMA LİSTESİ.....	vii
ŞEKİL LİSTESİ.....	viii
ÇİZELGE LİSTESİ	xi
ÖZET	xii
ABSTRACT	xiv
BÖLÜM 1.....	1
GİRİŞ	1
1.1 Literatür Özeti	1
1.2 Tezin Amacı	10
1.3 Hipotez.....	10
BÖLÜM 2.....	12
ANAHTARLAMALI DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLER.....	12
2.1 Alçaltıcı Dönüştürücü.....	12
2.1.1 Sürekli İletim Modlu Alçaltıcı Dönüştürücü	14
2.1.2 Sürekli İletim Modlu Alçaltıcı Dönüştürücü	16
2.2 Yükseltici Tip Dönüştürücü	17
2.2.1 Sürekli İletim Modlu Yükseltici Dönüştürücü	18
2.2.2 Sürekli İletim Modlu Yükseltici Dönüştürücü	19
2.3 Alçaltıcı-Yükseltici Dönüştürücü.....	21
2.3.1 Sürekli İletim Modlu Alçaltıcı-Yükseltici Dönüştürücü.....	22
2.3.2 Sürekli İletim Modlu Alçaltıcı-Yükseltici Dönüştürücü.....	23
2.4 Geri Dönüştürücü.....	24
2.4.1 Sürekli İletim Modlu Geri Dönüştürücü	25
2.4.2 Sürekli İletim Modlu Geri Dönüştürücü	27

BÖLÜM 3.....	29
GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTİMİ VE PFC DEVRE YAPILARI	29
3.1 Pasif PFC Devre Yapıları	33
3.2 Aktif PFC Devre Yapıları	35
3.2.1 Yükseltici PFC.....	37
3.2.1.1 Sürekli İletim Modu (CCM) Yükseltici PFC.....	38
3.2.1.2 Süreksiz İletim Modlu(DCM) Yükseltici PFC	40
3.2.1.3 Kritik İletim Modlu(CrM) Yükseltici PFC.....	41
3.2.1.4 Ayrıştırılmış PFC	44
3.2.2. Alçaltıcı PFC	45
3.2.3 Alçaltıcı-Yükseltici PFC	47
BÖLÜM 4.....	50
LLC REZONANT DÖNÜŞTÜRÜCÜ TOPOLOJİSİ	50
BÖLÜM 5.....	55
TELEVİZYONLARDA GÜÇ YOĞUNLUĞU OPTİMİZASYONU	55
5.1 Topoloji Ve Malzeme Seçimi	55
5.1.1 Pasif Eleman ve Soğutucu Seçimi	56
5.2 Topoloji ve İletim Modu Seçimi.....	58
BÖLÜM 6.....	62
SİMULASYON MODELİ VE DENEYSEL SONUÇLAR	62
6.1 Geri dönüşlü Dönüştürücü Simulasyon Modeli ve Simulasyon Sonuçları	63
6.2 LLC rezonans Dönüştürücü Simülasyon Modeli ve Simulasyon Sonuçları	66
6.3 Uygulama Kartı	70
6.3.1 Geri Dönüşlü Dönüştürücü Uygulama Sonuçları.....	71
6.3.2 CrM PFC Devresi Uygulama Sonuçları	73
6.3.3 LLC rezonans devresi Uygulama Sonuçları.....	75
BÖLÜM 7.....	79
SONUÇ VE ÖNERİLER.....	79
KAYNAKLAR.....	81
ÖZGEÇMİŞ.....	85

SİMGE LİSTESİ

f_s	Anahtarlama frekansı
V_{in}	Giriş gerilimi
V_{OUT}	Çıkış gerilimi
I_{PRI}	Primer akımı
V_{DS}	Anahtarlama elemanı üzerindeki gerilimi
I_{SEC}	Sekonder akımı
V_{SN}	Söndürücü devre gerilimi
I_L	Bobin akımı
V_{CS}	Akım ölçüm bacağındaki gerilim
V_g	Tetikleme gerilimi
I_g	Diyot üzerindeki akım
I_{ripple}	Dalgalanma akımı
I_{LM}	Primer akımı

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternatif Akım (Alternative Current)
BJT	Bipolar Transistör (Bipolar Junction Transistor)
CCM	Sürekli iletim modu (Continuous Conduction Mode)
CrM	Kritik İletim Modu (Critical Conduction Mode)
DC	Doğru Akım (Direct Current)
DCM	Sürekli İletim Modu (Discontinuous Conduction Mode)
EMC	Elektromanyetik Uyumluluk (Electromagnetic Compability)
EMI	Elektromanyetik Girişim (Electromagnetic Interference)
ESR	Eşdeğer Seri Direnç (Equivalent Series Resistance)
FHA	İlk Temel Harmonik Yaklaşımı (Fundamental Harmonic Approximation)
LCD	Sıvı Kristel Ekran (Liquid Crystal Display)
LED	Işık Yayımlayan Diyot (Light Emitting Diode)
MOSFET	Metal Oksit Yarı İletken Alan Etkili Transistör (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)
PCB	Baskı Devre Kartı (Printed Circuit Board)
PF	Güç Faktörü (Power Factor)
PFC	Güç Faktörü Düzeltimi (Power Factor Correction)
SMPS	Anahtarlamalı Güç Kaynağı (Switched Mode Power Supply)
THD	Total Toplam Harmonik Distorsiyon (Total Harmonic Distortion)
TV	Televizyon (Television)
ZCS	Sıfır Akımda Anahtarlama (Zero Current Switching)
ZVS	Sıfır Gerilimde Anahtarlama (Zero Voltage Switching)
ZVT	Sıfır Gerilimde Geçiş (Zero Voltage Transition)

ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 1.1	Yüksek yoğunluklu güç kaynağı için optimizasyon çalışmaları7
Şekil 1.2	Üç ekran boyutunun LCD aktif moddaki güç tüketimi karşılaştırılması8
Şekil 1.3	Üç ekran boyutunun LCD bekleme modundaki güç tüketimi karşılaştırması[26]8
Şekil 1.4	(a)20-34" LCD aktif mod enerji tüketimi dağılımı (b)35-54" LCD aktif mod enerji tüketimi dağılımı[26]9
Şekil 1.5	55-70" ekran LCD enerji tüketimi dağılımı[26]9
Şekil 1.6	(a)20-34" LCD standby modu enerji tüketimi dağılımı (b) 35-54" LCD standby modu enerji tüketimi dağılımı[26]9
Şekil 2.1	Alçaltıcı dönüştürücü basitleştirilmiş şema [1].....13
Şekil 2.2	Alçaltıcı dönüştürücü çalışma modları ve akım dalga şekilleri [28]13
Şekil 2.3	CCM alçaltıcı dönüştürücü dalga şekilleri [1]14
Şekil 2.4	DCM alçaltıcı dönüştürücü dalga şekilleri [1]16
Şekil 2.5	Yükseltici dönüştürücü çalışma modları [4].....18
Şekil 2.6	Sürekli iletim modlu yükseltici dönüştürücü dalga şekilleri [1]18
Şekil 2.7	Sürekli iletim modlu yükseltici dönüştürücü dalga şekilleri [1].....20
Şekil 2.8	Alçaltıcı-yükseltici dönüştürücü basitleştirilmiş şema, anahtar iletim-kesim durumları[28]21
Şekil 2.9	Sürekli iletim modlu alçaltıcı-yükseltici dönüştürücü dalga şekilleri [1]22
Şekil 2.10	Sürekli iletim modlu alçaltıcı-yükseltici dönüştürücü dalga şekilleri [1]23
Şekil 2.11	Geri dönüşlü dönüştürücü çalışma durumları25
Şekil 2.12	Sürekli iletim modlu geri dönüşlü dönüştürücü dalga şekilleri [28]26
Şekil 2.13	Sürekli iletim modu dalga şekilleri [28]27
Şekil 3.1	Birim faktöre yakın PF'ye sahip PSU ve akım harmonikleri [30].....31
Şekil 3.2	PFC'li ve PFC'siz topolojilerde giriş akımı ve çıkış gerilimi dalga şekilleri.....32
Şekil 3.3	Tipik bir PFC olmayan SMPS giriş akım gerilim dalga şekli ve akım harmonikler 32
Şekil 3.4	Rezistif yük akım gerilim dalga şekli [29].....33
Şekil 3.5	Pasif PFC [32]34
Şekil 3.6	250W çıkışlı pasif PFC devresi [33].....34
Şekil 3.7	Pasif PFC farklı bağlantı yöntemine göre PF ve THD değerleri karşılaştırılması [33]35
Şekil 3.8	Aktif PFC devresi [34]35
Şekil 3.9	PFC siz yapı ve PFC yapıları arasındaki giriş akımı ve harmonik seviyesi karşılaştırması [33]36

Şekil 3.10	Yükseltici PFC [33]	36
Şekil 3.11	Tipik yükseltici PFC dönüştürücü [33].	37
Şekil 3.12	Yükseltici PFC çalışma modları ve dalga şekilleri [37]	38
Şekil 3.13	CCM yükseltici tip dönüştürücü indüktör akımı [37]	39
Şekil 3.14	DCM yükseltici PFC basitleştirilmiş şema(a) ve dalga şekilleri(b) [37]	40
Şekil 3.15	CrM yükseltici PFC şema [38].....	41
Şekil 3.16	CrM MOSFET gate ve indüktör akımı dalga şekli [36].....	42
Şekil 3.17	CrM, MOSFET drain-source gerilimi ve indüktör akımı [36].....	43
Şekil 3.18	Ayrıştırılmış PFC şema [38]	44
Şekil 3.19	Alçaltıcı PFC şema [35].	45
Şekil 3.20	Alçaltıcı PFC giriş akım ve gerilim dalga şekli [35].....	46
Şekil 3.21	Alçaltıcı PFC dönüştürücüdeki giriş gerilimine göre akım dalga şeklinin değişimi [35]	46
Şekil 3.22	Alçaltıcı-yükseltici tip PFC dönüştürücü şeması [39].....	47
Şekil 4.1	LC rezonant dönüştürücü [40]	51
Şekil 4.2	LLC rezonant dönüştürücü [40].....	52
Şekil 4.3	LLC yapısındaki bloklar [41]	52
Şekil 5.1	Oyma işlemi olan ve olmayan PCB örnekleri	56
Şekil 5.2	Litz Teli [1].....	57
Şekil 5.3	Pasif elemanların yatırılması ve PCB yüzeyinin oyulması.....	60
Şekil 6.1	Geri dönüşlü dönüştürücü simulasyon modeli.....	63
Şekil 6.2	Çıkış gerilimi, primer indüktans akımı ve anahtar üzerindeki gerilimin simulasyon sonucu gösterimi	64
Şekil 6.3	Çıkış gerilimi,sekonder indüktans akımı ve anahtar üzerindeki gerilimin simulasyon sonucu gösterimi	64
Şekil 6.4	Anahtar üzerindeki gerilim ve söndürücü devre geriliminin değişimi	65
Şekil 6.5	Anahtarlama sırasındaki, anahtarlama gerilimi ve anahtarlama elemanı üzerindeki gerilimin gösterilmesi	65
Şekil 6.6	f_s anahtarlama frekansının hesaplanması ve normal şartlarda anahtar eleman üzerindeki gerilimi stresinin gösterilmesi	66
Şekil 6.7	Gerçeklenen LLC devre modeli(a) ve asimetrik bağlantı şekli(b).....	75
Şekil 6.8	LLC rezonans dönüştürücü simulasyon modeli	67
Şekil 6.9	$V_{in}=400V$ ve nominal yük durumunda (24V/6A-12V/4,5A) LLC dönüştürücü dalga şekilleri	68
Şekil 6.10	$V_{in}=330V$ ve nominal yük durumunda (24V/6A-12V/4,5A) LLC dönüştürücü dalgaşekilleri	68
Şekil 6.11	$V_{in}=400V$ ve nominal yük durumunda, 12V ve 24V doğrultucularındaki ve gösterimi.....	69
Şekil 6.12	$V_{in}=330V$ ve nominal yük durumunda, 12V ve 24V doğrultucularındaki ve gösterimi.....	69
Şekil 6.13	LLC dönüştürücü çıkış gerilimleri ve akımları	70
Şekil 6.14	Uygulama Kartı.....	71
Şekil 6.15	Geri dönüşlü dönüştürücü çıkış gerilimi V_{OUT} , primer akımı I_{PRI} ve anahtarlama elemanı üzerindeki gerilim V_{DS}	72

Şekil 6.16	Geri dönüşlü dönüştürücü çıkış gerilimi V_{OUT} , sekonder akımı I_{SEC} ve anahtarlama elemanı üzerindeki gerilim V_{DS}	72
Şekil 6.17	Anahtarlama elemanı üzerindeki gerilim stresi V_{DS} ve söndürücü devre gerilimi V_{SN}	73
Şekil 6.18	Anahtarlama frekansı ve anahtarlama elemanı üzerindeki gerilim.....	73
Şekil 6.19	CrM PFC bobin akımı I_L , akım ölçüm bacağındaki gerilim V_{CS} ve anahtarlama elemanı tetikleme gerilimi	74
Şekil 6.20	Anahtarlama elemanı üzerindeki gerilim V_{DS} , anahtarlama elemanı tetikleme gerilimi V_g ve PFC diyodu üzerindeki akım I_g	75
Şekil 6.21	Yığın kapasitesi üzerindeki gerilim V_O ve dalgalanma akımı I_{ripple}	75
Şekil 6.22	Çıkış gerilimleri 12V ve 24V ve primer akımı I_{LM}	76
Şekil 6.23	$V_{in}=400V$ ve (24V/6A-12V/4.5A) yük koşulunda dalga şekilleri.	77
Şekil 6.24	$V_{in}=330V$ ve (24V/6A-12V/4.5A) yük koşulunda dalga şekilleri	77
Şekil 6.25	400V giriş geriliminde çıkış doğrultucuları üzerindeki akım/gerilim dalgaşekilleri	78
Şekil 6.26	330V giriş geriliminde çıkış doğrultucuları üzerindeki akım/gerilim dalgaşekilleri	78

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 6.1	Geri dönüşlü dönüştürücü devresinde kullanılan elemanlar.....71
Çizelge 6.2	PFC devresinde kullanılan devre elemanları74
Çizelge 6.3	LLC devresinde kullanılan devre elemanları76

YENİ TEKNOLOJİYE UYGUN TELEVİZYONLAR İÇİN GÜÇ KAYNAĞI OPTİMİZASYONU

İbrahim DEMİREL

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. Burcu ERKMEN

İnce profil güç kaynağı kavramı LCD/LED TV tüketici marketinde yakın zamanda yaygın bir konu olarak karşımıza çıkmaktadır. Yüksek güç yoğunluğuna sahip ince profil bir güç kaynağı gerçeklemek, pasif elemanların boyut sınırlamaları nedeniyle zorlayıcı bir çalışmadır. Bu çalışma hazırlanırken, piyasadaki farklı markalara ait TV'lerin güç kaynakları incelenmiş ve bu çalışmanın sonuçları kullanılarak topoloji, komponent, termal performans, malzeme dizilimi, güç kaynağı boyutları, giriş/çıkış gücü gibi tasarıma yön veren parametreler ortaya çıkarılmıştır. Sonuçlardan LLC, PFC ve geri dönüşlü dönüştürücü yapılarının bir güç kaynağını oluşturan başlıca yapılar olduğu anlaşılmıştır. 10mm yükseklik limiti, incelenen TV güç kaynakları referans alınarak, güç kaynaklarında yaygın olarak kullanılan alt limit olarak belirlenmiştir. Tasarıma yön veren parametreler esas alınarak güç kartının optimizasyonu için gerekli kriterlerin anlaşılması bu çalışmanın esas amacıdır.

Bu çalışmada, baskı devre kartında hiçbir oyma işlemi yapılmadan 10mm yükseklik limiti kriteri ile ince profilli bir güç kaynağı gerçekleştirilmiştir. Tasarım aşamasında, dönüştürücülerin performanslarının tahmini ve pasif komponentlerin değerlerinin belirlenmesi için, güç kaynağını oluşturan dönüştürücülerin simulasyon modelleri SPICE programına uygulanmıştır. Teorik yaklaşım ve simulasyon sonuçları temel alınarak, güç yoğunluğu %34 oranında artırılmış bir PSU gerçekleştirilmiştir. Ek olarak bu iyileştirme, kartın yüzey alanı, sıcaklık limiti, bekleme modundaki güç tüketimi gibi TV güç kartından istenilen kritik parametreler dikkate alınarak yapılmıştır.

Anahtar Kelimeler: TV güç kaynağı, güç faktörü düzeltme, LLC , geri dönüşlü dönüştürücü güç yoğunluğu

**POWER SUPPLY OPTIMIZATION FOR NEW TECHNOLOGY ADAPTABLE
TELEVISIONS**

İbrahim DEMİREL

Department of Electronics and Communications Engineering

MSc. Thesis

Advisor: Assist. Prof. Dr. Burcu ERKMEN

The concept of low profile power supply became a current issue because of the recent trends in LCD/LED TV consumer market. Realizing a low profile power supply with high power density is a challenging work due to the size limitation of passive components. While preparing this study, power supplies belong to different brands in the TV market, are examined and by using the results of this examination, the parameters which shape the design such as topology, component, thermal performance, component placement, power supply dimension, input/output power are revealed. From the results, LLC, PFC and flyback converter structures are realized as the main component of a power supply and 10mm height limit is discovered as commonly used lower limit of the power supplies. Based on the abovementioned outcomes, realizing the needed parameters for the optimization of a power supply is the main purpose of this study.

In this study, a very low profile power supply implemented by considering the criteria of 10mm component height limit without any drop-in cuts on the surface of printed circuit board. In the design stage, the simulation model of the converters used in the power supply are applied to SPICE tool in order to estimate the performance of the converters and borders of the passive components. On the basis of theoretical approach and simulation results, a power supply with 34% increased power density is

implemented. In addition, this optimization is performed by considering the critical parameters of the power supply such as board surface area, temperature limit, stand by power consumption etc.

Keywords: TV power supply, power factor correction, LLC, flyback converter, power density

1.1 Literatür Özeti

Güç kaynağı, elektriksel bir düzeneğin gereksinimi olan enerjiyi sağlamak için kullanılan donanımsal bir birimdir. Enerjiyi, formunu değiştirerek, elektriksel cihaza aktarır ve gerilimi regüle ederek, istenilen değerlerin dışına çıkmasına engel olur. Güç kaynaklarında AC şebeke geriliminden DC gerilim elde etmek için doğrultma ve filtreleme işlemleri gerçekleştirilir. Bu tip dönüştürücülerin kullanılmasının sebebi şebekeden aktarılan gerilimin AC olması ve günümüzde kullanılan çoğu cihazın DC gerilime ihtiyaç duymasındır.

Güç kaynakları genel olarak, doğrusal güç kaynakları (linear power supply) ve anahtarlamalı güç kaynakları (switched mode power supply-SMPS) olarak ikiye ayrılır. Doğrusal güç kaynağı basit bir tasarıma sahiptir. Buna karşılık, tasarımda yer alan yüksek akım elemanlarının, büyük hacimli şebeke-frekans transformatörlerine ve regülasyon devresinde soğutucu yapısına ihtiyaç duyması nedeniyle bu tip tasarımlar kart üzerinde çok yer kaplamakta ve ağır olmaktadır. Ayrıca, doğrusal regülatörlerde aktif gerilim bölücü ile çıkış regüle edildiğinden enerji kaybı fazladır ki; bu da verimliliği azaltır.

Doğrusal güç kaynakları ile sadece, girişten çekilen gerilimden daha düşük gerilimler elde edilebilir. Doğrusal doğrultucuların en büyük kaybı, BJT ya da MOSFET transistörlerin doğrusal bölgede çalıştırılmasından dolayı oluşan transistörler üzerindeki güç kaybıdır. Yük akımının hepsi bu transistör üzerinden geçmektedir ve giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki fark ile orantılı şekilde bir kayıp oluşur. Giriş-

çıkış gerilimi arasındaki farkın artması devredeki kayıp gücü artırır ve dolayısıyla devrede sıcaklık problemleri meydana gelir. Bu kayıplar doğrusal doğrultucunun verimini %35-%65 aralığında sınırlandırır. Ayrıca, doğrusal güç kaynaklarında giriş çıkış arasındaki elektriksel yalıtımı sağlamak için şebeke frekansında çalışan bir transformatör kullanılması gerekmektedir[3].

SMPS devreleri, doğrusal güç kaynaklarının verimsiz olmaları nedeniyle 1960' lı yıllardan beri yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Bu tip kaynaklar, anahtarlama elemanının, verimli bölgeleri olan kesim ve doyum çalışma durumlarında sürekli anahtarlanması esasına dayanır. Kesimdeyken geçiş bölgeleri arasında yüksek gerilim oluşmasına rağmen akım akmaması ve doyumda iken çok az bir gerilim düşümü ve yüksek akımın oluşması, transistörler üzerindeki kayıpları azaltır. SMPS devrelerinde %65-%95 civarında verim elde edilebilir[3]. Yarıiletken, manyetik eleman ve pasif eleman teknolojilerindeki gelişmeler güç dönüşüm alanında anahtarlama güç kaynaklarını öne çıkarmaktadır[3]. Anahtarlama güç kaynakları, doğrusal güç kaynaklarına göre verim olarak karşılaştırıldıklarında, oldukça iyi olmalarına karşın, çıkış gerilimindeki gürültü seviyeleri ve gerilim dalgalanmaları doğrusal kaynaklara göre daha fazladır. Buna ek olarak, çıkış gerilimindeki istenmeyen etkilerin kontrolünü sağlamak amacıyla eklenen filtre devreleri, anahtarlama güç kaynaklarının maliyetini arttırmaktadır[2].

Bu tip kaynaklarda elde edilen DC gerilimden, elektronik bir anahtarlama devresiyle, yüksek frekansta anahtarlama ile AC akım üretilir. Bu akım yüksek frekansta çalışan bir bobin veya transformatörden geçirilir. Yüksek frekansta anahtarlama, SMPS devrelerinde kullanılan pasif elemanların (transformatör, bobin, filtre kapasitesi) doğrusal kaynaklardaki kullanımına göre daha küçük, hafif ve ucuz olmasını sağlar. Bobinden veya transformatörden elde edilen yüksek frekanslı AC akım, doğrultulup bir filtre devresinden geçirilerek DC gerilim elde edilir. SMPS devrelerinde yalıtılmış bir trafo kullanılarak çıkış elektriksel olarak girişten yalıtılır ve güvenlik için gerekli şartlar sağlanmış olur[1].

Anahtarlama güç kaynakları, çıkış gücü ve tasarım ihtiyacına göre farklı çalışma modlarında anahtarlanmaktadır. Sürekli iletim çalışma modu (continuous conduction mode-CCM), süreksiz iletim çalışma modu (discontinuous conduction mode-DCM), kritik

iletim modu (critical conduction mode-CrM) vb. çalışma modları kullanılarak ihtiyaca göre tasarım yapılabilir. Bu iletim modlarının seçimi tasarımı yapılan güç kaynağının beslediği elektronik cihazın akım-gerilim karakteristiklerine göre şekillenir.

Günümüzde kullandığımız cihazlar (bilgisayar, fırın, buzdolabı, telefon vb.) mutlaka bir DC güç kaynağına gereksinim duyar. Televizyonlarda da, şebekeden alınan AC geriliminin DC gerilime dönüştürülme ihtiyacı vardır. Günümüz teknolojisinin gelişmesi ile birlikte LCD (liquid crystal display) ve LED (light emitting diode) TV'ler ortaya çıkmıştır. Bu tip TV'lerin güç kartlarında çıkış olarak farklı gerilim seviyeleri elde edilmektedir. Gelişen teknolojinin ortaya koyduğu güç tüketim standartları, TV güç kartlarında, maksimum verime sahip topolojilerin kullanılmasını zorunlu hale getirmiştir. Bu nedenle doğrusal güç kaynaklarının kullanılması TV'ler için uygun değildir. Çıkış seviyelerinin elde edilmesi ve regülasyon optimizasyonu için yıllardır yaygın olarak SMPS topolojileri tercih edilmektedir.

Temelde, alçaltıcı (buck) çevirici, yükseltici (boost) çevirici ve alçaltıcı-yükseltici (buck-boost) çevirici olmak üzere üç tip SMPS devresi bulunmaktadır. Bu yapılardan geri dönüşlü çevirici (flyback), ileri yönde çevirici (forward), yarım köprü, tam köprü, rezonans vb. devre topolojileri türetilmiştir[6]. Yüksek frekansta anahtarlanarak kullanılan bu dönüştürücülerde oluşabilecek sorunları çözmek amacıyla çeşitli yöntemlerle yumuşak anahtarlama (soft switching) yapan topolojiler geliştirilmiştir. Bu topolojilerde güç elemanının kapanması/açılması sırasında üzerinden akım geçmesinin engellenmesi (zero current switching-ZCS) ya da üzerinde gerilim oluşmasının engellenmesi (zero voltage switching-ZVS) ile anahtarlama kayıpları azaltılır[8-11]. Topoloji seçiminde ise maliyet, elektromanyetik uyumluluk (EMC) performansı, verimlilik, çıkış gücü, geniş regülasyon aralığı, güvenilirlik, devre karmaşıklığı ve boyutu gibi nitelikler belirleyici olmaktadır [7]. Bu bağlamda güç kaynağı seçimi kullanım alanına göre farklılık göstermektedir.

Plazma, LCD ve LED teknolojilerinin ortaya çıkması TV'lerin boyut ve ağırlık ölçülerinde önemli değişikliklere sebep olmuştur. Bu gelişmeler ile birlikte eski nesil hacimli ve ağır TV'lerin yerine ince ve hafif TV'ler ortaya çıkmıştır. Fakat tüketicilerin boyut ölçütlerinde daha ince ve daha hafif TV'lere yönelmesi, TV'yi oluşturan ana

elemanlardan biri olan güç kartı tasarımının da daha küçük hacimlerle sınırlandırılmasına sebep olmuştur.

Literatürde, bu talebin karşılanması amacıyla, bahsedilen topolojilerde değişiklik yapılarak oluşturulmuş, yüksek verim ve güç yoğunluğu, ince tasarım ve düşük maliyet gözetilerek tasarlanmış farklı tip SMPS dönüştürücüler mevcuttur [12-24]. Orta seviye güç uygulamaları için, şimdiye kadar geliştirilmiş çeşitli DC-DC dönüştürücüler arasında, darbe genlik modülasyonu (pulse width modulation-PWM) ile çıkış gerilimini regüle eden rezonans dönüştürücüler sıklıkla kullanılmaktadır. Bu tip dönüştürücülerin başlıca özellikleri, devre konfigürasyonlarının basit olması ve seri/paralel rezonans dönüştürücüleri ile karşılaştırıldıklarında dar bir frekans aralığında, büyük gerilim kazançlarının elde edilebilmesi olarak sıralanabilir. Geleneksel LLC rezonant dönüştürücülerin yüksek akım etkilerinden kaynaklanan durumlar, [12]'de önerilen devre ile çözüme ulaştırılmıştır. Önerilen dönüştürücüde, iki LLC rezonant dönüştürücüsü ayrıştırılmış (interleaved) PWM şemasıyla paralel olarak bağlanmıştır. Yapının çıkış katında, yüksek gerilim uygulamaları için gerilim katlayıcı topolojisi uygulanmıştır. Bu devre geleneksel bir LLC dönüştürücü ile karşılaştırıldığında giriş ve çıkıştaki düşük dalgalanma akımları, küçük ve hafif transformatör ile düşük iletim kayıpları açısından daha avantajlıdır. [13,14]'de yeni bir regüle edilmiş dual çıkışlı LLC rezonant dönüştürücüsü tasarlanarak maliyet düşürülmüş ve mimari basitleştirilmiştir. Buna ek olarak ZVS durumunda tüm güç anahtarları açık durumda olduğundan, yüksek verim, düşük anahtarlama kayıpları, geliştirilmiş elektromanyetik girişim ve soğutma sistemindeki yükün azaltılması gibi avantajlar elde edilmiştir.

İnce tasarım ve yüksek güç yoğunluğuna sahip dönüştürücülere ulaşmadaki en zorlayıcı kısım transformatörlerdir. Yüksek güçlü uygulamalarda LLC rezonant dönüştürücüsünde bir adet transformatör kullanıldığında, transformatör sıcaklığı çok yüksek olur. Yüksek anahtarlama frekanslarında düz (flat) transformatörün sıcaklığının yükselmesinden dolayı düz manyetik eleman kullanılarak dönüştürücü tasarımı oldukça zordur. [15]'de bu transformatörün sıcaklığının düşürülmesi için, iki flat transformatörden oluşan bir güç modülü tasarlanmıştır. Yüksek çıkış gücünü verebilmek adına [16]'da yeni bir iki transformatörlü seri LLC rezonant dönüştürücüsü sunulmuştur. Bu yapıda primer akımındaki dengesizliği azaltmak amacıyla, iki

transformatör primerleri birbirine seri, sekonderleri ise birbirine paralel bağlanarak LLC dönüştürücüye uygulanmıştır. [17]'de yeni bir frekans kontrollü yumuşak anahtarlama (soft-switching) rezonant dönüştürücü tasarlanmıştır. Önerilen devre, yüksek güç yoğunluğuna, yüksek verimliliğe, düşük anahtarlama kayıplarına, profil derinliği azaltmış devre elemana sahip, düşük-orta güç seviyesindeki işlemler için uygun yapıdadır. [18]'de ise kısmi rezonanslı ve geri dönüşlü (flyback) bir dönüştürücü geliştirilmiştir. Bu tip dönüştürücüde, yarı iletken güç elemanının ZVT ile iletme ve ZVS ile kesime girmesi sağlanmıştır. İlave bir anahtar kullanmadan başarılı yumuşak anahtarlama ile anahtarlama kayıpları bastırılarak çalışma frekansı yükseltilmiş, devre boyutu küçültülerek güç yoğunluğu artırılmıştır.

Bir SMPS devresi doğrusal olmayan bir yük gibi davrandığından devre içinde güç çarpanının da düzeltilmesi gerekmektedir. Çünkü kaynaktan aktif gücün yanında reaktif güç de çekilmektedir. İdealde reaktif gücün sıfır olması, dolayısıyla güç çarpanının 1 olması istenir. Güç çarpanının ideale yakın olması, sistem verimliliğinin arttırılmasını, hat ile üretim iletim aygıtlarının aşırı yüklenmesinin önlenmesini, harmoniklerin ve kayıpların azaltılmasını sağlar[4,5].

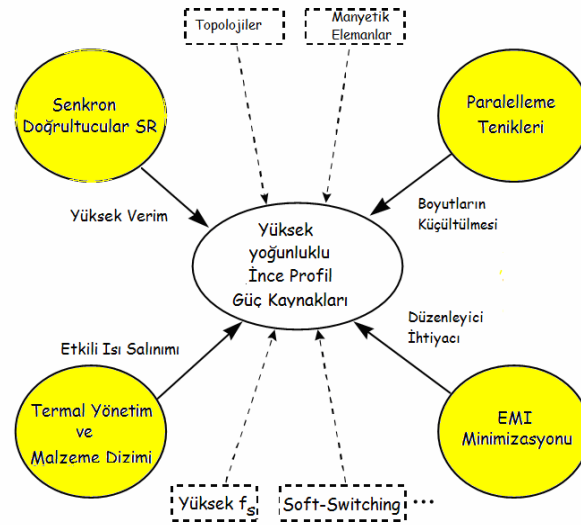
TV' lerde de güç faktörü düzeltme (power factor correction-PFC) devreleri, düşük giriş akımı harmonik bozulmalarının ayarlanması ve gerekli harmonik standartlarının sağlanması amacıyla oldukça yaygın bir şekilde kullanılır. Belirli anahtarlama frekansına sahip PFC dönüştürücüler, sürekli iletim modu (continuous conduction mode-CCM), süreksiz iletim modu (discontinuous conduction mode-DCM) veya kritik iletim modu (critical conduction mode-CrM) durumlarından birinde çalıştırılır. DCM uygulamaları düşük güçlü uygulamalar için, CCM uygulamaları ise orta-yüksek güç uygulamaları için idealdir.

Yükseltici tip dönüştürücü, PFC'lere uygulanmış en yaygın topolojilerden biridir. Bir yükseltici PFC dönüştürücüsü standart şebeke gerilimini, regüle edilmiş DC çıkış gerilimine çevirerek, güç dönüştürücü katını besler. Aynı zamanda güç faktörünü ve akım harmoniklerini iyileştirir. [19]'da yeni bir sözde-iletim modlu (pseudo continuous conduction mode- PCCM) yükseltici tip PFC dönüştürücü ve bu yapıya ilişkin kontrol yöntemleri sunulmuştur. Güç anahtarını bir indüktörle paralel bağlayarak, yükseltici tip dönüştürücünün PCCM'de çalışması sağlanır ve böylece PFC kontrolünün

anlaşılabilirliği amacıyla ek bir kontrol zemini oluşturulur. Diğer yandan PCCM PFC dönüştürücünün basit ve hızlı gerilim kontrol döngüsü, çıkış gerilim ayarının yapılabilirliği için kullanılabilir. Düşük ve orta güç sınıfına giren TV uygulamalarında kritik iletim durumunda (critical conduction mode-CrM) çalıştırılan yükseltici tip dönüştürücüler kullanılmaktadır. Bu iletim modu ile yüksek verim elde edilebilir, fakat bu topolojinin kullanılması çıkış akımında dalgalanmalar ve komponent sayısının artması gibi dezavantajları da yanında getirir. Kritik iletim modunda çalıştırılan dönüştürücünün yüksek akım dalgalanmalarına sebep olması nedeniyle [20]'de ayrıştırılmış (interleaved) topolojiye sahip entegre devreleri tasarlanmıştır. Bu devreler, ZVS, geniş giriş gerilim aralığı ve geniş çıkış yük aralığı gibi özelliklere sahiptir. Önerilen CrM PFC denetleyici, indüktör ve kapasitör gibi geniş hacimli komponentlerin bölünerek ve dağıtılarak profil inceliğinin azaltıldığı düz (flat) cihazlara çok uygundur. [21]'de ayrıştırılmış topoloji ile ilişkilendirilmiş frekans kenetlemeli CrM kontrollü PFC tasarımı küçük boyutlu pasif elemanların kullanımına olanak tanımıştır.

LCD ve plazma (plasma display panel-PDP) televizyonlarda kullanılan güç kaynaklarının verimini, maliyetini, profil derinliğini ve güç yoğunluğunu optimize etmek üzere [13-17,20-21]'de önerilen yöntemler kullanılmıştır. LLC rezonans dönüştürücüleri kullanılarak, [13]'te 40 inch LCD TV için maksimum %89.43 verim, [14]'de 42 inch PDP TV'lerde kullanılan güç kaynağı için yüksek verim (%96.5 tam yükleme) ve düşük maliyet elde edilmiştir. [15,16]'da PDP TV için tasarlanan LLC rezonant dönüştürücüler tasarlanmış, [15]'de 14 mm'lik transformatör tasarımı yapılmış ve toplam verimlilik %96,6 olarak hesaplanmıştır. [16]'da sunulan ince tasarımı iki transformatörlü seri dönüştürücü 50 inch PDP TV sisteminde kullanılmıştır. [17]'de 46/47 inch'lik aktif PFC devresi ve standby dönüştürücüsüne sahip LCD TV güç kaynağı ile yarım köprü rezonant dönüştürücüsü tasarlanmıştır. [20]'de önerilen sürekli iletim modlu PFC denetleyici, LCD TV ve PDP TV gibi, indüktör ve kapasitör gibi geniş hacimli komponentlerin bölünerek ve dağıtılarak profil inceliğinin azaltıldığı düz(flat) cihazlara çok uygundur. Derinliği azaltılmış LCD TV tasarımına olanak tanıyan 12.5 mm yüksekliğinde yüksek verimliliğe sahip geri dönüşlü çevirici tasarımı [21]'de detaylı olarak verilmiştir.

Literatürdeki yapılan çalışmalara ek olarak, güç modülleri için boyut ve ağırlık azaltımına olan artan talep, bu modüllerdeki güç yoğunluğu optimizasyonu konusunda önemli gelişmelerin olmasını sağlamıştır. Güç yoğunluğu optimizasyonu, devre bazında iyileştirmeler, yüksek anahtarlama frekanslarında çalışma, manyetik eleman tasarımları, yumuşak anahtarlama teknikleri, komponent seçimi gibi araştırmaların yapılması ve geliştirilmesiyle mümkün olmuştur. Şekil 1.1’de yüksek yoğunluklu bir güç kaynağı tasarımında göz önünde bulundurulması gereken optimizasyon çalışmaları gösterilmiştir.



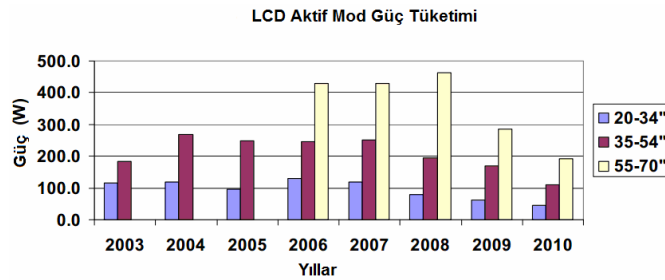
Şekil1.1 Yüksek yoğunluklu güç kaynağı için optimizasyon çalışmaları[25]

Şekil 1.1’de gösterilen çalışmalar, güç modülü ve güç yoğunluğu kavramının iyileştirilmesinde dikkate alınması gereken noktaları belirtmektedir. Güç modülünde kullanılan diyot doğrultucuların iletim yönündeki gerilim düşümü, düşük gerilim güç kaynaklarında %50’ye kadar kayba yol açabilir. Diyot doğrultucular yerine MOSFET senkron doğrultucular kullanılarak bu sorunun önüne geçilebilir. Düşük güç dağılımlı manyetik eleman tasarımı ile yüksek güç yoğunluğu ve yüksek güç dönüşüm verimi elde edilebilir. Bu manyetik elemanların tasarımı sırasında ortaya çıkan boyut problemine çözüm olarak paralelleme teknikleri kullanılabilir. Böylece küçük boyutlu ve yüksek yoğunluklu manyetik malzeme tasarımı yapılabilir. Ayrıştırılmış topolojiler kullanılarak, filtre boyutları düşürülebilir, çıkıştaki dalgalanmalar yok edilebilir ve dalgalanma frekansı artırılabilir. Ayrıştırılmış topolojilerin kullanımıyla tasarım sırasında oluşabilecek termal sorunların önüne geçilip, kayıplar azaltılabilir. Güç kaynağı

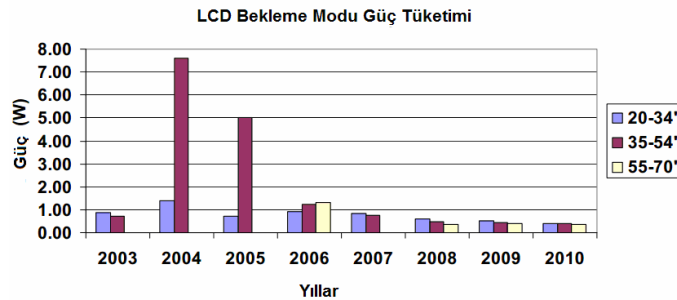
optimizasyonu için komponent sayısı azaltılarak, daha küçük alanlarda daha yüksek güç elde edilebilir. Topoloji bazında iyileştirmeler ve değişik çözüm yöntemleri ile güç yoğunluğunda iyileştirme yapılabilir. Çok ince tasarımlar için güç kartı üzerinde oyma işlemi yapılarak pasif elemanların yükseklik sınırları daha alt seviyelere çekilebilir ve böylece güç yoğunluğu artırılabilir[25].

Bahsedilen çalışmaların sonucu olarak, TV teknolojisinin geldiği nokta göz önüne alındığında, ince ve verimli TV'lere ulaşmak adına, güç modüllerinde, düşük güç kayıpları, uygun topoloji, malzeme ve modül-paralelleme teknikleri ile eleman yüksekliğinin azaltılması, ısı salınımı için verimli termal yönetim ve malzeme dizimi, değişik elektromanyetik girişim (electromagnetic interference-EMI) standartları için minimize edilmiş EMI gürültüsü gibi kriterlere ulaşılması gereklidir.

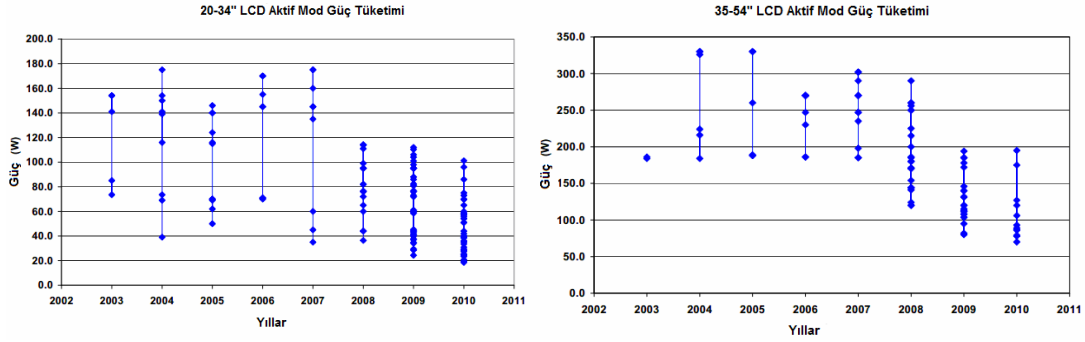
2003-2010 yılları arasında LCD TV ve 2010-2011 yılları arasındaki LCD ve LED TV teknolojisi sonucu TV'lerdeki aktif ve uyku modundaki güç tüketim değerlerinin gösterildiği grafikler Şekil 1.2, 1.3, 1.4, 1.5 ve 1.6' da belirtilmiştir. Farklı ekran boyutları için güç değerleri kendi aralarında karşılaştırılarak yıllara göre gösterilmiştir. Grafiklerden de anlaşıldığı üzere yıllar ilerledikçe, gelişen teknoloji ve tüketim standartlarının değişmesiyle birlikte TV güç seviyelerinde azalma olduğu görülmektedir[26].



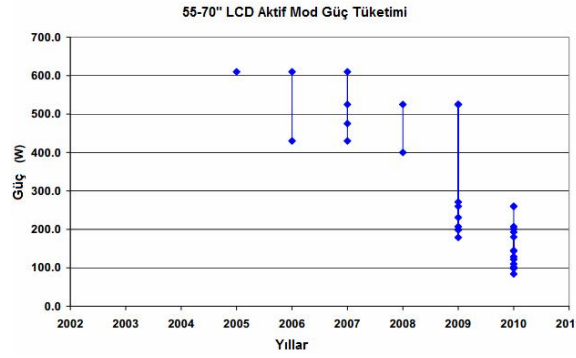
Şekil 1.2 Üç ekran boyutunun LCD aktif moddaki güç tüketimi karşılaştırılması[26]



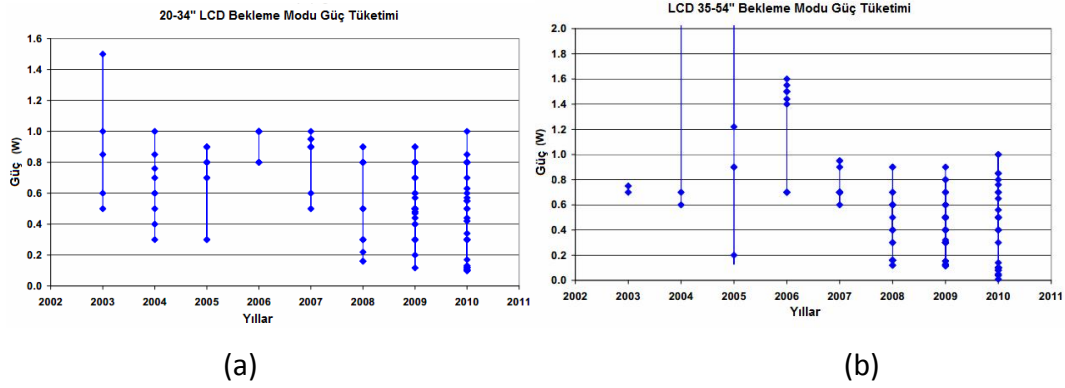
Şekil 1.3 Üç ekran boyutunun LCD bekleme modundaki güç tüketimi karşılaştırması[26]



Şekil 1.4 (a)20-34" LCD aktif mod enerji tüketimi dağılımı (b)35-54" LCD aktif mod enerji tüketimi dağılımı[26]



Şekil 1.5 55-70" ekran LCD enerji tüketimi dağılımı[26]



Şekil 1.6 (a)20-34" LCD standby modu enerji tüketimi dağılımı (b) 35-54" LCD standby modu enerji tüketimi dağılımı[26]

LCD ve LED TV teknolojisinde arka ışıklandırmaya ihtiyaç duyulmaktadır. Çoğu LCD TV' de floresan ışığı kullanılarak bu ihtiyaç giderilir. LED TV' lerde ise LED'ler kullanılarak arka ışıklandırma sağlanır. LED ışıklandırma daha az enerji harcar. Bu yöntemde ekranın çevresine yerleştirilmiş LED'ler ekranın merkezine yönlendirilerek, ışıklandırma işlemi gerçekleştirilir. Yeni modellerde LED'ler ekranın arkasına yerleştirilerek ekranın daha çok ya da daha az ışıklandırılması sağlanır. Böylece gerektiği durumlarda, ekranın

bölümlerine göre daha siyah ve daha beyaz durumlar sağlanarak güç harcamasında azalma ortaya konulmuştur[26].

1.2 Tezin Amacı

Yapılan tez çalışmasında öncelikle sektördeki TV'lerin güç kaynakları incelenmiştir. Bu inceleme ile farklı markaların ince tasarıma sahip güç kaynakları, topoloji, komponent, termal performans, malzeme dizilimi, boyut, giriş-çıkış gücü gibi tasarımı etkileyen parametreler açısından karşılaştırılmıştır. Yapılan inceleme sonucu günümüz teknolojisinin gelişmesiyle birlikte, LLC, PFC ve geri dönüşlü çevirici yapılarının bir TV güç kaynağını oluşturan en önemli unsurlar olduğu anlaşılmıştır. TV'lerin güç kartları incelendiğinde 10mm ve altındaki kart tasarımları için, elemanların karttaki yerleşim alanlarında, pasif elemanların boyut sınırlamalarından dolayı oluşan problemleri aşmak için, oyma işlemine başvurulduğu görülmüştür. Bu sonuçlardan yola çıkılarak güç kartının profil derinliğini azaltmak ve güç yoğunluğu optimizasyonu için gerekli parametrelerin anlaşılması bu çalışmanın esas amacıdır.

1.3 Hipotez

Anlatılan etkilerin anlaşılması için LLC, PFC ve geri dönüşlü çeviricilerden oluşan bir SMPS devresi yapılmıştır. Devrenin gerçekleştirilmesinden önce geri dönüşlü çevirici ve LLC blokları, simülasyon programları kullanarak modellenmiştir. Bu modelleme sonucu çıkan veriler ile gerçekleştirilen devrenin, simülasyon ve deney sonuçları paylaşılmıştır. LTSPICE simülasyon programları sırasıyla geri dönüşlü çevirici ve LLC devrelerinin analizi için kullanılan programlardır. Deneysel sonuçların elde edilmesi amacıyla 10mm yükseklik limitine sahip bir TV güç kartı yapılmıştır. Deneysel sonuçlar elde edilirken osiloskop (LECROY) ve DC akım probu, diferansiyel prob (TEKTRONIX) ve gerilim probu kullanılmıştır.

Tezin ikinci bölümünde TV'lerde kullanılan DC-DC devreleri, iletim modları ve çalışma esasları anlatılmıştır. PFC işlemi ve TV uygulamalarında kullanılan PFC yapılarına üçüncü bölümde yer verilmiştir. Dördüncü bölümde güç yoğunluğunun artırılması amacıyla yaygın olarak kullanılmaya başlanmış olan LLC rezonant dönüştürücü topolojisi anlatılmıştır. Beşinci bölümde TV güç kartının güç yoğunluğunu iyileştirme adına

tasarlanan manyetik elemanların, yükseklik limitini zorlayan pasif elemanların ve kullanılan topoloji ile birlikte iletim modlarının seçiminden bahsedilmiştir. Altıncı bölümde yapılan güç kaynağı optimizasyonu, simulasyon ve deneysel sonuçlar karşılaştırılarak aktarılacaktır. Sonuç kısmında ise, yapılan çalışmanın özeti ve elde edilen sonuçlar verilmiştir.

ANAHTARLAMALI DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

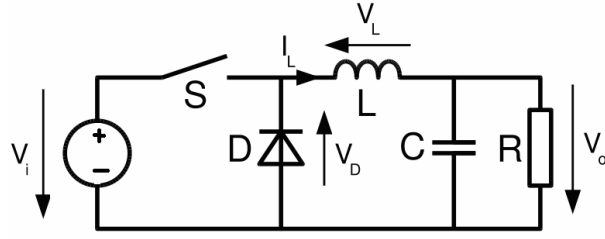
DC-DC dönüştürücüler, regülasyonlu anahtarlamalı güç kaynaklarında ve DC motor sürücü uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu çeviricilerin girişinde şebeke geriliminin doğrultulmasıyla elde edilmiş, regüle edilmemiş DC gerilim bulunmaktadır. Bu nedenle şebeke geriliminin değişimi sonucu iniş çıkışlar meydana gelir. Anahtarlamalı DC-DC dönüştürücüler, regüle edilmemiş DC giriş gerilimini, istenilen gerilim seviyesinde, kontrol edilebilir DC çıkışa çevirmek için kullanılırlar.

Bu çeviricilerin uygulamalarına göz atıldığında dört temel dönüştürücü topolojisiyle karşılaşmaktadır. Bu dönüştürücüler, alçaltıcı (buck), yükseltici (boost), alçaltıcı-yükseltici (buck-boost) ve geri dönüşlü (flyback) dönüştürücü topolojileri olarak sıralanabilir. Alçaltıcı, yükseltici ve alçaltıcı-yükseltici dönüştürücüler yalıtımsız topolojilerdir. Geri dönüşlü dönüştürücüde ise giriş çıkıştan izole edilir.

Dönüştürücülerin çıkış katında bulunan küçük filtre, DC-DC dönüştürücülerin tümleyicisi olarak düşünülmelidir. Birçok anahtarlamalı güç kaynağında olduğu gibi, çıkışın eşdeğer direnç ile temsil edilen bir yükü beslediği varsayılmaktadır[4].

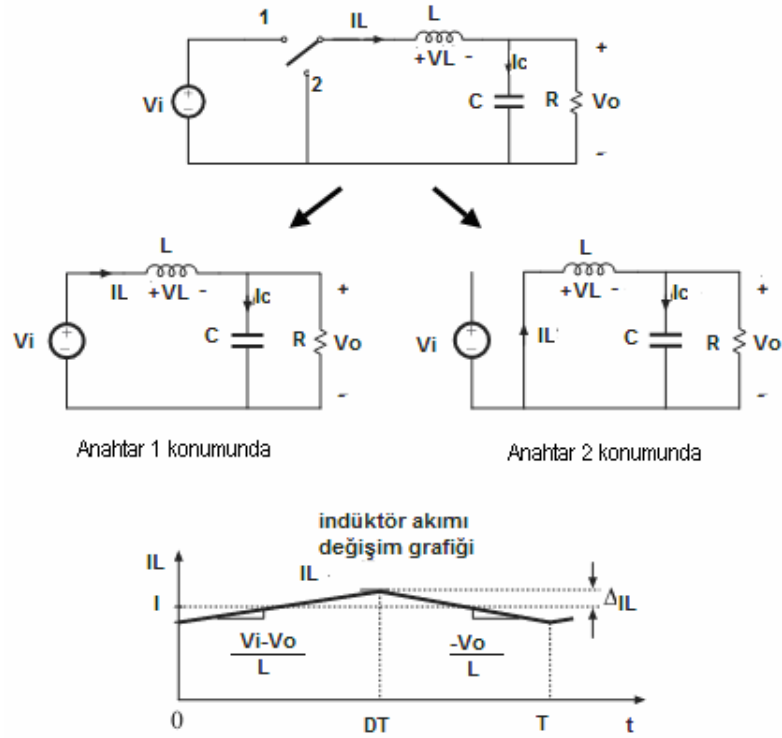
2.1 Alçaltıcı Dönüştürücü

Alçaltıcı dönüştürücü giriş geriliminden daha düşük ortalama bir çıkış gerilimi üretir. Alçaltıcı dönüştürücünün çalışma prensibi oldukça basittir. Bir indüktör ve bu indüktörün kontrolü için bir anahtar ve diyot kullanılarak, kaynak üzerinden indüktörün yüklenmesi ve yük üzerinden boşaltılması prensibi ile çalışır. Şekil 2.1’de basitleştirilmiş alçaltıcı dönüştürücü şeması verilmiştir.



Şekil 2.1 Alçaltıcı dönüştürücü basitleştirilmiş şema[1]

Şekil 2.2’de alçaltıcı dönüştürücü çalışma modları ve akım dalgaşekli grafiği gösterilmiştir.



Şekil 2.2 Alçaltıcı dönüştürücü çalışma modları ve akım dalgaşekilleri[28]

Anahtar 1 konumunda olduğu durumda indüktör üzerindeki gerilim V_L , (2.1)’den bulunabilir.

$$V_L = V_i - V_o \quad (2.1)$$

İndüktör üzerindeki gerilim bilindiğinden, indüktör üzerindeki akım (2.2) olarak elde edilir.

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt} \quad (2.2)$$

(2.1) ve (2.2) kullanılarak,

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{V_i - V_o}{L} \quad (2.3)$$

bulunur. Bu eşitlikten, indüktör akımının sabit bir eğimle değiştiği görülmektedir. Anahtar 2 konumuna geçtiği durumda ise indüktör üzerindeki gerilim,

$$V_L = -V_o \quad (2.4)$$

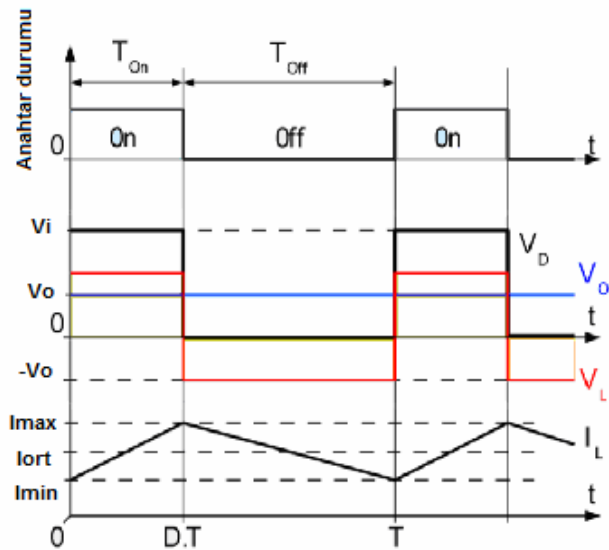
Eşitlik (2.4)'den, anahtar kesimde olduğu durumdaki indüktör üzerindeki akım,

$$\frac{dI_L}{dt} = -\frac{V_o}{L} \quad (2.5)$$

bulunur. Alçaltıcı tip dönüştürücü iki farklı tip iletim modunda kullanılabilir. Bu iletim tipleri, anahtarlanma sırasında indüktör üzerindeki akıma göre sürekli iletim modu ve süreksiz iletim modu olarak ikiye ayrılırlar.

2.1.1 Sürekli İletim Modlu Alçaltıcı Dönüştürücü

Alçaltıcı tipi bir dönüştürücüde indüktör üzerindeki akım sıfıra düşmeden anahtar çevrimi yapılıyorsa sürekli iletim modunda (continuous conduction mode-CCM) çalıştırılmış olur. Şekil 2.3'de CCM alçaltıcı dönüştürücü dalga şekilleri verilmiştir. Anahtarın iletimde olduğu süre boyunca anahtar indüktans akımını iletir ve diyot ters kutuplanır.



Şekil 2.3 CCM alçaltıcı dönüştürücü dalga şekilleri[1]

Anahtar iletimde olduğu durumda,

$$V_L = V_i - V_o \quad (2.6)$$

olarak bulunur. Bu durum indüktans akımının doğrusal olarak artmasına neden olur. Anahtar kesime geçtiğinde birikmiş enerji nedeniyle indüktans akımı I_L akmaya devam eder. Anahtar kesimde olduğu durumda,

$$V_L = -V_o \quad (2.7)$$

ve indüktör üzerinde depolanmış enerji,

$$E = \frac{1}{2} L \times I_L^2 \quad (2.8)$$

olarak elde edilir.

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt} \quad (2.9)$$

Sürekli çalışma durumunda dalga şekli bir periyottan diğerine tekrar etmek zorunda olduğundan, iletim durumunda,

$$\Delta I_{Lon} = \int_0^{t_{on}} \frac{V_L}{L} dt = \frac{(V_i - V_o)}{L} t_{on} \quad (2.10)$$

kesim durumunda,

$$\Delta I_{Loff} = \int_{t_{on}}^{T=t_{on}+t_{off}} \frac{V_L}{L} dt = \frac{-V_o}{L} t_{off} \quad (2.11)$$

indüktans akımının bir periyottaki integrali sıfır olmak zorundadır. Eşitlik (2.10), (2.11)'ten

$$\frac{V_i - V_o}{L} t_{on} - \frac{V_o}{L} t_{off} = 0 \quad (2.12)$$

ya da,

$$\begin{aligned} (V_i - V_o)DT - V_o(1 - D)T &= 0 \\ V_o - DV_i &= 0 \end{aligned} \quad (2.13)$$

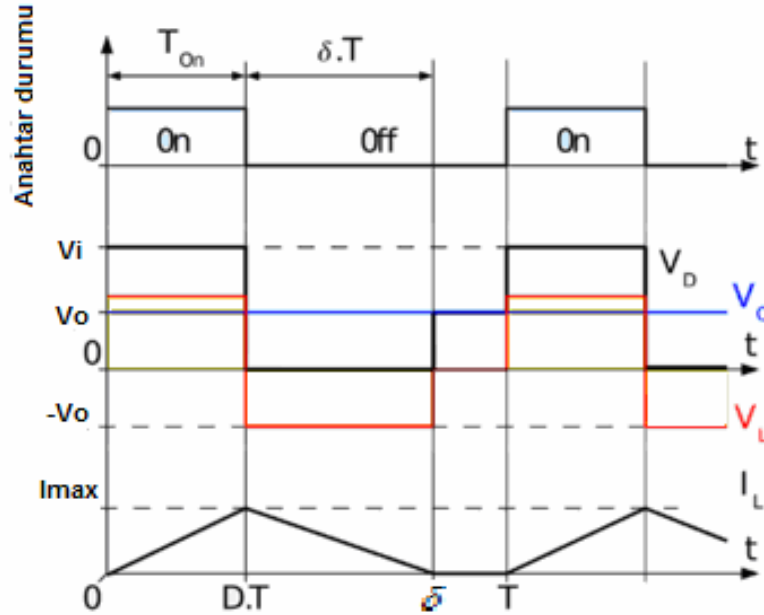
olarak elde edilir. Eşitliklerden yola çıkılarak çalışma oranı,

$$D = \frac{V_o}{V_i} \quad V_o \leq V_i \quad (2.14)$$

olarak bulunur. (2.14) eşitliğinden, giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki ilişki anahtarın çalışma oranıyla değişmektedir[28].

2.1.2 Süreksiz İletim Modlu Alçaltıcı Dönüştürücü

Bir anahtarlama çevrimi boyunca indüktör üzerindeki akım her zaman sıfıra düştükten sonra yeni bir anahtarlamanın yapıldığı çalışma tipine süreksiz iletim modlu (discontinuous conduction mode-DCM) çalışma denir. Şekil 2.4’de DCM alçaltıcı tip dönüştürücü dalga şekilleri verilmiştir[4].



Şekil 2.4 DCM alçaltıcı dönüştürücü dalgaşekilleri[1]

Sürekli iletim modundaki gibi, bir çevrim sonunda integral sıfır olmak zorundadır.

$$(V_i - V_o)DT - V_o\delta T = 0 \quad (2.15)$$

DCM çalışma modunda integral hesabı için δ değişken olarak tanımlanır.

$$\delta = \frac{V_i - V_o}{V_o} D \quad (2.16)$$

Çıkışa aktarılan akım, indüktör üzerinden geçen akımın ortalaması olduğundan,

$$\begin{aligned}
\bar{I}_L &= I_o \\
I_L &= \left(\frac{1}{2} I_{L \max} DT + \frac{1}{2} I_{L \max} \delta T \right) \frac{1}{T} \\
&= \frac{I_{L \max} (D + \delta)}{2} \\
&= I_o
\end{aligned} \tag{2.17}$$

olarak bulunur. İndüktör üzerindeki maksimum akım,

$$I_{L \max} = \frac{V_i - V_o}{L} DT \tag{2.18}$$

Eşitlik (2.17) ve (2.18)' ten ,

$$I_o = \frac{(V_i - V_o) DT (D + \delta)}{2L} \tag{2.19}$$

(2.16) ve (2.19) kullanılarak konulursa

$$I_o = \frac{(V_i - V_o) DT \left(D + \frac{V_i - V_o}{V_o} D \right)}{2L} \tag{2.20}$$

eşitlik (2.20) düzenlenirse

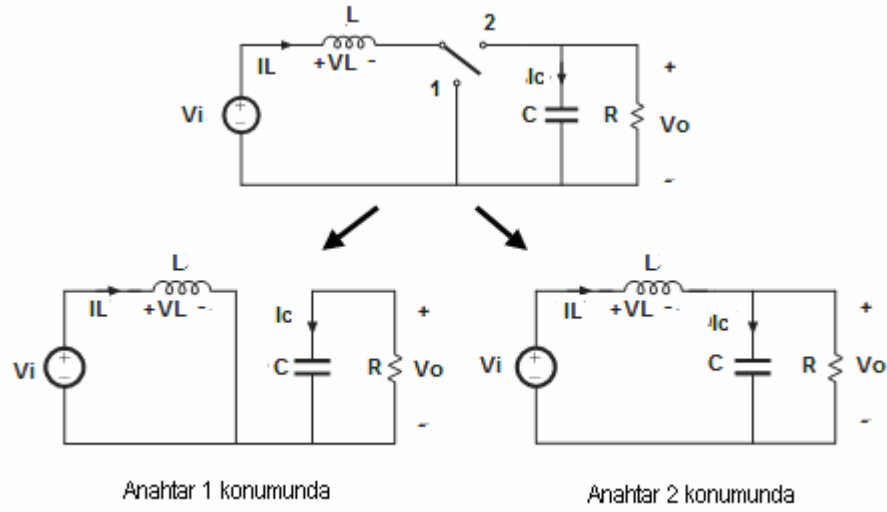
$$V_o = V_i \frac{1}{\frac{2LI_o}{D^2 V_i T} + 1} \tag{2.21}$$

olarak bulunur. (2.21)'den çıkış ve giriş gerilimi arasındaki ilişkinin çalışma oranının yanında başka devre parametrelerine bağlı olduğu ortaya koyulmuştur[28].

2.2 Yükseltici Tip Dönüştürücü

Şekil 2.5'de basit bir yükseltici tip dönüştürücü şeması ve çalışma modları verilmiştir. Bu dönüştürücü tipinde çıkış gerilimi her zaman giriş geriliminden yüksektir. Anahtar 1 konumdayken diyot ters kutuplanır ve çıkış devresini girişten ayırır. Bu sırada girişten indüktöre enerji verilir. Anahtar 2 konumundayken devrenin çıkışına hem girişten hem de indüktör üzerinden enerji verilir. Burada devrenin sürekli durumda bulunduğu ve

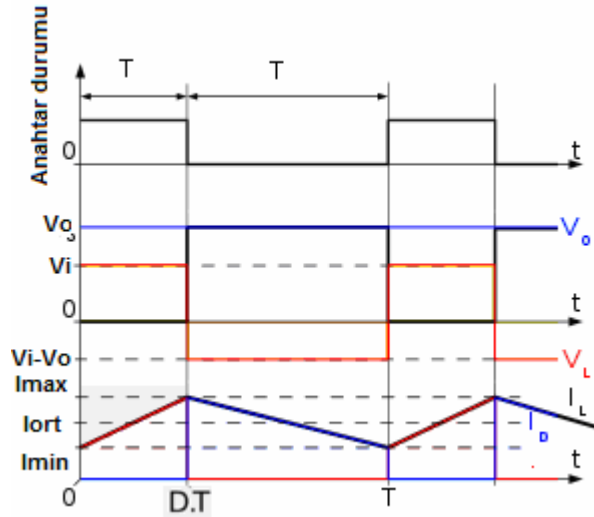
çıkış filtresindeki paralel kapasitenin çıkış gerilimini sabit tutacak değerde seçilmesi esastır[4].



Şekil 2.5 Yükseltici dönüştürücü çalışma modları[4]

2.2.1 Sürekli İletim Modlu Yükseltici Dönüştürücü

Yükseltici dönüştürücü sürekli iletim modunda çalıştırıldığında indüktör üzerindeki akım hiçbir zaman sıfıra düşmez. Şekil 2.6'da tipik akım ve gerilim dalgaşekilleri gösterilmiştir.



Şekil 2.6 Sürekli iletim modlu yükseltici dönüştürücü dalgaşekilleri[1]

İndüktör üzerinden akan akımın değişim oranı, eşitlik (2.22)'de verilmiştir.

$$\frac{\Delta I_L}{\Delta t} = \frac{V_i}{L} \quad (2.22)$$

Sürekli çalışma durumunda dalga şekli bir periyottan diğerine tekrar etmek zorunda olduğundan, anahtar 1 konumundayken, indüktör akımı üzerindeki değişim eşitlik (2.23)'den,

$$\Delta I_{Lon} = \frac{1}{L} \int_0^{DT} V_i dt = \frac{DT}{L} V_i \quad (2.23)$$

ve indüktör üzerindeki gerilim,

$$V_i - V_o = L \frac{dI_L}{dt} \quad (2.24)$$

olarak bulunur. Sürekli çalışma durumunda dalga şekli bir periyottan diğerine tekrar etmek zorunda olduğundan anahtar 2 durumundayken,

$$\Delta I_{Loff} = \int_{DT}^T \frac{V_i - V_o}{L} dt = \frac{(V_i - V_o)(1-D)T}{L} \quad (2.25)$$

ve indüktör üzerindeki depolanmış enerji eşitlik (2.26)'den,

$$E = \frac{1}{2} L I_L^2 \quad (2.26)$$

ve eşitlik (2.23), (2.24), (2.25)' ten indüktör akımındaki değişim sıfıra eşit olmalıdır.

$$\Delta I_{Lon} + \Delta I_{Loff} = 0 \quad (2.27)$$

$$\Delta I_{Lon} + \Delta I_{Loff} = \frac{V_i DT}{L} + \frac{(V_i - V_o)(1-D)T}{L} = 0 \quad (2.28)$$

olarak bulunur. Eşitlik (2.28) düzenlenirse,

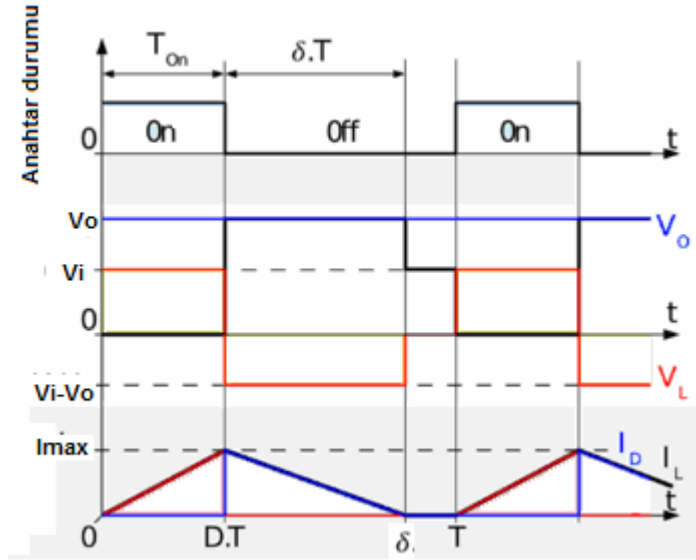
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D} \quad (2.29)$$

eşitlik (2.29) yükseltici tip dönüştürücü gerilim dönüşüm oranı elde edilir.

2.2.2 Süreksiz İletim Modlu Yükseltici Dönüştürücü

Akım dalgalanmalarının genliklerinin yüksek olduğu durumlarda, indüktör akımı dönüşüm çevrimi bitiminden daha önce boşaltılabilir. Düşük yüklerde ortaya çıkan bir durumdur. Süreksiz iletim modunda indüktör üzerindeki akım sıfıra düştükten sonra

anahtarlama yapılır. Şekil 2.7’de süreksiz iletim modlu yükseltici dönüştürücü temel dalga şekilleri gösterilmiştir.



Şekil 2.7 Süreksiz iletim modlu yükseltici dönüştürücü dalgaşekilleri[1]

İndüktör üzerindeki akımın tepe değeri,

$$I_{L \max} = \frac{V_i D T}{L} \quad (2.30)$$

dir. İndüktör akımı δ süresi sonunda sıfıra düşer.

$$I_{L \max} + \frac{(V_i - V_o)}{L} \delta = 0 \quad (2.31)$$

δ değişkenini eşitlik (2.30), (2.31)’ten tekrar yazarsak,

$$\delta = \frac{V_i D}{V_o - V_i} \quad (2.32)$$

bir çevrim boyunca çıkış akımın diyot üzerinden akan ortalama akıma eşittir.

$$I_o = I_D = \frac{I_{L \max}}{2} \delta \quad (2.33)$$

Eşitlik, (2.30) ve (2.32)’den çıkış akımı,

$$I_o = \frac{V_i D T}{2L} \cdot \frac{V_i D}{V_o - V_i} = \frac{V_i^2 D^2 T}{2L(V_o - V_i)} \quad (2.34)$$

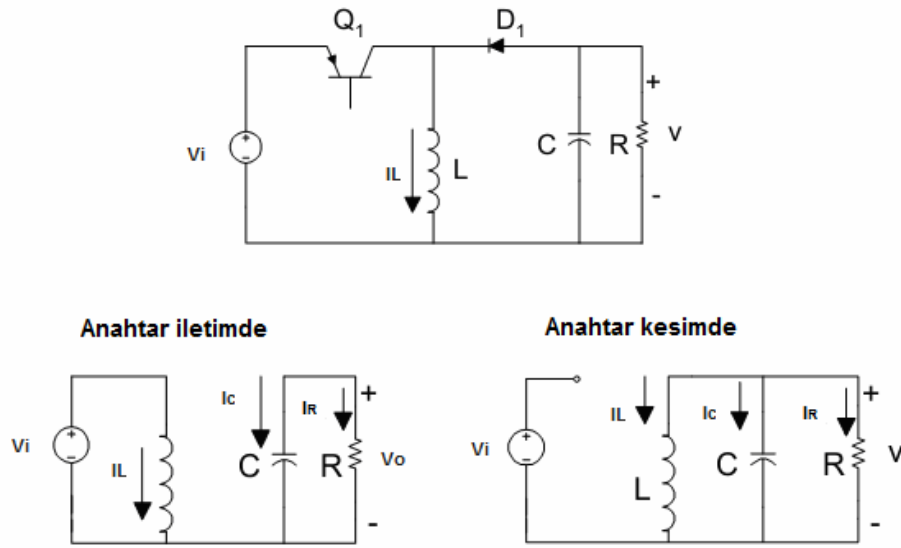
olarak bulunur. Eşitlik (2.34) tekrar düzenlenirse,

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{V_i D^2 T}{2LI_o} \quad (2.35)$$

giriş çıkış gerilimleri arasındaki ilişki bulunur.

2.3 Alçaltıcı-Yükseltici Dönüştürücü

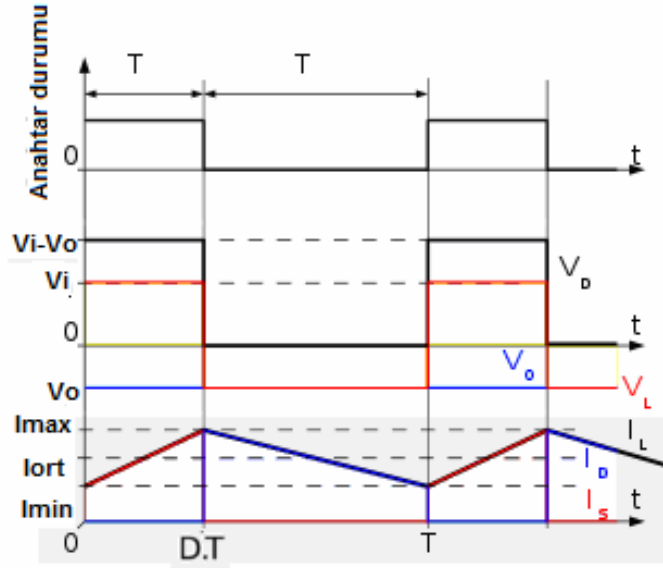
Alçaltıcı-yükseltici çeviricilerin başlıca uygulaması, giriş uçlarına göre ters kutuplu çıkış gereken ve çıkış geriliminin giriş geriliminden yüksek ya da düşük olduğu durumlarda kullanılır.



Şekil 2.8 Alçaltıcı-yükseltici dönüştürücü basitleştirilmiş şema, anahtar iletim-kesim durumları[28]

Bir alçaltıcı-yükseltici dönüştürücü iki temel dönüştürücünün ardarda bağlanmasıyla elde edilir. Anahtar iletimdeyken L indüktöre enerji verilir. Bu sırada çıkış kapasitör tarafında beslenir. Anahtar kesimdeyken L 'de biriken enerji, kapasitör ve çıkış yüküne aktarılır. Alçaltıcı-yükseltici dönüştürücüde çıkış geriliminin polaritesi giriş gerilimine terstir[4].

2.3.1 Sürekli İletim Modlu Alçaltıcı-Yükseltici Dönüştürücü



Şekil 2.9 Sürekli iletim modlu alçaltıcı-yükseltici dönüştürücü dalgaşekilleri[1]

İndüktör akımı değişim oranı, eşitlik (2.36)'dan bulunur.

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{V_i}{L} \quad (2.36)$$

Sürekli çalışma durumunda dalga şekli bir periyottan diğerine tekrar etmek zorunda olduğundan, iletim durumunda,

$$\Delta I_{Lon} = \int_0^{DT} dI_L = \int_0^{DT} \frac{V_i}{L} dt = \frac{V_i DT}{L} \quad (2.37)$$

anahtar kesime gittiğinde indüktör üzerindeki akım,

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{V_o}{L} \quad (2.38)$$

Sürekli çalışma durumunda dalga şekli bir periyottan diğerine tekrar etmek zorunda olduğundan, kesim durumunda,

$$\Delta I_{Loff} = \int_0^{(1-D)T} dI_L = \int_0^{(1-D)T} \frac{V_o}{L} dt = \frac{V_o (1-D)T}{L} \quad (2.39)$$

ve indüktör üzerindeki biriken enerji eşitlik (2.40)'dan bulunur.

$$E = \frac{1}{2} L I_L^2 \quad (2.40)$$

Eşitlik (2.38), (2.39) ve-(2.40)' dan indüktör akımındaki değişim sıfıra eşit olmalıdır.

$$\Delta I_{Lon} + \Delta I_{Loff} = 0 \quad (2.41)$$

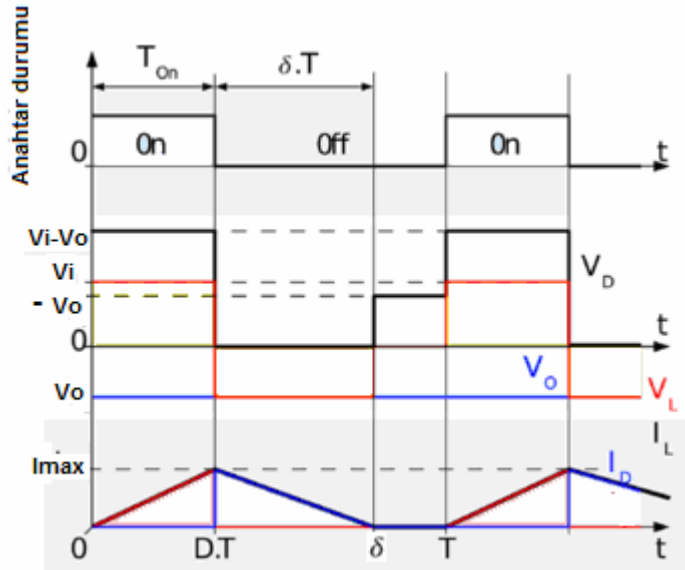
Eşitlikler düzenlenirse,

$$\Delta I_{Lon} + \Delta I_{Loff} = \frac{V_i D T}{L} + \frac{V_o (1-D) T}{L} = 0 \quad (2.42)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \left(\frac{-D}{1-D} \right) \quad (2.43)$$

olarak bulunur. Görüldüğü gibi, çıkış gerilimi giriş geriliminden, çalışma oranı D' ye bağlı olarak düşük ya da yüksek olabilir.

2.3.2 Süreksiz İletim Modlu Alçaltıcı-Yükseltici Dönüştürücü



Şekil 2.10 Süreksiz iletim modlu alçaltıcı-yükseltici dönüştürücü dalgaşekilleri[1]

İndüktör üzerindeki akımın tepe değeri,

$$I_{L \max} = \frac{V_i D T}{L} \quad (2.44)$$

indüktör akımı δ süresi sonunda sıfıra düşer.

$$I_{L \max} + \frac{V_o \delta T}{L} = 0 \quad (2.45)$$

δ değişkenini, eşitlik (2.44) ve (2.45) kullanılarak tekrar yazarsak,

$$\delta = -\frac{V_i D}{V_o} \quad (2.46)$$

bir çevrim boyunca çıkış akımın diyot üzerinden akan ortalama akıma eşittir.

$$I_o = \bar{I}_D = \frac{I_{L\max}}{2} \delta \quad (2.47)$$

eşitlik, (2.44) ve (2.47)'den çıkış akımı yazılırsa,

$$I_o = \frac{-V_i D T}{2L} \frac{V_i D}{V_o} = -\frac{V_i^2 D^2 T}{2L V_o} \quad (2.48)$$

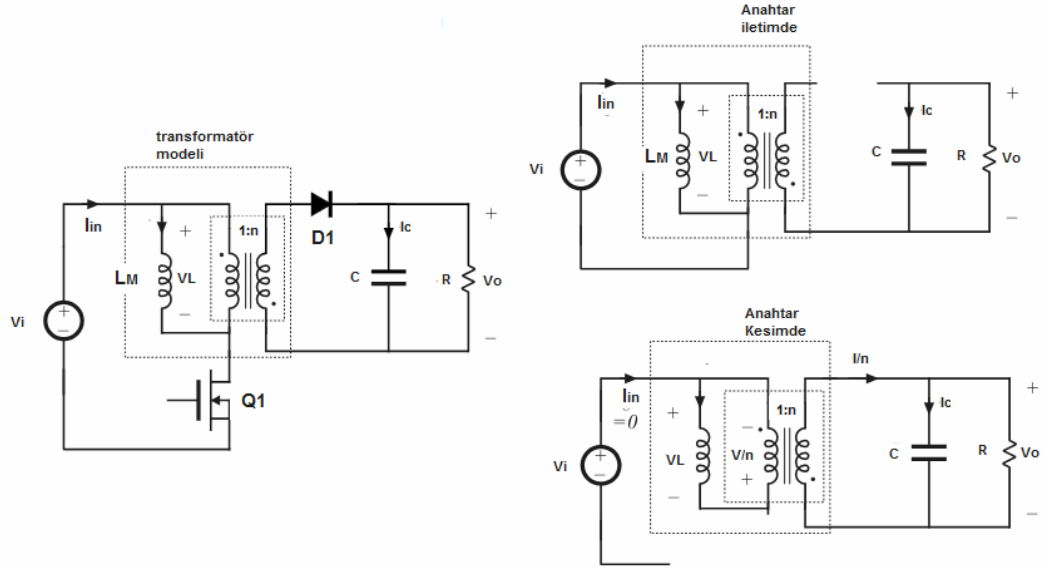
olarak bulunur. Eşitlik (2.48) tekrar düzenlenirse,

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{V_i D^2 T}{2L I_o} \quad (2.49)$$

giriş çıkış gerilimleri arasındaki ilişki bulunur. Süreksiz çalışma durumunda çıkış gerilimi, sürekli iletim modunun aksine görev çevrimine ek olarak indüktör değeri, çıkış akımı ve giriş voltajına bağlıdır.

2.4 Geri Dönüslü Dönüştürücü

Kurulumunun basitliği, maliyetinin düşük olması, girişten ve birbirinden elektriksel olarak yalıtılmış birden fazla çıkış verebilmesi, yüksek çıkış gerilimleri elde edebilmesi ve yüksek verimleri nedeniyle anahtarlamalı güç kaynaklarında yıllardır yaygın olarak kullanılan bir dönüştürücü topolojisidir[4]. Şekil 2.11'de geri-dönüslü yapının çalışma basit şeması ve çalışma durumlarını gösteren grafik gösterilmiştir.

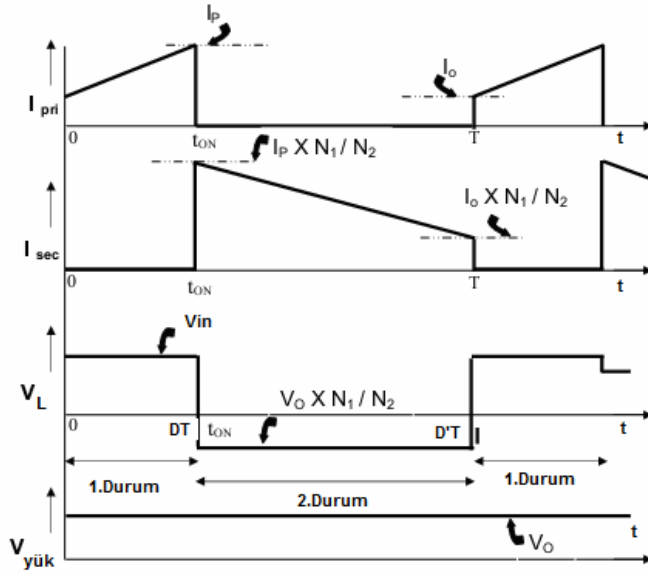


Şekil 2.11 Geri dönüşlü dönüştürücü çalışma durumları

Bu dönüştürücü devresi de indüktör bobininin üzerindeki akımın sıfıra düştüğü ve düşmediği durumda anahtarlama yapılmasına göre, sürekli iletim modu ve süreksiz iletim modu olarak iki çalışma moduna sahiptir.

2.4.1 Sürekli İletim Modlu Geri Dönüşlü Dönüştürücü

Geri dönüşlü dönüştürücüde sargıların polariteleri birinden akım geçerken diğerinden akım geçemeyecek şekildedir. Bu yüzden bir transformatör hareketi gerçekleşmemektedir. Buna göre anahtar iletime geçirildiğinde V_{in} gerilimi L sargısına uygulanır. Sekonder sargısı, primer sargısına ters kutuplandığından, sekonder sargısındaki diyotta ters polarize olur. Yük akımı C kapasitesi tarafından sağlanır. Anahtar kesime girdiğinde hava aralığında ve manyetik çekirdekte depolanan enerji sekonder bobinine iletilir. Sekonder bobini üzerinde toplanan enerji diyot üzerinden yüke aktarılır. Şekil 2.12’de sürekli iletim modlu geri dönüşlü dönüştürücü dalgaşekilleri ve görev çevrimi dalga şekilleri gösterilmiştir.



Şekil 2.12 Sürekli iletim modlu geri dönüşlü dönüştürücü dalga şekilleri[28]

Anahtar iletimde olduğu durumda, V_L indüktör üzerindeki gerilim,

$$V_L = V_{in} \quad (2.50)$$

indüktör üzerindeki gerilim, giriş gerilimine eşittir. Bu durumda yük, çıkış kapasitesi tarafından beslenir. I_C çıkış kapasitesi akımı, yük akımına eşittir.

$$I_C = -\frac{V_o}{R} \quad (2.51)$$

Anahtar iletimde olduğundan primer sargısından akan akım I_p , giriş akımına eşittir.

$$I_{in} = I_p \quad (2.52)$$

Anahtar kesime geçtiğinde indüktör üzerindeki gerilim, V_o çıkış gerilimi ve N sargı oranlarına bağlı olarak eşitlik (2.53) oluşur.

$$V_L = -\frac{V_o}{N} \quad (2.53)$$

Anahtar kesimde olduğundan giriş akımı sıfırdır.

$$I_C = \frac{I_{in}}{N} - \frac{V_o}{R}, \quad I_{in} = 0 \quad (2.54)$$

İndüktör gerilimi üzerindeki gerilim değişiminin bir çevrim boyunca değişimi sıfır olmalıdır. Buradan,

$$V_L = DT(V_{in}) + D'T\left(\frac{-V_o}{N}\right) = 0 \quad (2.55)$$

Eşitlik (2.55) tekrar düzenlenirse,

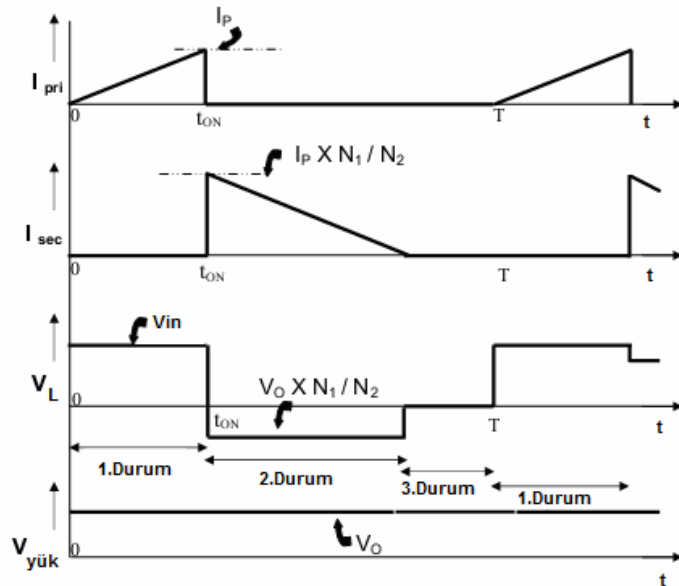
$$\frac{V_o}{V_{in}} = N \frac{D}{D'} \quad (2.56)$$

eşitlik (2.56)'dan geri dönüşlü dönüştürücüde giriş-çıkış gerilim oranının sarım sayısı ve görev çevrimine bağlı olduğu görülmektedir.

Sürekli iletim modu ile tasarım yapıldığında çıkış akımının RMS değeri ve dalgalanmaları daha az olur. Anahtarlama elemanı üzerindeki iletim kayıpları ve anahtarın kesime geçtiği durumlardaki kayıplar azalır. Akımdaki dalgalanmaların ve RMS değerinin az olmasından dolayı, kapasite üzerindeki kayıplar azalır. Ayrıca daha küçük çıkış filtresi ve EMI filtresi kullanılabilir [28].

2.4.2 Süreksiz İletim Modlu Geri Dönüşlü Dönüştürücü

Süreksiz iletim modlu geri dönüşlü dönüştürücüde akım sıfıra düştükten sonra anahtarlama yapıldığından, giriş çıkış gerilimi arasındaki ilişki giriş gerilimi, indüktör değeri, görev çevrimi ve çıkış akımı gibi parametrelere bağlıdır.



Şekil 2.13 Süreksiz iletim modu dalga şekilleri[28]

İndüktör üzerindeki maksimum akım değeri,

$$I_{L \max} = \frac{V_i DT}{L} \quad (2.57)$$

bir periyot boyunca indüktör akımındaki değişim sıfır olduğundan,

$$I_{L \max} + \frac{V_o \delta T}{LN} = 0 \quad (2.58)$$

indüktör akımının sıfıra düştüğü nokta δ olarak isimlendirilirse,

$$\delta = -\frac{V_i DN}{V_o} \quad (2.59)$$

anahtar kesimde iken çıkış akımı diyot üzerinde akan akımın ortalaması olduğundan,

$$I_o = \bar{I}_D = \frac{I_{L \max} \delta}{2N} \quad (2.60)$$

eşitlik (2.59) ve (2.60)' dan,

$$I_o = -\frac{V_i DT}{2L} \frac{V_i DN}{V_o N} = -\frac{V_i^2 D^2 T}{2LV_o} \quad (2.61)$$

Eşitlik (2.61) tekrar düzenlenirse,

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{V_i D^2 T}{2LI_o} \quad (2.62)$$

olarak bulunur.

Süreksiz iletim modlu geri dönüşlü dönüştürücü tasarımı ile indüktans değerleri küçülür. Böylece daha ufak boyutlu transformatör tasarımına olanak sağlar. Diyot üzerindeki ters yöndeki toparlanma kayıpları sıfıra indirilerek verim artar.

GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTİMİ VE PFC DEVRE YAPILARI

Elektriksel sistem tarafından harcanan ve işe yarayan güç değerleri, sistemin güç faktörüne (power factor-PF) göre belirlenir. PF'yi arttırarak, düşük enerji harcaması ve enerji dağıtım maliyetlerinde azalma gibi önemli ekonomik tasarruflar sağlanabilir. Bunun yanında yüksek PF ile, kayıpların azalması, daha iyi voltaj regülasyonu ve istenen güç gereksinimlerini karşılayabilecek artırılmış güç kapasitesi gibi özellikler elde edilebilir.

PF, sistem tarafından kullanılan, iş yapan aktif gücün toplam görünür güce oranını gösteren bir parametredir. Aktif güç, bir periyot boyunca sürekli ölçülen güç toplamı, görünür güç ise bir periyottaki akımın ve gerilimin efektif değerlerinin çarpımıdır. Toplam görünür gücü, diğer bir deyişle toplam güç kapasitesini, aktif ve reaktif gücün birleşimi oluşturur. Reaktif güç iş yapmaz, fakat endüstriyel indüktif yüklere güç verilmesi ve bunun sürdürülmesinde gereklidir[29]. Sistemde kaybolan reaktif güç, voltaj ve akım arasındaki faz farkından veya akımdaki harmoniklere bağlı oluşan bozulmalardan dolayı meydana gelir. Bu iki faktör yer değiştirme (displacement) ve bozulma (distortion) faktörü olarak isimlendirilir. Belirli bir frekansta sinuzoidal akım ve gerilime sahip doğrusal devrelerde, akım ve gerilim arasında oluşan faz açısından bir güç faktörü oluşur. Buna yer değiştirme faktörü denir. Yük akımının harmonik bozulmalarının, yüke aktarılan ortalama güç üzerindeki azaltıcı etkisi ise bozulma faktörü olarak adlandırılır[30].

Toplam harmonik distorsiyon (THD), istenmeyen harmoniklerin quadratik toplamıdır. Harmonik bileşenlerin temel bileşene göre seviyesini belirlemede THD göz önüne alınır. Distorsiyonun derecesi arttıkça sinuzoidal formdan uzaklaşılır. Eşitlik (3.1) ve (3.2)' de

yerdeğiştirme faktörü $\cos\phi$, şebeke frekansında kaynaktan çekilen akım I_1 , şebeke frekansının tam katlarında kaynaktan çekilen akım I_2 olarak verilmiştir.

$$PF = \cos\phi \times \sqrt{\frac{1}{1 + (I_2/I_1)^2 + (I_3/I_1)^2 + \dots + (I_N/I_1)^2}} = \frac{\cos\phi}{\sqrt{1 + THD^2}} \quad (3.1)$$

$$THD = \sqrt{1 + (I_2/I_1)^2 + (I_3/I_1)^2 + \dots + (I_N/I_1)^2} \quad (3.2)$$

Normal bir AC güç sisteminde şebeke gerilimi 50/60 Hz değerlerinde sinüzoidal olarak değişir. Sisteme doğrusal bir yük bağlandığında sistemden gerilimle aynı frekansta bir sinüzoidal akım çekilir. Doğrultucu gibi doğrusal bir yük sisteme bağlandığında, çekilen akımın dalga şekli, sistemdeki yükün tipi ve diğer komponentlerle etkileşiminden dolayı karmaşık şekiller alabilir. Bu akımın dalga şekli fourier serileri ile basit sinüzoidal serilere açılır. Sinüzoidal seriler şebeke frekansından başlar ve ana frekansın tam sayı katlarında oluşurlar. Ana frekansın tam sayı katlarında oluşan bu harmonik frekanslar, gücün verimliliğini etkiler. Akım şekli, sinüzoidal dalgaya ne kadar çok benzetilirse, güç kaynağı tarafından çekilen güç, maksimum gerçek güce eşit olmaya o kadar yaklaşacaktır. Eşitlik (3.3), (3.4) ve (3.5)'de, aktif güç P , görünür güç S , reaktif güç Q arasındaki ilişki verilmiştir.

$$P = V_{RMS} \times I_1 \times \sin(w_1 t) \quad (3.3)$$

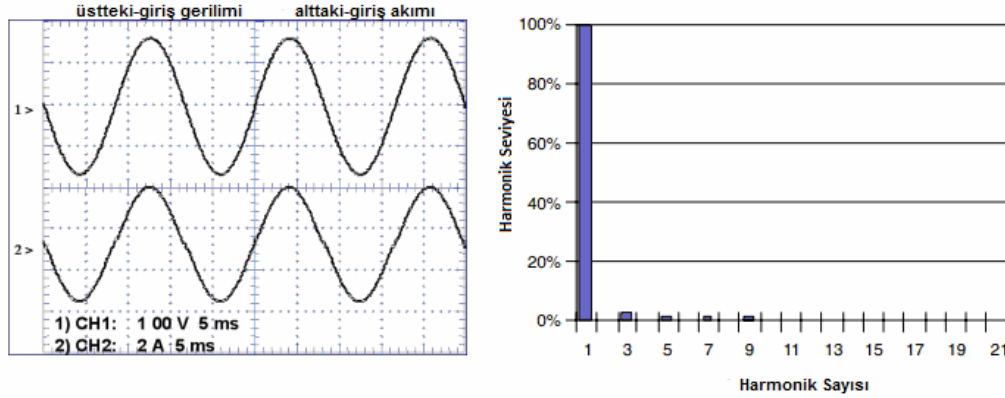
$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (3.4)$$

$$S = V_{RMS} \times \sqrt{I_1^2 \times \sin(w_1 t)^2 + I_2^2 \times \sin(w_2 t)^2 + \dots + I_n^2 \times \sin(w_n t)^2} \quad (3.5)$$

Eşitlik (3.5)'de gerçek gücün akımın ana harmonikleri ile taşındığı ortaya konulur. Diğer yüksek harmonikler reaktif gücü taşır. Yüksek harmoniklerin bastırılması, PF'yi birim değere yaklaştırır.

Sistem kontrol elemanlarının hatalı çalışması, hassas elektrik malzemelerin zarar görmesi, komşu elektronik cihazlarla etkileşim problemleri ile kapasitelerin, trafoların, motorların ve diğer elektriksel malzemelerin aşırı ısınması, akım harmoniklerinden kaynaklanan problemler olarak sıralanabilir. Bu problemlerin azaltılması için, girişten çekilen akımın dalga şeklinin, gerilimin dalga şekline benzetilmesi gerekir[29].

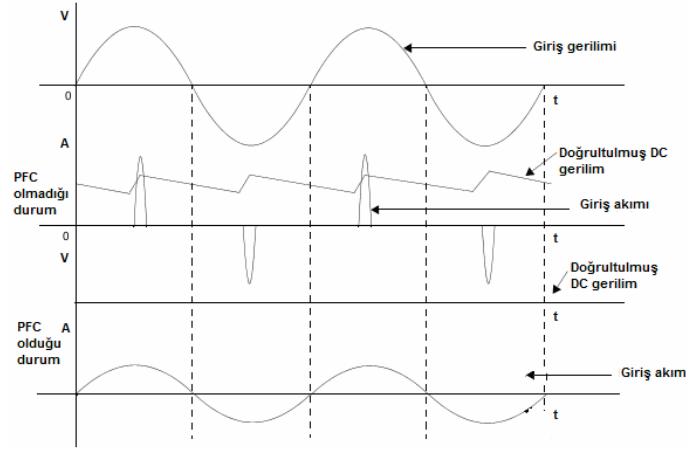
Güç dönüştürücü gerilim kaynağından beslendiğinde, güç devresini besleme gerilimine doğrusal bir direnç olarak göstererek, giriş akım ve gerilim dalga şekli birbirlerine benzetilir. Şekil 3.1’de giriş akım ve gerilim dalga şekillerinin birbirine benzetildiği grafik ve akım harmonik grafiği verilmiştir.



Şekil 3.1 Birim faktöre yakın PF’ye sahip PSU ve akım harmonikleri[30]

Şekil 3.1’den anlaşıldığı gibi, yüksek PF ve düşük harmonikler birbirlerinin bir sonucudur. Her bir harmonik için limitlerin belirlenmesi, giriş akım bozulmalarının kontrolünde akımın azalmasını ve diğer elemanlarla etkileşimi azaltır. Akım şeklinin gerilime benzetilmesine güç faktörü düzeltme (PFC) işlemi denir. Güç dönüşüm sisteminin daha verimli çalışmasını sağlamak ve sistemin enerji harcamasını azaltmak amacıyla güç faktörünü arttıracak güç faktörü düzeltme devreleri kullanılmaktadır. Bu devreler güç kaynağının giriş akımını şekillendirerek, şebekeden çekilecek aktif gücü azami hale getirmeye yarar. Akım ile gerilimin dalga şekilleri arasında sadece bir faz farkı vardır. Aktif gücün sistemin ihtiyacı olan işi yapabilmesi için şebekeden çekilen akımın minimum değerde olması gerekir. Böylece kayıplar ve güç dağıtımındaki maliyet azalır. Ayrıca harmoniklerin azaltılması, aynı kaynaktan beslenen diğer cihazlarla etkileşimi azaltır.

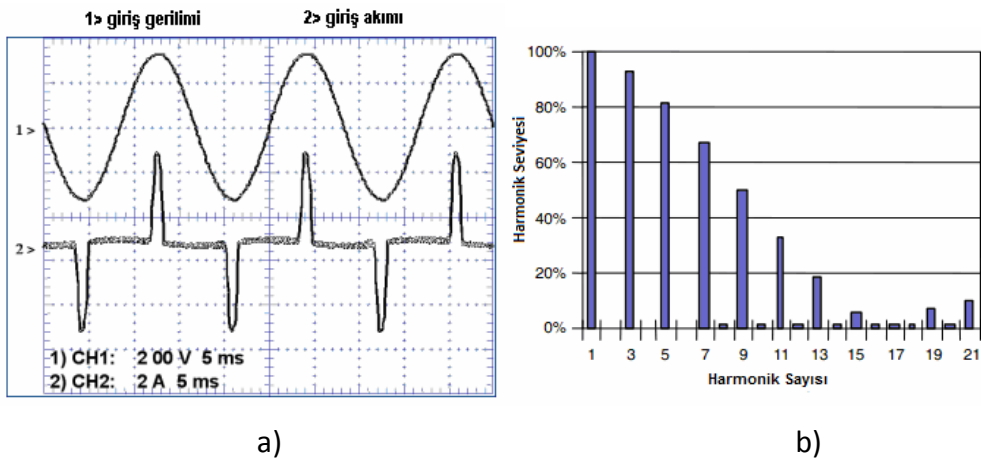
Şekil 3.2’de, PFC devresi olduğu durumdaki ve PFC devresi olmadığı durumdaki giriş akımının dalga şekilleri gösterilmiştir. PFC devresi kullanıldığında, kaynaktan çekilen giriş akımı zamana yayılır ve DC bara gerilim dalgalanması azaltılır.



Şekil 3.2 PFC'li ve PFC'siz topolojilerde giriş akımı ve çıkış gerilimi dalga şekilleri[29]

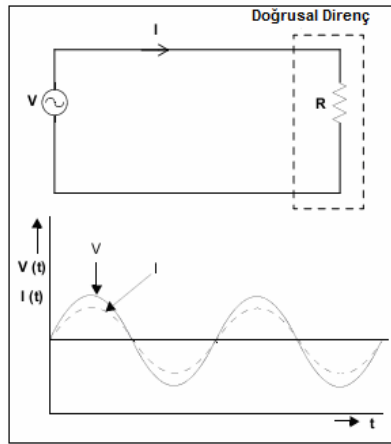
Yeni nesil anahtarlama güç kaynakları için PFC tasarımında son birkaç yılda, yeni entegre devrelerin ortaya konulmasıyla büyük bir gelişim yaşanmıştır. Günümüzde, farklı çalışma metodlarına sahip, çeşitli PFC devrelerinin tasarımı oldukça basittir. Seçilebilecek metodların artmasıyla birlikte PFC devresi tasarımı basitleşmesine karşın, hangi topolojinin seçileceği ve tasarlanacağı karmaşık bir hal almıştır.

SMPS'ler, giriş devre yapısına göre şebekeye karşı doğrusal olmayan bir empedans değeri gösterirler. Giriş devresi, genellikle yarım dalga veya tam dalga doğrultucu ve bunu takip eden bir kapasiteden oluşur. Bu kapasite giriş geriliminin bir sonraki tepe değeri gelene kadar enerjiyi depolayabilecek şekilde seçilir. Sadece giriş geriliminin tepe değerinde akım çekilir. Bu tepe değerlerinde çekilen akım dalgalarının yeni bir tepe gelene kadar gerekli enerjiyi sağlayabilecek seviyede olması gerekir. Şekil 3.3'de PFC olmayan bir SMPS devresindeki giriş akımı ve harmonik seviyeleri belirtilmiştir.



Şekil 3.3 Tipik bir PFC olmayan SMPS için a) giriş akım gerilim dalga şekli ve b) akım harmonikleri[30]

Kapasite üzerindeki enerjinin bir sonraki akım tepe değeri gelene kadar ihtiyaç duyulan enerjiyi sağlaması için güç devresinin kaynağa bir direnç elemanı gibi gösterilmesi gerekmektedir. Bu nedenle indüktör, kapasitör gibi reaktif pasif elemanlar ve aktif anahtarlama elemanları içeren dönüştürücüyü, besleme kaynağına resistif olarak göstermek PFC devrelerinin esas amacıdır. Şekil 3.4’de resistif bir yükün akım gerilim dalga şekilleri gösterilmiştir[31].

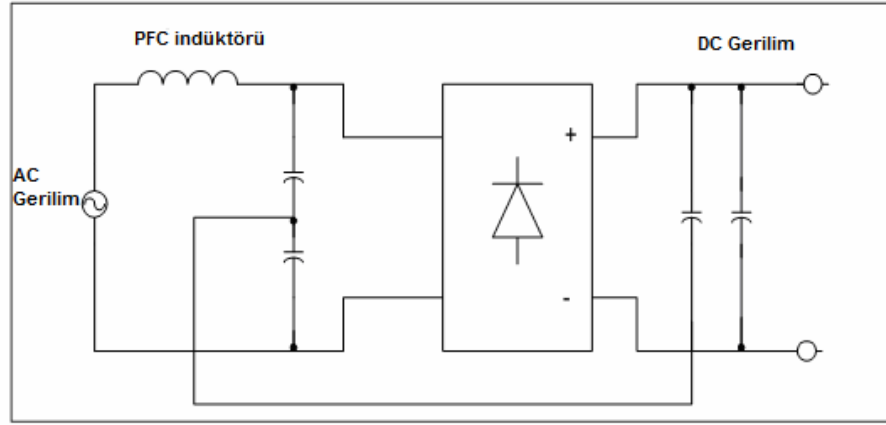


Şekil 3.4 Resistif yük akım gerilim dalga şekli[29]

PFC düşük frekans gereksinimlidir. Dönüştürücünün bütün frekanslarda lineer direnç gibi davranmasına gerek yoktur. Bunu sağlamak için yüksek frekans dalgalanmalarını kaldıracak bir filtreleme methodu kullanılabilir.

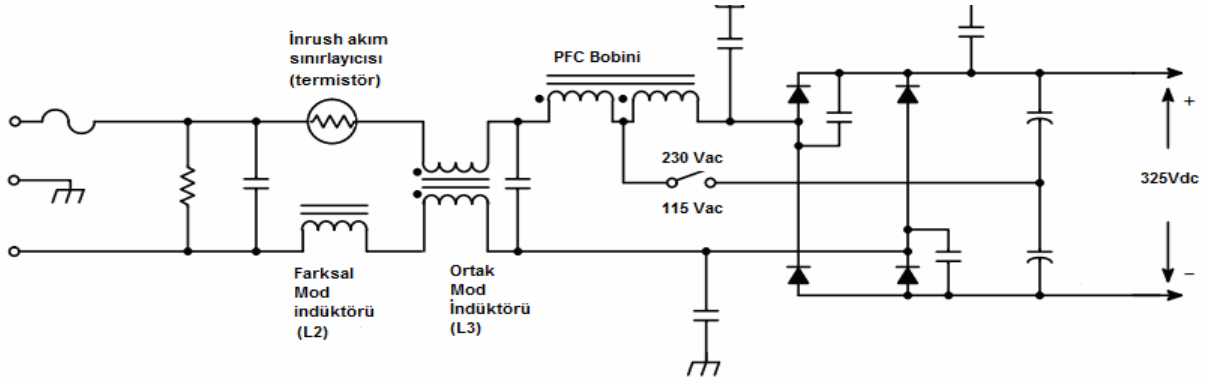
3.1 Pasif PFC Devre Yapıları

Pasif PFC devreleri PFC’nin en basit formudur. Pasif PFC’de güç faktörünü düzeltmek için AC girişte bir filtre kullanılır. Bu filtre devresi sadece kapasite ve bobin gibi pasif elemanlardan oluşmaktadır. Şekil 3.5’de pasif bir PFC devre yapısı basitçe gösterilmiştir.



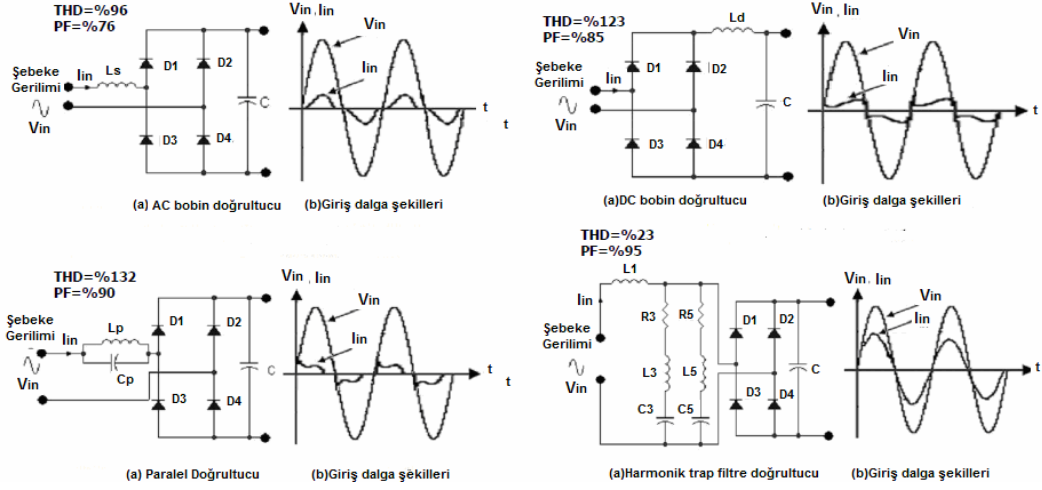
Şekil 3.5 Pasif PFC [32]

Basit yapısı ve kontrol kolaylığına rağmen, pasif PFC ile nadiren düşük THD seviyelerine ulaşılır. Ayrıca 50/60Hz frekans değerlerinde çalıştığı için pasif eleman boyutları büyük ve ağır olmaktadır. Şekil 3.6'da pratikte yaygın şekilde kullanılmakta olan pasif bir PFC devre yapısı gösterilmiştir[32].



Şekil 3.6 250W çıkışlı pasif PFC devresi[33]

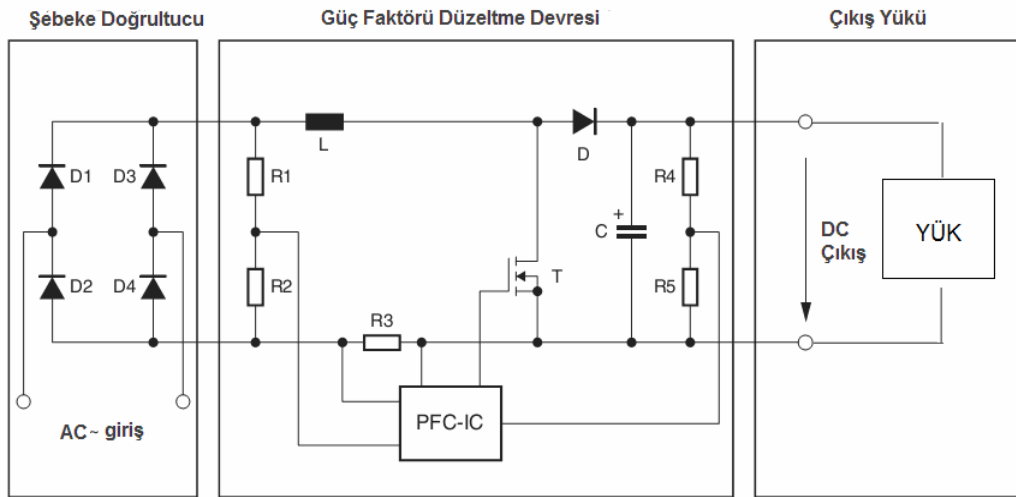
Pasif PFC devresi basitlik avantajına rağmen, indüktörün boyutları ve uygulamalarda kullanılma zorluğu ve çalışma geriliminin belirlenmesi için anahtara ihtiyaç duyması gibi dezavantajlara sahiptir. Şekil 3.7'de farklı topolojilerin kullanıldığı pasif PFC devreleri ve bu devrelere ait PF ve THD değerleri verilmiştir.



Şekil 3.7 Pasif PFC farklı bağlantı yöntemine göre PF ve THD değerleri karşılaştırılması[33]

3.2 Aktif PFC Devre Yapıları

Aktif PFC devreleri, güç faktörünü artırmak için yük tarafından çekilen akımın dalga şeklini değiştiren bir güç elektroniği sistemidir. Bu sistemde pasif filtre elemanlarının boyut ve maliyet değerlerinin azaltılması için çalışma frekansları daha yüksek değerlerde seçilir. Aktif PFC ile daha iyi bir THD değerinin elde edilmesinin yanısıra, düşük maliyetli ve hafif bir devre yapısı gerçekleştirir. Şekil 3.8’de basit bir aktif PFC devre katı gösterilmiştir.

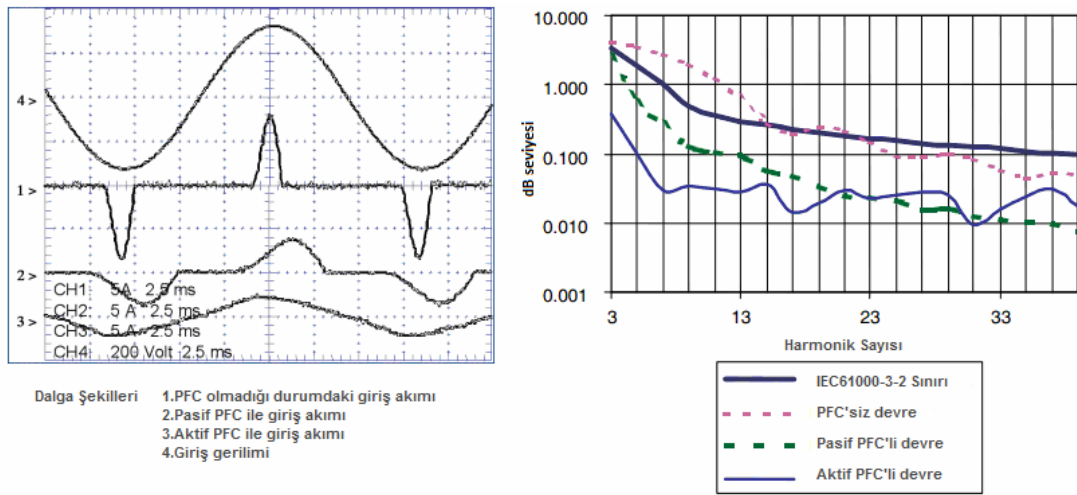


Şekil 3.8 Aktif PFC devresi[34]

PFC devrelerinin tasarlanmasında birçok faktör vardır. Uygulama alanına ve istenilen spesifikasyonlara göre, PFC devre topolojileri değişim gösterebilir.

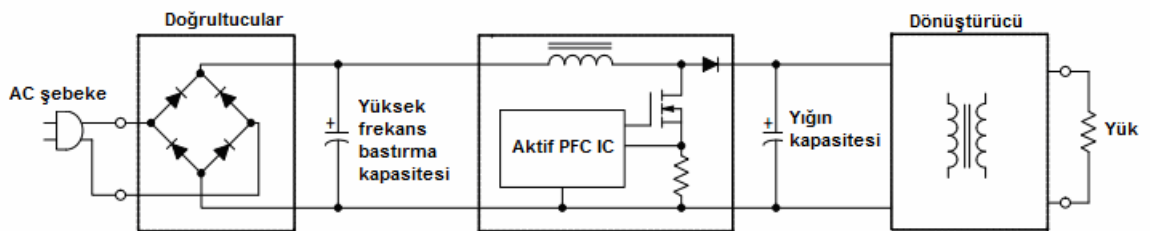
Yüksek güçlü uygulamalar (300W ve üzerindeki güç seviyeleri) için sürekli iletim modunda (continuous conduction mode-CCM) çalışan yükseltici tipi dönüştürücü, ortalama akım yöntemiyle kontrol edilir. Düşük güçlü uygulamalarda (200W ve altındaki güç seviyeleri) ise genellikle kritik iletim modlu (critical conduction mode-CrM) yükseltici topolojisi tercih edilir. 200-300W bölgesi ise iki yöntemin kullanımına açık olduğu ve tasarımın esnediği bölgedir[33].

Şekil 3.9’da üç farklı 250W PFC kullanan bir güç kaynağının IEC61000-3-2 standartlarına göre karşılaştırılması gösterilmiştir. Bu standartlar bilgisayarları, televizyonları ve monitörleri içine alan D sınıfı cihazlar içindir. Harmonik genlikleri bu cihazların giriş güçleri ile orantılıdır.



Şekil 3.9 PFCsiz yapı ve PFC yapıları arasındaki giriş akımı ve harmonik seviyesi karşılaştırması[33]

Aktif PFC topolojileri alçaltıcı (buck), yükseltici (boost), alçaltıcı-yükseltici (buck-boost) tipi olmak üzere üç temel topolojiye ayrılırlar. Şekil 3.10’da bu topolojiler arasında en yaygın kullanılan aktif yükseltici tipi PFC devresi gösterilmiştir.

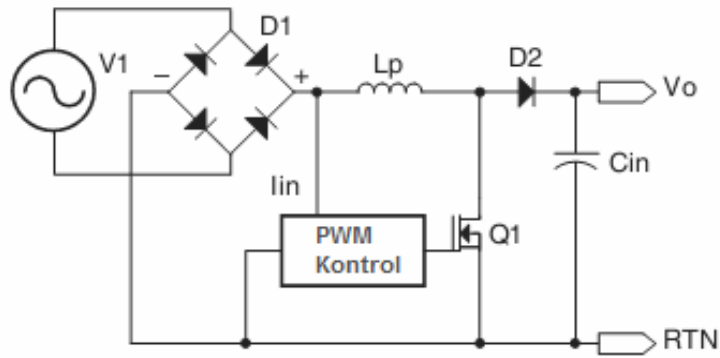


Şekil 3.10 Yükseltici PFC[33]

Aktif devre yerine, bir indüktör kullanılarak aynı iş yapılabilir. Uygun bobin değeri ile, akım dalgalanmaları azaltılabilir ve harmonik standartlarına ulaşılabilmesi için akımın şekli zamana yayılabilir. Fakat bu method kullanıldığında indüktörün boyut ve ağırlığı artar. Ek olarak yüksek güç seviyelerinde pasif elemanın ağırlık ve boyutu problemlere yol açabilir[33].

3.2.1 Yükseltici PFC

Yükseltici dönüştürücüler doğrultulmuş giriş geriliminden daha yüksek bir çıkış gerilimi üretir. Gerçeklenmesinin kolay olması ve çalışma performansından dolayı PFC uygulamalarında kullanılan en yaygın topolojidir. Bu devre yapısı sürekli iletim modu (CCM), süreksiz iletim modu (DCM) ve kırık iletim modu (CrM) gibi farklı çalışma tipleriyle kullanılabilir. Şekil 3.11’de tipik bir yükseltici dönüştürücü devre yapısı verilmiştir.



Şekil 3.11 Tipik yükseltici PFC dönüştürücü[33].

Eşitlikte (3.6) ve (3.7)’de, V_0 çıkış gerilimi, V_{in} giriş gerilimi, L_p PFC indüktör değeri, I_L indüktör akımı, V_L indüktör üzerindeki gerilim olarak verilmiştir.

Başlangıçta indüktör yüklenmediği kabul edilirse, V_0 gerilimi V_{in}' e eşit olur. Anahtar iletime geçirildiğinde I_{LP} akımı doğrusal olarak yükselir.

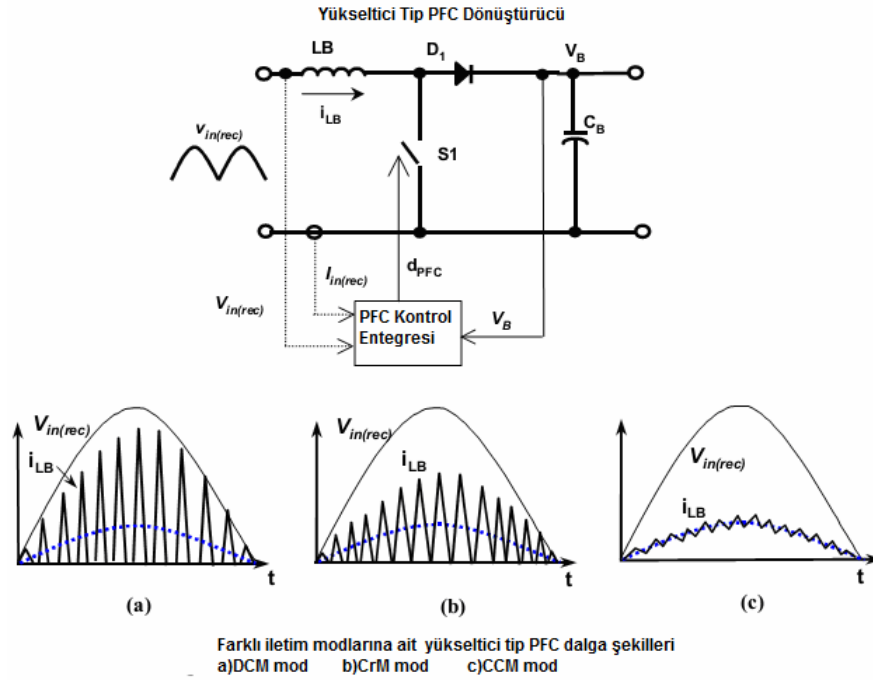
$$I_L = \frac{1}{L} \int V_L dt \quad (3.6)$$

İndüktör üzerindeki gerilim V_{in} değerinde kararlı hale gelene kadar exponansiyel olarak artar. Anahtar kesime geçtiğinde akım I_{maks} 'tan sıfıra doğru azalmaya başlar.

$$V_L = L_p \frac{di}{dt} \approx L_p \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (3.7)$$

İndüktör ideal olmadığından, bu gerilim belli bir değer alır. Anahtar kesime gittiğinde ve indüktör boşalmaya başladığında, bobin üzerindeki gerilim ters yönde polarite olur ve V_{in} geriliminin üzerine eklenir. Bu devrenin çıkışına bir diyot ve kapasite konulduğunda, kapasite bu yüksek gerilim ile yüklenir.

Yükseltici tip dönüştürücünün girişi tam doğrultulmuş AC gerilimdir. Köprü doğrultucudan sonra bulk filtre kullanılmamıştır. Bu nedenle giriş geriliminin frekansı 2 katına çıkmıştır. Yükseltici tip dönüştürücü iki şartı eş zamanda sağlamalıdır. Dönüştürücü çıkış voltajı, şebeke geriliminin tepe değerinden fazla olmalı ve şebekeden çekilen akım herhangi bir anda şebeke gerilimi ile orantılı olmalıdır[33]. Şekil 3.12’de yükseltici tip dönüştürücü ve dalga şekilleri gösterilmiştir.



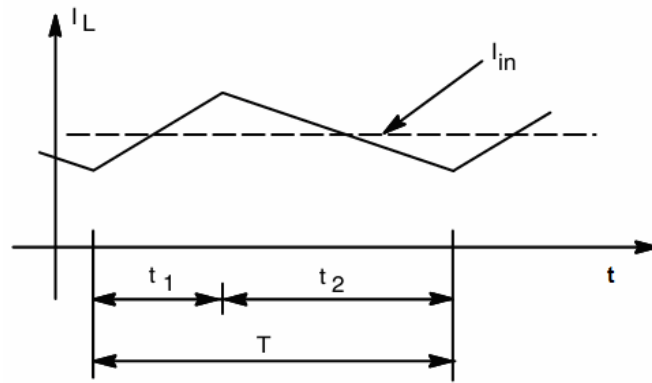
Şekil 3.12 Yükseltici PFC çalışma modları ve dalga şekilleri[37]

3.2.1.1 Sürekli İletim Modu (CCM) Yükseltici PFC

CCM çalışma modu, minimal tepe ve rms akımlarına sahip olduğundan yüksek güçlü uygulamalar için kullanıma elverişlidir. CCM ile CrM’e göre tepe akımlarında %50, rms akımlarında ise %25 daha az seviyelere ulaşabilir. Böylece anahtarlama elemanı üzerindeki baskının yanısıra diyot ve indüktör üzerindeki stres azaltılır. Buna ek olarak

yükseltici indüktör üzerinden akan akım sürekli bir davranışta olduğundan filtreleme daha basittir. Anahtarlama frekansı CCM çalışma sırasında sabit kalır. Böylece, yükseltici indüktör ve EMI filtre tasarımları basitleşir.

CCM iletim modu 300W ve üzerindeki SMPS' ler için daha uygundur. Bu çalışma modunda, yükseltici dönüştürücünün MOSFET'i, bobin akımının sıfır olduğu noktada anahtarlanmaz. Diğer bir tabirle indüktör üzerindeki akım hiçbir zaman sıfıra düşmez. Bu nedenle voltaj sallanması DCM'e göre daha azdır ve daha az bobin nüve kayıpları oluşur. Daha az voltaj değişimi EMI'ı azaltır ve küçük giriş filtresine olanak verir. MOSFET, indüktör akımı üzerindeki akım sıfıra inmeden anahtarlandığından, kayıpların azalması için fast reverse recovery diyotlar kullanılmalıdır[33].



Şekil 3.13 CCM yükseltici tip dönüştürücü indüktör akımı [37]

Şekil 3.13'de sürekli iletim modundaki yükseltici tip bir dönüştürücünün bobin akımı grafiği verilmiştir. I_L indüktör akımı, I_{in} giriş akımı, t_1 yüklenme fazı, t_2 boşalma fazı olarak verilmiştir. Şekil 3.13'den görüldüğü gibi, bir anahtarlama periyodu T boyunca indüktör akımında gerilim dönüşüm oranı;

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{t_1 + t_2}{t_2} = \frac{T}{T - t_1} \quad (3.8)$$

$$V_{in} = \frac{T - t_1}{T} V_{out} \quad (3.9)$$

olarak elde edilir.

Giriş filtre kapasitesi ve EMI filtresi, indüktör akımındaki yüksek frekansları bastırır.

Böylece, giriş akımı I_{in} , indüktör akımının düşük frekanslı bir bileşeni haline getirir.

$$I_{in} = I_L - 50 \quad (3.10)$$

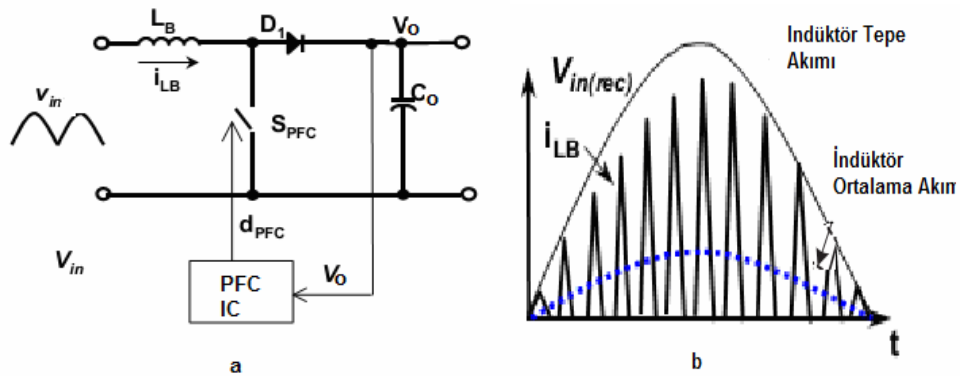
$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{T - t_1}{T} \frac{V_{out}}{I_L - 50} \quad (3.11)$$

Eşitliklerde Z_{in} giriş empedansıdır. PF, Z_{in} empedansı sabit ya da 50/60 Hz frekansında çok az değişim gösterdiğinde “1” değerine yakın olur.

Maliyet açısından oldukça avantajlı olduğundan CCM yükseltici dönüştürücü PFC devrelerinde en yaygın kullanılan topolojilerden biridir.

Devredeki kayıpların azaltılması için en etkili yöntem çıkış diyodunun seçimidir. Bu diyotlar klasik diyotlara göre daha yüksek ileri yönde iletim gerilimi ve daha kısa ters yönde toparlanma zamanlarına sahip olmalıdır. CCM çalışma yönteminin tepe akımı ve rms akımı gibi avantajları olsada, önemli eksiklikleri de vardır. Hard reverse recovery nedeniyle, çıkış diyodunda, MOSFET anahtar iletime geçtiğinde, yüksek frekanslı EMI harmonikleri ortaya çıkar. Yüksek güçlü tasarımlarda, çıkış diyodu ultrafast, soft recovery tipinde olmalıdır. Aksi halde diyodun ters yönde anlık akım değeri ve anahtarlama elemanının iletime geçme akımlarını yumuşatması için rezonans söndürücü devrelere ihtiyaç duyulur. Ek olarak minimum harmonik distorsiyon ve maksimum PF elde edilmesi için karmaşık harici devrelere ihtiyaç duyulabilir[37].

3.2.1.2 Süreksiz İletim Modlu(DCM) Yükseltici PFC



Şekil 3.14 DCM yükseltici PFC basitleştirilmiş şema(a) ve dalgaşekilleri(b) [37]

Süreksiz iletim modlu (discontinuous conduction mode-DCM) PFC dönüştürücülerde, anahtarlama elemanı PFC bobini üzerindeki akımın sıfıra düştüğü durumda

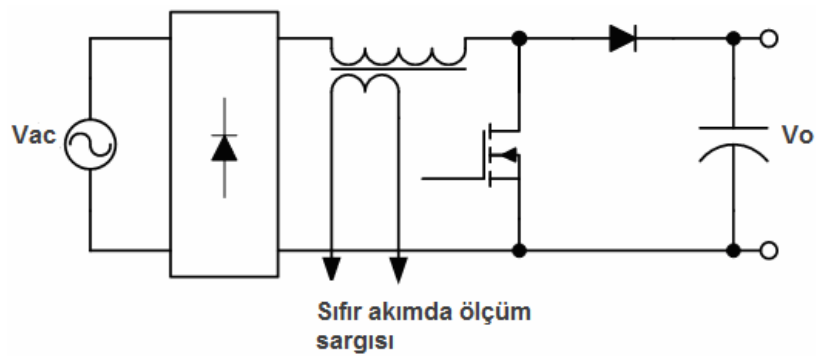
anahtarlanır ve indüktör akımı arzu edilen referans değere ulaştığında anahtarlama kesilir. Bu çözüm ile, giriş akımı dalga şekli, giriş gerilimini takip eder ve PFC değeri birim değere yaklaşır. Şekil 3.14’de DCM PFC devre şeması ve dalga şekilleri verilmiştir.

Süreksiz iletim moduna sahip yükseltici dönüştürücüler 300W ve daha düşük güçlü SMPS uygulamalarında kullanılabilir. CCM dönüştürücüler ile karşılaştırıldığında DCM dönüştürücülerde daha büyük nüveler kullanılır. Yüksek indüktör akım dalgalanmalarından ötürü deri etkisi (skin effect) kayıpları artar. Dalgalanmaların fazla olması nedeniyle daha büyük giriş filtresine ihtiyaç duyulur. Diğer yandan sıfır akımda anahtarlama yapıldığından daha ucuz diyotlar kullanılabilir[37]

3.2.1.3 Kritik İletim Modlu(CrM) Yükseltici PFC

Şekilde CrM mod yükseltici tipi PFC devresi gösterilmiştir. Güç katı topolojisi herhangi bir yükseltici dönüştürücü ile aynıdır. İlave olarak indüktörde, sıfır akımda ölçüm (zero current sense-ZCS) sargısı ile akım ölçüm işlemi gerçekleştirilir. İndüktör üzerindeki akım sıfıra düştüğünde yeni bir anahtarlama çevrimi başlar.

Birim güç faktör düzeltimi için sabit iletim zamanı kontrol kuralı kullanılır. MOSFET iletim zamanı tüm çevrimlerde sabit tutulur. Bunun sebebi sıfır akıma yakınlığında MOSFET’in iletme sokulması ve indüktör akımı tepe değerinin şebeke gerilimi ile orantısını korumaktır.

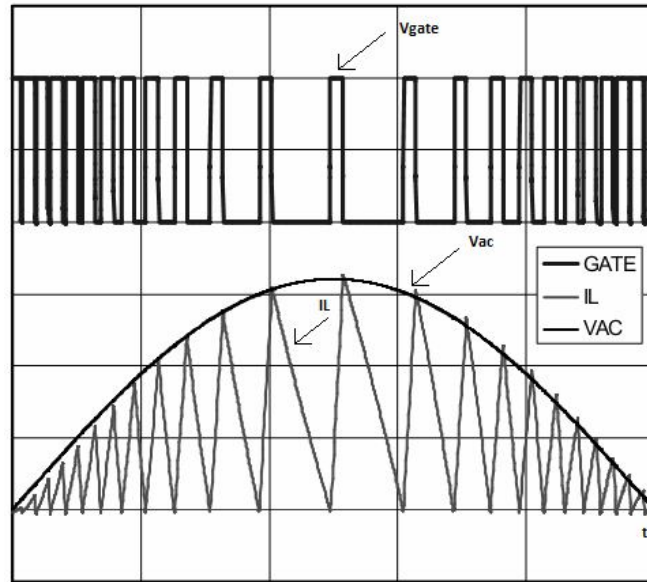


Şekil 3.15 CRM yükseltici PFC şema[38]

Kritik iletim modu veya geçiş iletim modu (boundary conduction mode-BCM) adı verilen PFC dönüştürücüler 300W’a kadar olan AC/DC kaynaklarda uzun zamandır kullanılmaktadır. Daha yüksek güç uygulamalarında CCM tipi dönüştürücüler önceki bölümlerde anlatılan özelliklerinde dolayı daha yaygın şekilde kullanılırlar. CCM tipi

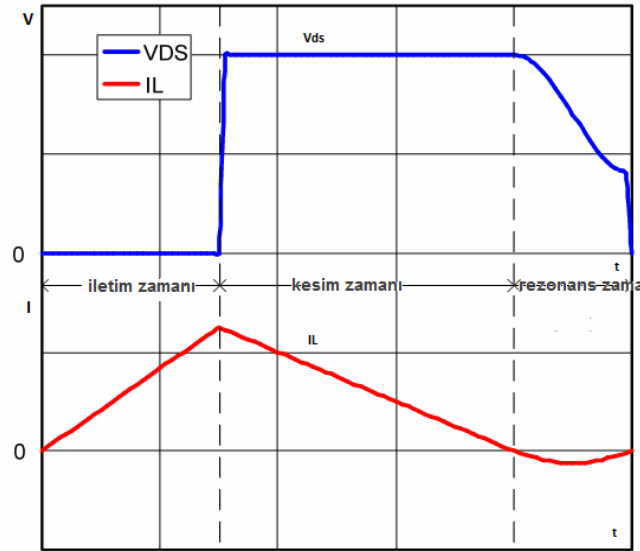
dönüştürücülerde, sert anahtarlama yapılmasından dolayı oluşan güç kayıpları ve ortak mod EMI gürültüleri gibi eksiler vardır. Bu verim artırımı ve EMI azaltımı için silikon diyotlar kullanılıp reverse recovery zamanı artırılmalıdır. Fakat bu diyotların seçimi maliyeti artırır [38].

Diğer yandan CrM mod güç faktörü düzelticilerde, MOSFET diyottaki akım sıfır olduğunda anahtarlanır. Böylece sıfır akımda anahtarlama ile daha ucuz diyotlar kullanılabilir. Bu avantajların yan etkisi ise değişken anahtarlama frekansı ve yüksek tepe akım değerleridir. Şekil 3.15’de CrM yükseltici tipi PFC dönüştürücünün MOSFET gate gerilimi ve indüktör akım dalga şekilleri gösterilmiştir. I_L indüktör akımı, V_{ac} giriş gerilimi, V_{gate} ise MOSFET anahtarlama gerilimidir.



Şekil 3.16 CrM MOSFET gate ve indüktör akımı dalga şekli[36]

CCM yükseltici PFC’ nin anahtarlama periyodu iletim zamanı ve kesim zamanı olarak ikiye bölünmüştür. CrM yükseltici PFC buna bir üçüncü bir bölüm ekler. Genelde önemsenmeyen fakat belirgin olan bu bölümde, diyot iletime geçtikten sonraki zaman aralığı üçüncü bölgeyi oluşturur. Bu zaman aralığı anahtarlama düğümündeki parazitik kapasite ile yükseltici bobininin oluşturduğu rezonans frekansı olarak tanımlanır. Şekil 3.16’da bu bölümlerin grafiksel gösterimi verilmiştir. V_{DS} MOSFET drain-source gerilimi, I_L indüktör akımıdır.



Şekil 3.17 CrM, Mosfet drain-source gerilimi ve indüktör akımı[36]

İletim zamanı her bir hat çevriminde sabit kalsada, kesim zamanı şebeke geriliminin anlık gerilim değeri ile değişkenlik gösterir. MOSFET kesime geçtiğinde, giriş gerilimi ve çıkış gerilimi arasındaki farkla orantılı bir şekilde indüktör akımı azalmaya başlar. Giriş geriliminin tepe yaptığı nokta ile çıkış gerilimi arasındaki fark en az olduğunda, daha düşük bir eğim ile indüktör akımı azalır ve daha uzun kesim süresi olur. Böylece AC tepe değerinde daha düşük bir frekans ortaya konulur. Kesim zamanı sonunda, indüktör akımı sıfıra ulaşır ve yükseltici dönüştürücü diyodu tıkamaya geçer. Bu sıralama CrM' in en büyük avantajıdır. Bu sayede ucuz silikon diyotlar kullanılabilir. İndüktör akımı sıfıra indiğinde, dönüştürücü rezonans zaman aralığına girer. Bu rezonans tankı süren gerilim, çıkış ve girişin anlık gerilim değerleri arasındaki farktır. Giriş gerilimi çıkış geriliminin yarısından fazla ise anahtarlama düğümü rezonansa girer. MOSFET ilettime geçtiğinde üzerindeki gerilim sıfır olmadığından kapasitif enerji toprağa akıtılır. Buda mosfetin üzerinde harcanan gücün artmasına sebep olur. Bu kaybın azalması için kesim zamanı sırasındaki en düşük drain-source geriliminde MOSFET'in ilettime geçirilmesi sağlanır. Rezonans gerilimi vadi noktası, indüktör akımı sıfıra düştüğü andan itibaren, rezonans çevriminin yarisı kadar sonra oluştuğundan, anahtarlama frekansı hesaplanmasında bu süre dikkate alınmalıdır. İletim zamanı, kesim zamanı ve rezonans periyodunun yarısı toplanıldığında anahtarlama periyodu ve anlık giriş gerilimi arasındaki ilişki bulunabilir. Eşitlik (3.12), (3.13) ve (3.14)'de P_{out} çıkış gücü, L indüktans değeri, $V_{in,RMS}$ giriş geriliminin RMS değeri, η güç kaynağının verimi, t_{on}

iletim zamanı, t_{off} kesim zamanı, $t_{YARI-RES}$ rezonans zamanının yarı değeri, V_{OUT} çıkış gerilimi, V_{IN} giriş gerilimi olarak verilmiştir. Bu değerlerin kullanılmasıyla yukarıda anlatılan bilgilerden anahtarlama zamanı hesaplanabilir. İletim zamanı eşitlik (3.12)'den,

$$t_{on} = \frac{2 \cdot L \cdot P_{out}}{\eta \cdot V_{in,RMS}^2} \quad (3.12)$$

kesim zamanı eşitlik (3.13)'den,

$$t_{off} = \frac{V_{IN}(t)}{V_{OUT} - V_{IN}(t)} \cdot t_{ON} \quad (3.13)$$

rezonans zamanı eşitlik (3.14)'den,

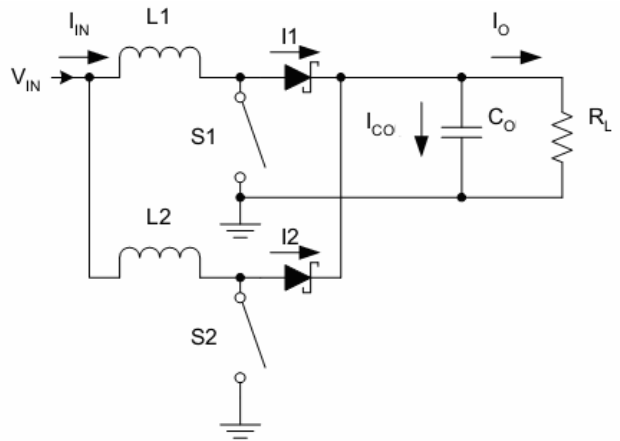
$$t_{YARI-RES} = \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_{RES}} \quad (3.14)$$

bulunur. Eşitlik (3.15)'den anahtarlama zamanı,

$$t_{anahtarlama} = t_{ON} + t_{OFF} + t_{YARI-RES} = \frac{V_{OUT}}{V_{OUT} - V_{IN}(t)} \cdot \frac{2 \cdot L \cdot P_{OUT}}{\eta \cdot V_{IN,RMS}^2} + \pi \sqrt{L \cdot C_{RES}} \quad (3.15)$$

olarak hesaplanabilir.

3.2.1.4 Ayrıştırılmış PFC



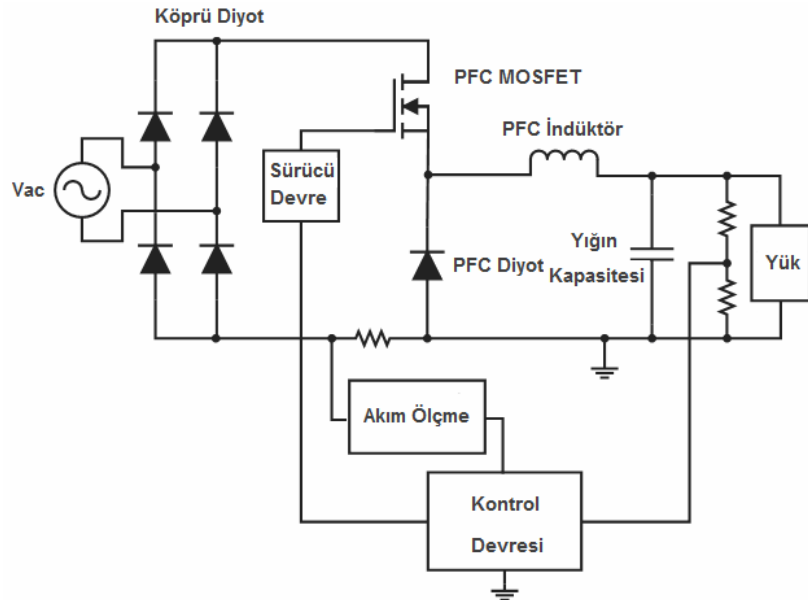
Şekil 3.18 Ayrıştırılmış PFC şema [38]

Ayrıştırılmış (interleaved) yükseltici dönüştürücü dönüştürücü, 180 derece faz farkı ile anahtarlanan iki adet yükseltici dönüştürücüden oluşan bir yapıdır. Şekil 3.17'de

ayrıştırılmış yükseltici tip PFC dönüştürücü basitleştirilmiş şeması gösterilmiştir. Giriş akımı, L_1 ve L_2 indüktör akımlarının toplamıdır. Aralarındaki faz farkından dolayı, indüktör akımlarının dalgalanmalarının birbirlerini azaltıcı yönde etkisi vardır. En iyi dalgalanma azaltımı %50 görev çevrimi ile elde edilir. Ayrıştırılmış PFC ile anahtarlama frekansı azaltılabilir. Azalan anahtarlama frekansı indüktans değerinin artırılmasına olanak verir. Bunun sonucu olarak akımdaki dalgalanmalar azalır. Düzgün hesaplamalarla EMI filtre boyutu azaltılabilir. RMS akımı yarıya düşer ve bu nedenle çıkış kapasitesindeki stres azalır. Çok yüksek güçlü uygulamalarda, indüktans değeri artacağından, indüktans boyutu da artar. Bu nedenle çok yüksek güçlü uygulamalar için pek uygun bir topoloji değildir. Anahtarlama frekansının çok azaltılması da indüktans boyutunun büyümesine neden olur[38].

3.2.2. Alçaltıcı PFC

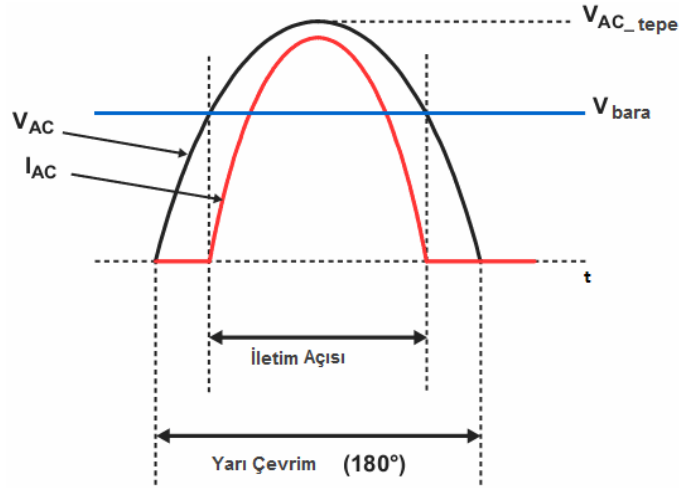
Alçaltıcı (buck) dönüştürücüde, DC çıkış gerilimi, doğrultulmuş giriş geriliminden daha düşüktür. Şekil 3.18’de alçaltıcı PFC devresi gösterilmiştir. Bu yapı AC şebeke ve köprü doğrultucuya bağlanmış klasik bir alçaltıcı dönüştürücüdür. Bu topolojide çıkış gerilimi, minimum AC gerilim tepe değerinden daha düşük bir seviyeye ayarlanır.



Şekil 3.19 Alçaltıcı PFC şema[35].

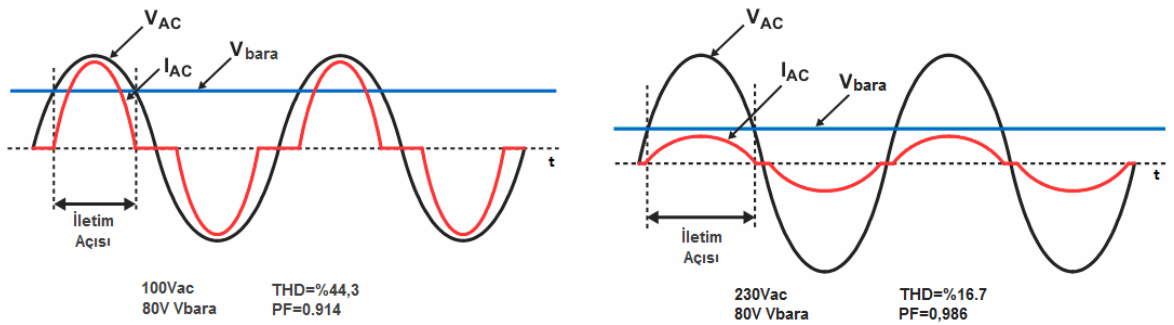
Anlık AC giriş gerilimi, çıkış bara geriliminden büyük olduğunda PFC katı ileri yönlü çalışır ve AC girişten akım çekilir. AC giriş gerilimi, bara geriliminden düşük olduğunda,

köprü doğrultucu ters kutuplanır ve AC hattan bir güç çekilmez. Şekil 3.19’da alçaltıcı PFC giriş akımı ve gerilim dalga şekli ile AC gerilimin bara geriliminden yüksek olduğu süreyi belirten iletim açısı gösterilmiştir.



Şekil 3.20 Alçaltıcı PFC giriş akım ve gerilim dalga şekli[35].

Alçaltıcı PFC katı ters yönelimli olduğunda AC şebeke akımında çapraz geçiş distorsiyonu oluşur. Fakat çoğu uygulamada bu bozulma THD ve PF performansı açısından kabul edilebilir seviyelerdedir. Şekil 3.20’de gösterilen dalga şekillerinden, daha yüksek giriş gerilimlerinde çapraz geçiş bozulmasının etkilerinin azaldığı görülmektedir.



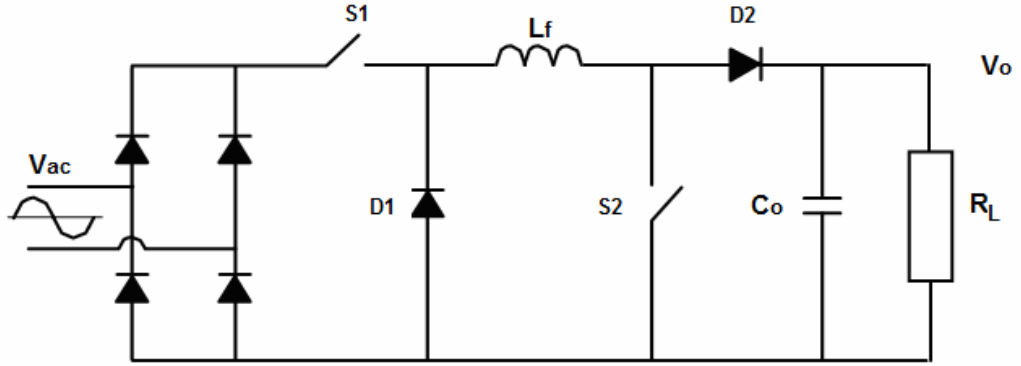
Şekil 3.21 Alçaltıcı PFC dönüştürücüdeki giriş gerilimine göre akım dalga şeklinin değişimi[35]

Alçaltıcı PFC, bara geriliminin kontrolü için harici bir gerilim kontrol döngüsünü ihtiyaç duyar. Ortalama akım şeklini ise dahili akım kontrol döngüsü ile yapar. Dıştaki gerilim döngüsü, içteki akım döngüsüne, şebeke ve yük değişimlerine göre bara geriliminin ayarlanma bilgisini verir. Bu döngü yavaş cevap ve düşük bandgenişliğine sahiptir.

Böylece çıkış gerilimindeki dalgalanmalara tepki vermez, bunun yanısıra giriş akımında iyi bir PF elde edilir. Fakat anahtarlama dalgalanmalarının bastırılması ve makul bir PF düzeltimi için büyük filtreler gereklidir[35].

3.2.3 Alçaltıcı-Yükseltici PFC

Alçaltıcı-yükseltici tip PFC devresinde çıkış gerilimi giriş geriliminden az veya çok olabilir. Bu dönüştürücü alçaltıcı ve yükseltici topolojisini birleştiren bir yapıdır. Alçaltıcı-yükseltici dönüştürücü yapısıyla yüksek PF değerlerine ulaşılabilir. Şekil 3.21’de alçaltıcı-yükseltici tip PFC dönüştürücü şeması verilmiştir.



Şekil 3.22 Alçaltıcı-yükseltici tip PFC dönüştürücü şeması[39].

Alçaltıcı-yükseltici tip PFC dönüştürücünün iki farklı çalışma koşulu vardır. V_o çıkış geriliminin, $\sqrt{2}V_{ac}$ ’den büyük olduğu durumda yükseltici tip PFC dönüştürücü gibi davranır. Bu koşulda çıkış gerilimi her zaman şebeke geriliminden büyük olmalıdır. Yükseltici çalışma durumunda S_1 anahtarı iletimde ve D_1 diyodu tıkamadadır. Böylece dönüştürücü yükseltici tip gibi davranır. Şebeke gerilimi çıkıştan düşük olduğu durumda S_2 anahtarı kesime gider. D_2 diyodu tıkamaya geçer. Alçaltıcı dönüştürücü gibi kullanılır. Böylece ortalama akım kontrol yöntemiyle yüksek güç faktörü elde edilir[39].

3.2.4 Yükseltici ve Alçaltıcı Topoloji Karşılaştırması

Yükseltici alçaltıcı topolojiler karşılaştırıldığında birbirlerine göre üstün ve zayıf olduğu yönler bulunmaktadır. Bölüm 3.2.4'te bu topolojilerin özellikleri incelenmiş ve avantaj ve dezavantajları karşılaştırmalı olarak belirtilmiştir.

Yükseltici PFC performans avantajları ve özellikleri

Yükseltici tip PFC topolojisinin aktif PFC yapılarında yaygın bir şekilde kullanılmasının birçok nedeni vardır. Yükseltici tip PFC' lerde düşük THD ve olabilecek en iyi PF değeri elde edilir. Giriş geriliminden daha yüksek bir çıkış gerilimi üretildiğinden, hacimsel olarak verimli yığın (bulk) kapasitelerinin kullanılmasını ve iyi bir bekleme zamanı (hold-up time) elde edilmesini sağlar. Yükseltici tipi topolojiler, devre yapısı açısından oldukça basittir ve anahtar üzerinden akım ölçümü ile kontrol kolaylığı sağlar. Yaygın olarak kullanılmasından dolayı, bu topolojiye uygun IC sayısı ve tasarım yöntemi seçeneği oldukça fazladır.

Yükseltici tip PFC devresinin avantajlarının yanı sıra tasarıma olumsuz etki eden yanları da vardır. Topoloji gereği çıkış gerilimi her zaman AC giriş geriliminin tepe değerinden fazla olmalıdır. Yüksek primer gerilimi regülasyonu ve düşük gerilimli çıkış katları arasında izolasyon gereksinimi duyar. Çıkış gerilimi oldukça yüksek olduğundan ortak mod EMC gürültüsüne neden olur. Başlangıçta ani sıçrama (inrush) akımı sınırlaması olmayışından, kayıplı ve maliyetli bir kontrol mekanizması kullanılmasına neden olur. Düşük giriş gerilimlerinde, AC giriş gerilimi ile PFC çıkış gerilimi arasındaki fark nedeniyle, verimde azalma görülür. Buna bağlı olarak PFC bobini üzerinde ısınma problemleri yaşanabilir[35].

Alçaltıcı PFC performans avantajları ve özellikleri

Diğer bir PFC topolojisi olan alçaltıcı tip PFC yapısında çıkış gerilimi her zaman giriş geriliminden düşüktür. Alçaltıcı tip PFC ile daha kullanışlı güvenlik mesafesi, güvenilir ve sağlam bir PFC devre yapısı oluşturulabilir. Çıkış geriliminin düşük olmasından dolayı düşük ortak mod gürültüsü sağlanır. Alçaltıcı topoloji ile daha düşük maliyetli MOSFET kullanılması imkanı verir. Giriş çıkış gerilim farkının az olmasıyla, daha düşük induktans değeri kullanılabilmesi ve düşük gerilimlerde performans ve kontrol kolaylığı sağlar. İnrush akımı sınırlamasına sahip olduğundan ilave bir sınırlama devresine gerek

duyulmaz. Alçaltıcı kontrol yapısının kararlılığı ve basitliğinden ötürü iyi bir THD ve PF performansı gösterir.

Alçaltıcı PFC'nin Dezavantajları

Topoloji yapısı nedeniyle AC şebeke akımındaki çapraz geçiş bozulması THD ve PF seviyelerini sınırlar. Çıkış gerilimi düşük seviyelerde olduğundan, enerji depolayan pasif elemanlarda hacimsel büyümeye ve bekleme zamanının az olmasına sebep olur. Çok yaygın kullanılan bir topoloji olmadığından kullanılabilir IC azlığı ve tasarımcılara yardımcı olabilecek kaynakların sınırlı olması bu topolojinin en büyük dezavantajlarından biridir[35].

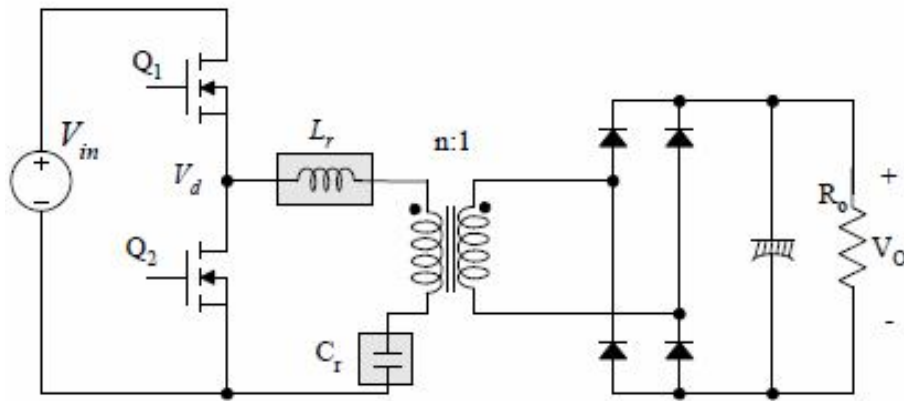
LLC REZONANT DÖNÜŞTÜRÜCÜ TOPOLOJİSİ

SMPS' lerde daha yüksek güç yoğunluğu elde etme çalışmaları pasif elemanların boyutları nedeniyle sınırlanmaktadır. Yüksek frekanslarda anahtarlama ile pasif elemanların boyutları azaltılarak güç yoğunluğu artırılabilir. Fakat yüksek frekanslarda artan anahtarlama kayıpları bu çözüm yöntemini de sınırlandırmaktadır. Anahtarlama kayıplarını azaltmak ve anahtarlama frekansını artırarak daha fazla güç yoğunluğuna ulaşmak amacıyla rezonans dönüştürücüler ortaya konulmuştur. Bu tekniklerle sinüzoidal davranışlı bir güç dönüşüm işlemi yapılarak, anahtarlama elemanları üzerindeki kayıplar ve gürültüler azaltılır.

Daha önce anlatıldığı üzere transformatörler ve filtrelerde kullanılan indüktans bobinlerinin hacmi ve ağırlığı frekansla ters orantılıdır. Bu nedenle güç elektroniği devrelerinin boyutlarını, ağırlığını ve maliyetini düşürmek üzere anahtarlama frekansının çok yüksek frekans değerlerine yükseltilmesi düşünülmektedir. Fakat çıkılabilecek en yüksek frekans değeri, anahtarlama gerilimlerinin, anahtarlama kayıplarının ve anahtarlama nedeniyle oluşan EMI'lerin kabul edilebilen en yüksek değerleriyle sınırlı olacaktır. Anahtarlama dönüştürücülerde, anahtarlama geriliminin azaltılması için söndürücü devreler kullanılır. Bu tür devrelerde anahtarlama sırasında meydana gelen anahtarlama kayıpları söndürme devrelerine aktarılmakta bu nedenle toplam verimde herhangi bir artış sağlanamamaktadır[4].

Rezonant dönüştürücülerde, söndürücü devrelerin sağladığı işlevin tam tersi yönde, anahtarlama sırasındaki anahtarlama akımı veya geriliminden herhangi biri sıfır yapılmaya çalışılarak anahtarlama kayıpları ve EMI sorunlarının önüne geçilmek istenir.

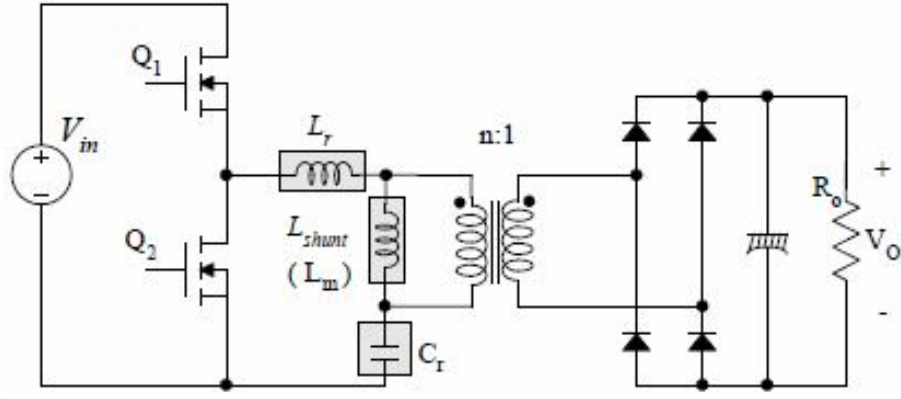
Rezonant dönüştürücüler arasında en basit ve popüler dönüştürücü tipi LC seri rezonant dönüştürücüdür. Bu yapıda L-C rezonant güç bloğu ve yük, gerilim bölücü olarak davranır. Rezonant yapının giriş gerilimi değiştirilerek, aynı yapının empedans değeri de değiştirilir. Giriş gerilimi bu empedans değeri ile çıkış yükü arasında paylaşılır. Gerilim bölücü olmasından dolayı LC seri rezonant yapıların kazancı her zaman 1'den küçüktür. Şekil 4.1'de LC rezonant dönüştürücü yapısı gösterilmiştir. V_{in} giriş gerilimi, Q_1 ve Q_2 anahtarlama elemanları, L_r rezonans indüktansı, C_r rezonans kapasitesi, n sarım sayısı, V_o ve R_o çıkış gerilimi ve yükü temsil etmektedir.



Şekil 4.1 LC rezonant dönüştürücü[40]

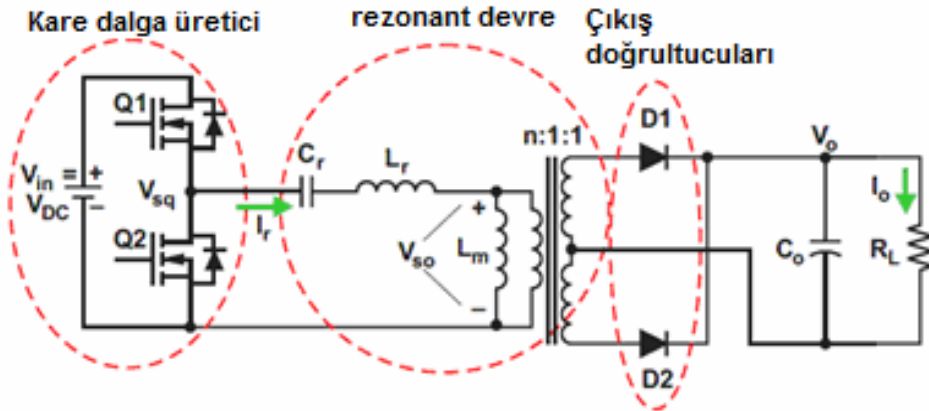
Düşük çıkış yüklerinde, yansıyan yükün empedansı rezonant güç bloğunun empedansına göre daha büyük bir değer alır. Bu durumda bütün gerilim yük tarafına kayar. Sonuç olarak çıkış katının regülasyonu oldukça zor bir hale gelir. Teorik olarak yüksüz durumda frekans sonsuza gider.

LC yapının yukarıda bahsedilen dezavantajlarının önüne geçmek amacıyla LLC seri rezonant dönüştürücü topolojisi ortaya konulmuştur. Şekil 4.2'de LLC dönüştürücü yapısı gösterilmiştir.



Şekil 4.2 LLC rezonant dönüştürücü[40]

LLC topolojisi, LC yapının geliştirilmiş halidir. Bu yapıda, şekil 4.3'deki gibi LC yapının arasına bir L_M paralel indüktör yerleştirilir. Kullanılan bir çok pratik yaklaşımda bu paralel indüktör, trafonun magnetizing indüktörü ile gerçekleşir. LLC ile LC arasındaki en temel fark magnetizing indüktörünün değeridir.



Şekil 4.3 LLC yapısındaki bloklar[41]

Q_1 ve Q_2 anahtarları, her bir anahtar için %50 görev çevrimi olacak şekilde bir kare dalga üretirler. Geçişler sırasında küçük bir ölü zamana ihtiyaç duyulur. Bunun sebebi çapraz iletim problemlerinin önüne geçmek ve ZVS' ye ulaşmak için yeterli zamanı sağlamaktır.

Rezonant devre, rezonans kapasitesi C_R , seri rezonans indüktansı L_R ve trafonun magnetizing indüktansı L_M 'den oluşmaktadır. Trafonun sargı oranı ise n' dir. Rezonant güç bloğu, elektrik akımının dolaştığı ve sonuç olarak enerjinin dolaşarak trafo üzerinden çıkışa aktarıldığı kısımdır.

Çıkış katında, AC girişi DC çıkışa dönüştürmek için tam köprü doğrultucu kullanılmıştır. Çıkış kapasitörü doğrultulmuş gerilim ve akımı düzleştirerek çıkış yüküne aktarır.

LLC dönüştürücü ile çıkış, geniş bir giriş gerilimi aralığında ve farklı yük koşullarında regüle edilebilir. Bütün çalışma koşullarında ZVS'ye ulaşabilir. Yumuşak anahtarlama ile anahtarlama elemanları üzerindeki stres azaltılabilir.

LLC rezonant topoloji kullanılarak geniş yük aralıklarında ZVS elde edilebilir. Çalışma frekansı, rezonans frekansından düşük olduğu durumlarda çıkışta ZCS elde edilebilir. Böylece, küçük kesim akımından dolayı daha az kesim kayıpları, doğrultucularda daha az gerilim stresi, hold-up zamanında 1'den büyük gerilim kazancının elde edilebilmesi gibi özelliklerden yararlanılabilir.

Rezonant dönüştürücülerin analizinde yaygın olarak ilk harmonik yaklaşımı (first harmonic approximation-FHA) yöntemi kullanılır. Bu yöntem ile kabul edilebilir tasarım sonuçlarına ulaşılmaktadır. FHA, kazanç ve giriş-çıkış transfer fonksiyonunun çıkarılmasında kullanılmaktadır. Bu yöntemde,

- Giriş gerilimi ve akımı, ana frekansları ile birlikte kare dalga olarak temsil edilir. Bütün yüksek dereceden harmonikler ihmal edilir.
- Çıkış kapasitesinin etkileri ve sekonder tarafındaki kaçak indüktans ihmal edilir.
- Sekonder değişkenleri primer kısımda tanımlanır.
- Çıkış katındaki gerilim ve akım temel frekansları esas alınarak primer tarafında temsil edilir. Bütün yüksek dereceden harmonikler ihmal edilir.

FHA kullanılarak elde edilen sistem modelinden transfer fonksiyonu çıkarılarak kazanç bağıntısı çıkarılmaktadır. Elde edilen kazanç bağıntısı kompleks bir yapıya sahip olduğu için pratik yapıların tasarlanmasında zorlukların ortaya çıkmasına neden olur. Bu nedenle farklı kazanç değerleri için LLC dönüştürücü kazanç eğrileri çizdirilerek, manyetik elemanın tasarımında referans alınır. LLC dönüştürücü rezonans frekansının altında veya üzerindeki frekanslarda çalışabilir. LLC dönüştürücüde çıkış gücü arttıkça çalışma frekansı azalmaktadır. Rezonans frekansının altındaki bölgelerde çalışma, sekonder tarafındaki doğrultucularda, rezonant güç bloğu üzerindeki yüksek akıma rağmen yumuşak iletme izin verir. Bu akım, çalışma frekansı alt noktalara indikçe daha

yüksek bir seviyeye gelir. Bu nedenle LLC rezonant topolojide çalışma frekansının alt ve üst limitlerinin ayarlanması, transformatörün saturasyona gitmesinin engellenmesi açısından önemlidir[41].

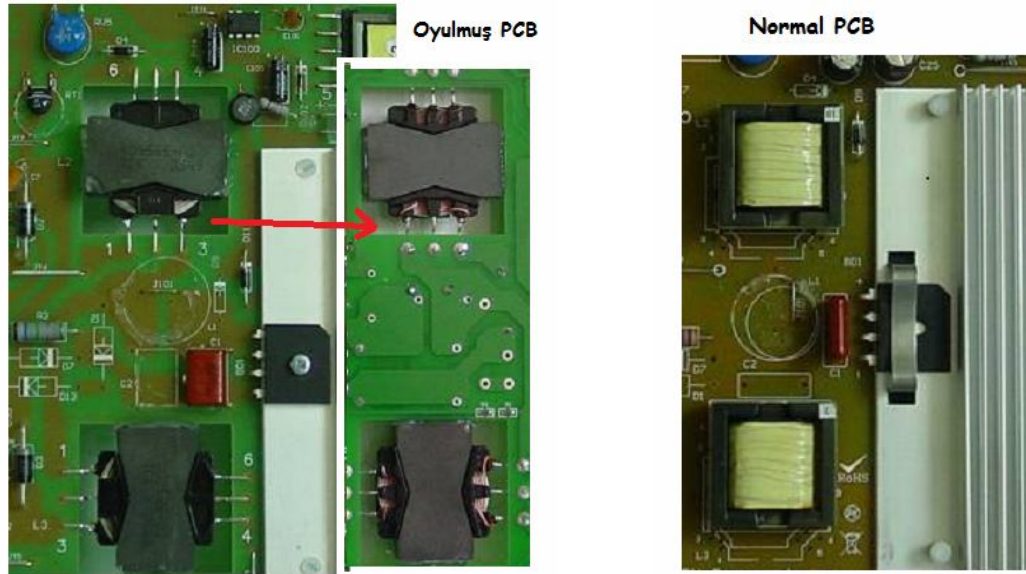
TELEVİZYONLARDA GÜÇ YOĞUNLUĞU OPTİMİZASYONU

TV’lerde güç yoğunluğu kavramı, güç kartlarından elde edilen güç ile gücün elde edildiği kart boyutları arasındaki ilişkiyi tanımlamaktadır. Güç yoğunluğunun artırılması adına birçok yönteme başvurulabilir. Fakat kullanılan bu yöntemlerin sisteme olan olumsuz etkilerini belli sınırlar çerçevesinde tutmak adına iyileştirme çalışmalarına ihtiyaç vardır. Bu çalışmaların esas odak noktası, güç yoğunluğu kavramına doğrudan etki eden yapıların optimizasyonudur.

5.1 Topoloji Ve Malzeme Seçimi

Güç modüllerindeki boyut ve ağırlık azaltımına olan artan talep, ince profil güç kaynaklarında güç yoğunluğu konusunda önemli gelişmelerin olmasını sağlamıştır. Güç yoğunluğu kavramı güç kartı boyutlarından bağımsız olarak düşünülemez. Güç yoğunluğu optimizasyonu, devre bazında iyileştirmeler, yüksek anahtarlama frekanslarında çalışma, manyetik eleman tasarımları, yumuşak anahtarlama teknikleri, komponent seçimi gibi araştırmaların yapılması ve geliştirilmesiyle mümkün olmuştur.

Güç yoğunluğu incelenen TV güç kaynakları dikkate alındığında 10mm ve altındaki güç kaynaklarında PCB üzerinde oyma işlemine başvurulduğu görülmüştür. Şekil 5.1’de bu işlemin uygulandığı iki farklı güç kartı yapısı gösterilmiştir. Profil derinliği ince olan bu güç kaynaklarında oyma işleminin kullanılmasının sebebi maliyet ve kullanılacak malzeme limitleridir. İncelenen TV güç kartlarında, güç katını oluşturan topolojilerde kullanılan pasif elemanların, yükseklik limitinin azaltılmasını engelleyen başlıca elemanlar olduğu görülmüştür.



Şekil 5.1 Oyma işlemi olan ve olmayan PCB örnekleri

5.1.1 Pasif Eleman ve Soğutucu Seçimi

Bir TV güç kaynağının yükseklik tasarım limiti azaltıldığında, sınırlayıcı en önemli unsur pasif elemanların boyutlarıdır. Kapasite, bobin ve transformatör, yükseklik limitini zorlayıcı, pasif eleman grubunu oluştururlar.

PFC çıkışında kullanılan ve genelde yığın (bulk) kapasitesi olarak anılan kondansatör, yükseklik limitini zorlayan elemanların başında gelir. Bu kapasite diğer dönüştürücülerin giriş gerilimi dalgalanması azaltır. Buna ek olarak, regüle edilmiş kaynak, regüleli çıkış gerilimini sağlamaya devam ederken ani bir güç kesintisinde oluşacak alternatif giriş geriliminin yokluğu durumunda gecikme zamanı (hold up time) sağlar. Verilen bir kapasite değeri için, kondansatör hacminin gerilim değeriyle orantılı olduğu ve enerji depolama özelliğinin de gerilim değerinin karesi ile doğru orantılı olduğu göz önünde bulundurulmalıdır. Ayrıca bu kapasite seçilirken kapasitenin sıcaklık ve etkin akım değerleri de tasarıma uygun seçilmelidir[4]. Dönüştürücülerde kullanılan çıkış filtre kondansatörlerinin eşdeğer seri dirençleri (equivalent series resistance-ESR) olabildiğince düşük olmalıdır. Yüksek anahtarlama frekanslı uygulamalarda ESR, çıkış gerilimlerinde dalgalanmaların tepe ve etkin değerlerine önemli bir etki yapar. Yükteki basamak biçimindeki bir değişimin, çıkış geriliminin tepe değerini değiştirmesi kapasitenin ESR değerine bağlıdır[4]. Daha alçak kapasitelerin etkin akım değerleri, boyutuyla doğru orantılı olarak azalmaktadır. Yükün arttığı durumlarda çıkış

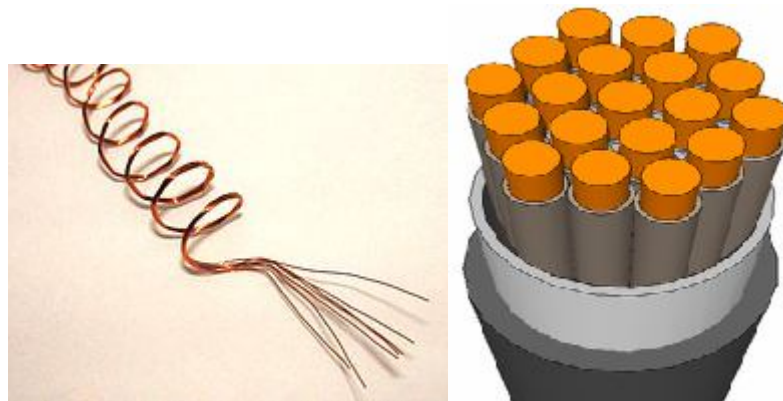
kapasiteleri üzerindeki stresin azaltılması için, alçak yapılarda bir yerine birden fazla kapasite takılarak çözüme gidilmektedir. Çıkış kapasitelerinin seçiminde geri dönüşlü dönüştürücüde rms akımlarının tepe değerlerinin yüksek olacağı simülasyon sonuçlarından öngörülmüştür.

Bir diğer alçak tasarımı zorlayan pasif eleman ise transformatör ve bobindir. Bobin ve trafo çekirdekleri için kullanılan manyetik malzemelerin sonlu elektriksel iletkenliğe bağlı olarak girdap akım kayıpları ve histerisiz kayıplar olmak üzere iki çeşit elektriksel kayıpları vardır. Yüksek frekanslı çalışma, yüksek elektriksel direnç ve buna bağlı olarak sadece manyetik kayıpları olan feritlerin kullanılması gerekir.

Manyetik çekirdekler hemen hemen her uygulamaya uygun şekil, boyut ve malzeme açısından zengin bir çeşitliliğe sahiptir. Yükseklik limiti alçaldıkça bu çeşitlilik sınırlanır. Bunun asıl sebebi manyetik çekirdeklere uygun plastik kılıf seçeneklerinin azalmasıdır.

Bir bobin ya da transformatörün izin verilebilir maksimum sıcaklığı yaklaşık olarak 100 C'de hem manyetik malzeme hem de sargı yalıtım malzemesi açısından sınırlandırılmıştır. Sıcaklığın sınırlanması elemanın yüzeyden çevreye olan ısıl direnci ile birlikte bileşendeki ortalama güç kaybını sınırlar. Güç kaybı yoğunluk sınırlaması, bakır sargılardaki maksimum tepe değerli alternatif akım akı yoğunluğuna dönüşür.

Yüksek frekanslardaki bakır sargı kayıplarını en aza indirmek için Litz teli kullanılması ve transformatör primer sekonder sargılarının bölümlere ayrılmasını da içeren özel yöntemler kullanılabilir[4]. Şekil 5.2'de Litz teli gösterilmiştir.



Şekil 5.2 Litz Teli[1]

Güç yoğunluğu optimizasyonu sırasında sıcaklık değerlerini de üreticilerin verdiği sınırlar içinde tutmak esastır. Güç yarıiletkenlerinin (MOSFET, BJT vb..) spesifikasyonları dışına çıkmamak adına çeşitli ısı transferi yöntemleri vardır.

Elemanın çalışması sırasında veri sayfalarında verilen maksimum jonksiyon sıcaklıkları aşılmamalıdır. Isı enerjisi soğutucuya monte edilmiş güç elektroniği elemanın iç kısmından dışına iletim yoluyla akar. Bu amaçla soğutucuların yüzey alanı, birkaç iterasyon yapılarak, maksimum jonksiyon sıcaklığını aşmayacak şekilde ve güvenilir olması adına bu değerden daha aşağıda bir sıcaklık değeri hedeflenerek belirlenmelidir. Güç kaynağının ısı akışının sağlanması adına, ısınması öngörülen malzemelerin birbirinden ayrı konumlandırılması ve kullanılacak yapıdaki hava akışını engellemeyecek şekilde konulması, sıcaklık kontrolü açısından oldukça önemlidir. Primer tarafında kullanılan anahtarlama elemanları ve sekonder tarafında kullanılan doğrultucu diyotlar soğutucuya ihtiyaç duyan ana elemanlardır.

5.2 Topoloji ve İletim Modu Seçimi

Güç kaynağı tasarımında, tüm uygulamalara mükemmel bir şekilde uyan bir topoloji yoktur. Fiyat, boyut, hacim, performans kriterleri göz önüne alınarak uygulama için doğru olacak anahtarlama güç kaynağı topolojisi seçilir. Örnek vermek gerekirse yüksek hacimli tasarımlarda, kullanılabilecek komponent seçeneğinin fazla olması nedeniyle, maliyeti azaltıcı birden çok topoloji denenebilir. Geleneksel güç kaynağı ihtiyaçları göz önüne alındığında ise topolojiyi belirleyen en önemli faktör, güç seviyesidir[27].

Günümüz teknolojisi TV güç kaynaklarının güç seviyeleri incelendiğinde TV ekran boyutuna göre değişen, 75-240W arasında bir güç ihtiyacı olduğu görülmüştür. 100W ve altındaki güç seviyelerinde basit yapısı, ucuz maliyeti, giriş ve çıkış izolasyonu sağlaması gibi özelliklerinden dolayı geri dönüşlü dönüştürücü topolojisi tercih edilmektedir. Bu topoloji ile yumuşak anahtarlama teknikleri kullanılarak standartlar dahilinde verime sahip güç kaynakları tasarlanmaktadır.

İnce tasarım amaçlandığında, giriş-çıkış izolasyonu sağlanması gerekliliği ve güvenilirlik standartları dahilinde transformatör tasarımı oldukça zor bir hale gelir. Manyetik çekirdek boyutunun küçülmesi, bu malzemeye uygun plastik kılıf seçeneklerini

azaltmaktadır. Güvenilirlik standartları çerçevesinde primer-sekonder yalıtımının sağlanması adına konulan güvenlik mesafeleri, az olan kılıf seçeneklerinin kullanılabilme limitini azaltmaktadır. Bu kısıtlar sonucu, endüktans değeri yüksek manyetik elemanların tasarlanması zorlaşmaktadır. Bu amaçla anahtarlama frekansı yükseltilebilir fakat bu da manyetik eleman üzerindeki kayıpların artmasına ve dolayısıyla sıcaklık problemlerine sebep olabilir. Bu nedenle çıkış akımının etkin değeri fazla olmasına rağmen, daha az sargıya ihtiyaç duyan süresiz iletim modu kullanılmıştır.

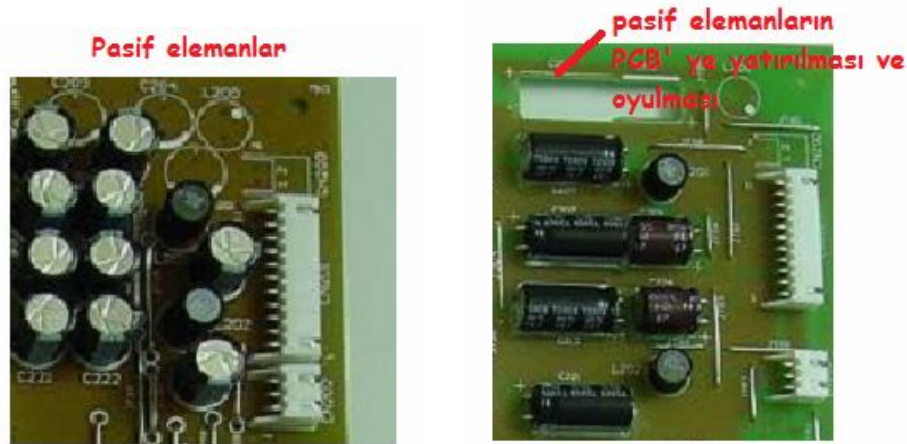
75W ve üzerinde güç tüketimine sahip TV'ler için güç faktörü düzeltimi standardı vardır. Güç faktörü düzeltme topolojileri de istenilen güç değerine göre kullanım çeşitliliği gösterir. 300W ve üstündeki seviyelerde sürekli iletim modunda çalışan PFC topolojisi yaygın olarak kullanılmaktadır[3]. Bu seviyelerin altındaki güç değerlerde yüksek güç faktörü düzeltimi, düşük maliyeti, basit kontrol yapısı sebebiyle kritik iletim modunda(CRM) çalışan PFC yapıları kullanılmaktadır. Bu yapıda bobin üzerindeki akım referans alınarak sabit olmayan frekansta anahtarlama methodu kullanılır. Güç faktörü düzeltimi görevini üstlenen PFC topolojisinde kartın, çıkış gücü düşünülerek 10mm yükseklik sınırını aşmayacak yeni bir PFC bobini tasarlanmalıdır. Çıkış gücü CRM topolojisine göre yüksek sayılabilecek değerlerde ve yükseklik limitinin PFC bobininin tasarımını zorlaştırdığı durumlarda ayrıştırılmış güç düzeltimi topolojisi kullanılabilir. Fakat TV güç kartları ve simulasyon sonuçlarından elde edilen bilgilerle kritik iletim moduna sahip güç düzeltimi topolojisinin kullanılmasına karar verilmiştir.

PFC topolojisi ile elde edilen yüksek gerilim rezonant topolojide kullanılarak yüksek verim ile yüksek çıkış gücü elde edilebilir. LLC rezonant topoloji ile anahtarlama kayıpları oldukça azaltılır. Verimliliği artırmasının yanında daha küçük soğutucu malzeme kullanılmasını sağlar. Bunun yanı sıra yükseklik limiti azaldığında manyetik elemanın verebileceği güç limiti de sınırlanmaktadır. Yüksek güç seviyesini yakalamak için bir yerine birden fazla manyetik eleman kullanılarak bu probleme çözüm bulunabilir. Transformatörlerin bağlantı biçimlerinin verimi değiştiren bir etkisi vardır, bağlantı seçiminde bu kriter göz önünde bulundurulmalıdır[13].

Yukarıda anlatılanlardan, güç yoğunluğu optimizasyonu için güç kartını oluşturan malzemelerin seçiminde esas ölçütün yükseklik sınırı olduğu anlaşılmaktadır. Geri

dönüştürücü, PFC devresi ve LLC dönüştürücüsü için, yükseklik sınırını aşmayan üç adet yeni transformatör tasarlanmıştır. Yükseklik limitini sağlamak için PCB üzerinde dik olarak yükseklik sınırını geçen elemanlar yatırılmış ve 10mm sınırına çekilmiştir. Bu yatırma işleminin sonucu olarak PCB yüzey alanının genişlemesi durumu ortaya çıkmaktadır. Bu optimizasyon işlemleri 40"-47" güç kartlarına alternatif olarak yapıldığından PCB yüzey alanı olarak bu kartların mekanik ölçüleri değiştirilmeden kullanılmıştır. Yani yükseklik limiti azaltılmasına karşın PCB yüzey alanında bir genişleme olmamıştır. Bu da güç kaynağının hacimsel güç yoğunluğunu artırır.

Yine yükseklik sınırına etki eden önemli elemanlardan biri de soğutuculardır. PCB yüzeyinden yüksekliği 10mm olan soğutucular tasarlanmıştır. Soğutucular ile PCB yüzeyi arasında boşluk yoktur. Bu nedenle soğutucuların alt kısımlarına komponent dizilememektedir. Bu alanların kullanılamayacak olmasının verdiği dezavantaj, ayrı ayrı soğutucu kullanılan elemanların tek bir soğutucuda birleştirilmesi ile çözümlenmeye çalışılmıştır. Soğutucu yüzey alanları bu çalışmanın birlikte yürütüldüğü firmanın sıcaklık standartlarını karşılayacak şekilde hesaplanmıştır.



Şekil 5.3 Pasif elemanların yatırılması ve PCB yüzeyinin oyulması

Bu topolojiler incelendiğinde, pasif elemanlar olan trafo ve çıkış kapasitelerinin yükseklik limitini etkileyen elemanlar olduğu söylenebilir. Buna çözüm olarak önceden tasarlanan transformatörün yanına, çapı 10mm olan ve PCB üzerinde yatırılarak kullanılan elektrolitik kapasiteler seçilmiştir. Kapasitelerin seçimi için, yeni transformatör için kurulan simulasyon devresi sonuçları ve mevcut çözüm incelenmiştir.

Şekil 4.3’de PCB üzerinde komponentlerin dik olarak ve yatık olarak dizildikleri durumlar gösterilmiştir.

LLC resonant topolojisi ile anahtarlama kayıpları azaltılır. Verimliliği artırmasının yanında daha küçük soğutucu malzeme kullanılmasını sağlar. Bu avantajlarının yanında, optimize edilmeye çalışılan güç kartında, 12V ve 24V çıkışlarında ihtiyaç olan 160W’lık gücün tek bir 10mm’lik transformatörden elde edilmesi kısıtlayıcı bir durumdur. Rezonant topolojiye uygun nüve yapıları incelendiğinde gerekli gücün elde edilmesi için iki trafoya ihtiyaç duyulduğu açıkça gözükmemektedir. Bu amaçla primerleri seri ve sekonderleri paralel bağlanacak şekilde iki adet transformatör tasarlanmıştır. Bağlantı biçiminin seçimi, literatürdeki trafo bağlantı şekillerinin incelenmesini ele alan çalışmalardan yararlanılarak yapılmıştır. Bu yapıda kullanılan transformatörlerin tasarımı ve bağlantı şekilleri, simülasyon sonuçları baz alınarak yapılmıştır. Çıkış kapasitelerinin seçimi de bu sonuçlardan ve mevcut yapıdaki kapasitelerin akım ve sıcaklık değerlerinin yorumlanmasıyla yapılmıştır.

Güç faktörü düzeltimi görevini üstlenen PFC topolojisinde, kartın çıkış gücü düşünülerek, 10mm yükseklik sınırını aşmayacak yeni bir PFC bobini tasarlanmıştır. Kartın çıkış gücünün fazla olmasından dolayı öncelikle ayrıştırılmış güç düzeltimi topolojisi incelenmiş, fakat daha sonrasında TV güç kartları ve simülasyon sonuçlarından elde edilen bilgilerle kritik iletim moduna sahip güç düzeltimi topolojisinin kullanılmasına karar verilmiştir.

TV PSU’larındaki yüksek malzemeler yerine 10mm’lik malzemeler kullanılmıştır. Bu malzemeler seçilirken optimize edilen kartın performans, verim, termal vb. ölçütleri aynen korunmuştur. Yükseklik limitinin sağlanması için bazı malzemelerde tek eleman yerine birden çok eleman kullanılarak çözüme gidilmiştir.

SİMULASYON MODELİ VE DENEYSEL SONUÇLAR

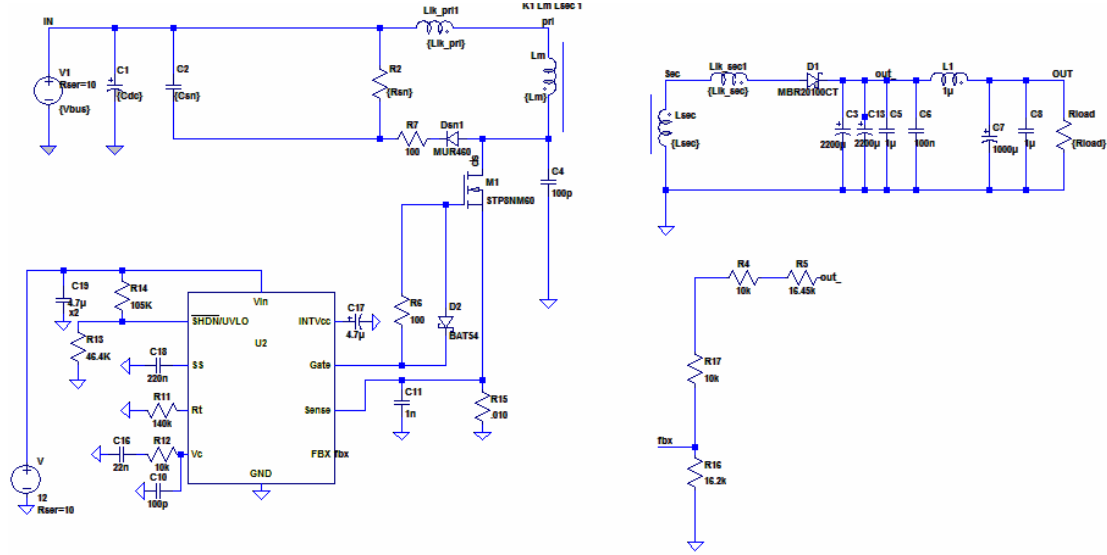
Daha önceki bölümlerde anahtarlamalı güç kaynakları ve TV'lerde yaygın olarak kullanılan topolojilerin güç yoğunluğu üzerindeki etkileri anlatılmıştı. Beşinci bölümde anlatılan iyileştirme kriterleri göz önüne alınarak, 13,5mm yüksekliğe sahip ve 220W çıkış gücüne sahip bir TV güç kartı, kartın yüzey alanı, sıcaklık, bekleme modundaki güç tüketimi gibi TV güç kartından istenilen kritik parametreleri karşılayacak ve aynı zamanda TV'lerin tabii olduğu uluslararası güvenlik standartlarını sağlayacak şekilde, PCB üzerinde herhangi bir oyma işlemi yapılmadan 10mm yükseklik limiti ile tasarlanmıştır. Böylelikle TV'nin güç yoğunluğu %34 oranında iyileştirilmiştir.

Güç kartı tasarım işlemine başlamadan önce sektördeki farklı firmaların TV güç kartları incelenmiş ve yaygın olarak kullanılan topolojiler analiz edilerek, yapılan çalışmanın temeli olması açısından teorik olarak aktarılmıştır. İncelenen topolojiler ışığında, güç yoğunluğu optimizasyonu açısından en uygun yapılar seçilmiş ve 10mm yükseklik kriteri belirlenmiştir. Yükseklik kriterinin 10mm olarak belirlenmesinin sebebi, incelenen TV kartlarında 10mm ve altındaki tasarımlarda, yükseklik limitine ulaşmak amacıyla PCB'de oyma işlemine başvurulmasıdır. Ayrıca optimize edilmeye çalışılan kartın yüzey alanında herhangi bir değişim yapılmamıştır.

Yapılan çalışmaya başlamadan önce kullanılacak yeni tasarımı yapılacak geri dönüşlü dönüştürücü ve LLC sargılı elemanların seçimi ve performansı bakımından fikir sahibi olmak amacıyla, güç kartında kullanılan geri dönüşlü dönüştürücü, ve LLC bloklarının ayrı ayrı simulasyon modelleri oluşturulmuş ve elektriksel davranışları incelenmiştir.

6.1 Geri dönüşlü Dönüştürücü Simulasyon Modeli ve Simulasyon Sonuçları

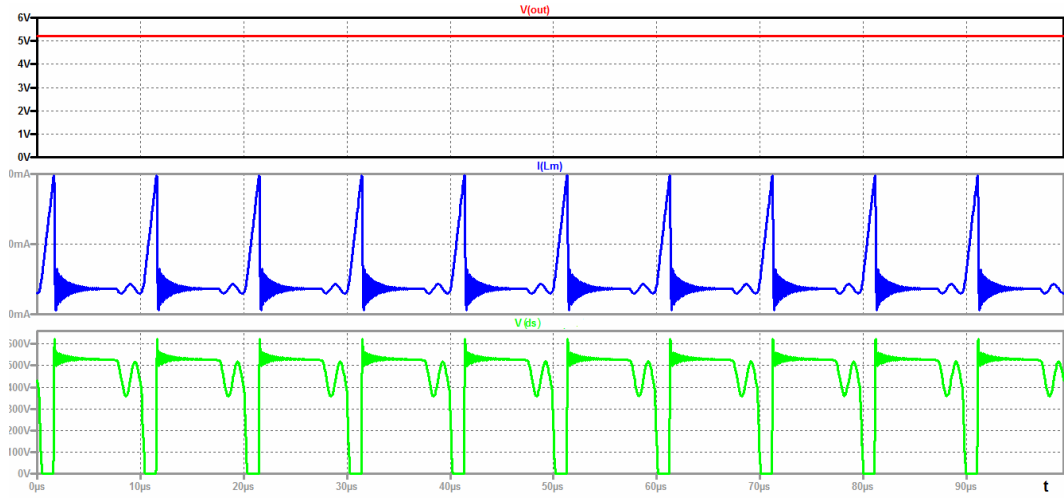
Geri dönüşlü dönüştürücünün simulasyon modeli şekil’ de verilmiştir. Dönüştürücünün çıkış gerilimi 5.2V ve çıkış akımı 4.2A olacak şekilde devre parametreleri seçilmiştir. Manyetik elemanın boyutlarındaki kısıtlamalardan ötürü, süreksiz iletim modunda anahtarlama olacak şekilde indüktans değeri belirlenmiştir.



Şekil 6.1 Geri dönüşlü dönüştürücü simulasyon modeli

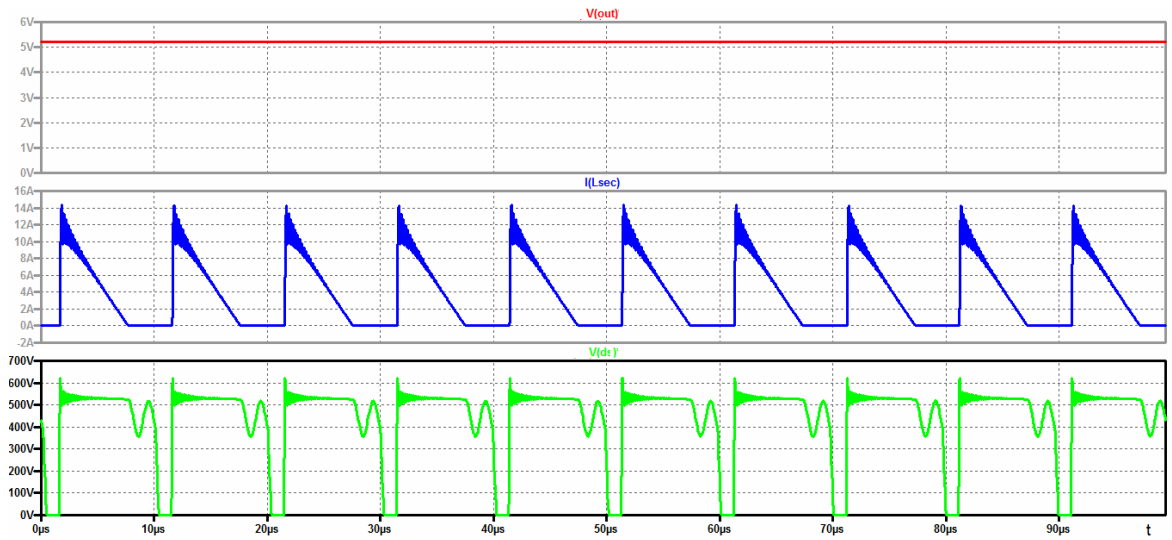
10mm yükseklik kriterinin sağlanmasındaki en temel sorun, kullanılan manyetik elemanın boyutlarıdır. Bu aşamada, 22W çıkış sağlayabilecek nüve tipleri araştırılmış ve teorik hesaplamalardan sonra süreksiz iletim modunda anahtarlama olarak verecek bir indüktans değerine ulaşılmıştır. Bu indüktans değerine sahip manyetik eleman, simulasyon modeli ile analiz edilerek kullanılacak devrenin giriş-çıkış, anahtarlama durumları, anahtarlama elemanı ve çıkış doğrultucuları üzerindeki gerilim stresi ve anahtarlama kayıpları gibi geri dönüşlü dönüştürücülerdeki önemli dalgaşekilleri incelenmiştir.

Şekil 6.2’ de çıkış gerilimi V_{OUT} , primer indüktansı üzerindeki akım I_p ve anahtarlama elemanı üzerindeki gerilim V_{DS} gösterilmiştir.



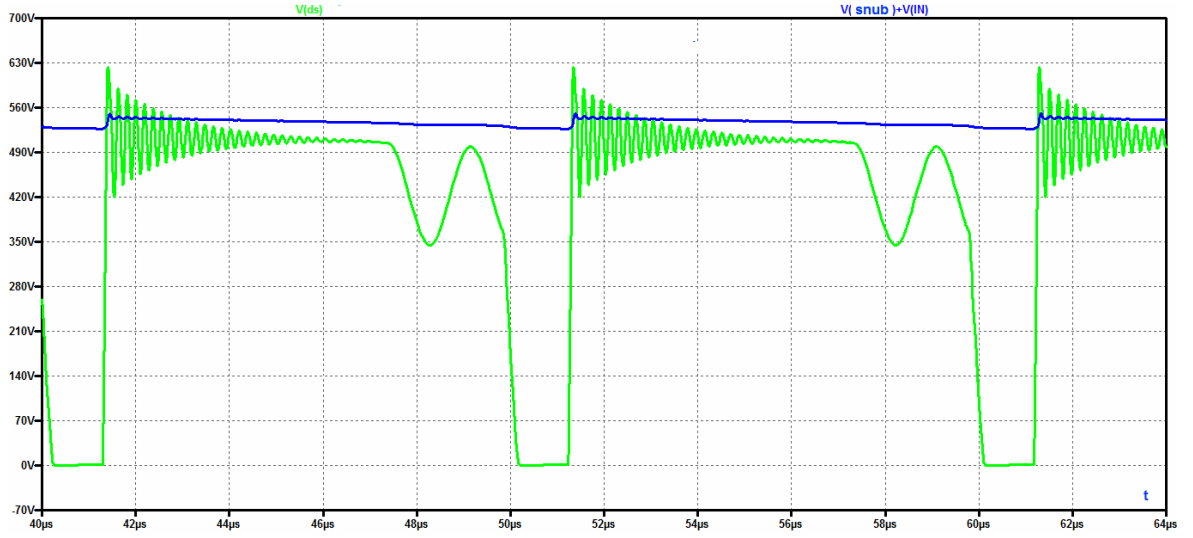
Şekil 6.2 Çıkış gerilimi, primer indüktans akımı ve anahtar üzerindeki gerilimin simülasyon sonucu gösterimi

Şekil 6.3’de V_{OUT} , sekonder indüktansı üzerindeki akım I_S ve anahtarlama elemanı üzerindeki gerilim V_{DS} gösterilmiştir.



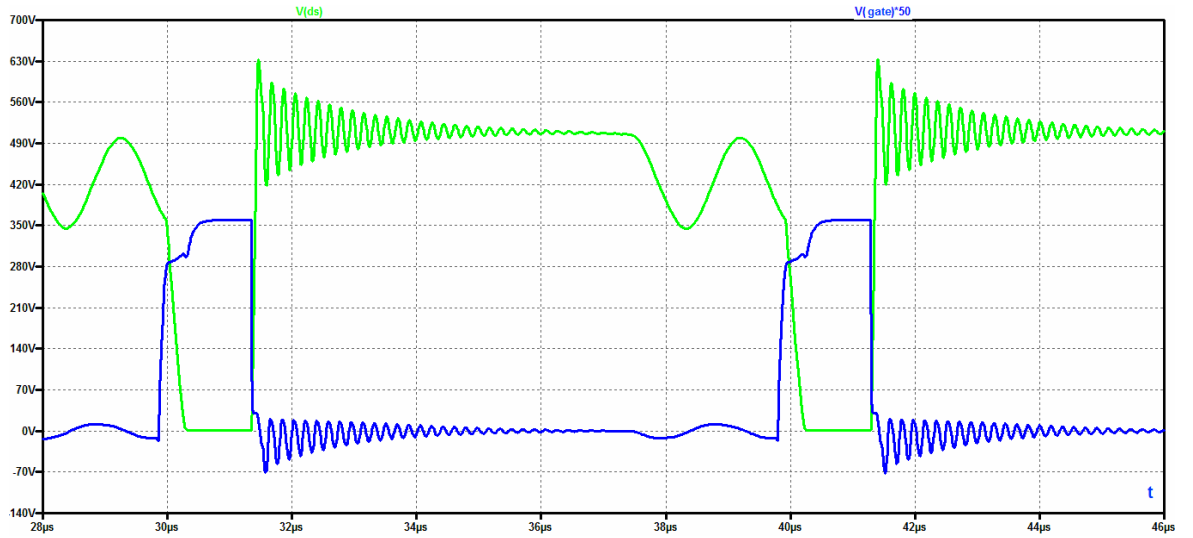
Şekil 6.3 Çıkış gerilimi,sekonder indüktans akımı ve anahtar üzerindeki gerilimin simülasyon sonucu gösterimi

Şekil 6.1 ve 6.2 geri dönüşlü dönüştürücünün anahtarlama sırasındaki davranışlarını göstermektedir. Anahtarlama elemanı üzerindeki gerilimin sıfır yani anahtarın iletimde olduğu durumda, primer indüktansından akan akım ile depolanan enerji, anahtar kesime gittiğinde sargı oranları doğrultusunda sekonder tarafına aktarılmakta olduğu şekillerden açıkça görülebilir. Anahtarın kesime geçtiği durumda oluşan yüksek gerilim ve anahtarlama kayıpları nedeniyle, anahtarın korunması amacıyla söndürücü devre kullanılmıştır. Şekil 6.4’de anahtarlama elemanı üzerindeki gerilim stresi ve söndürücü devre gerilimi gösterilmiştir.



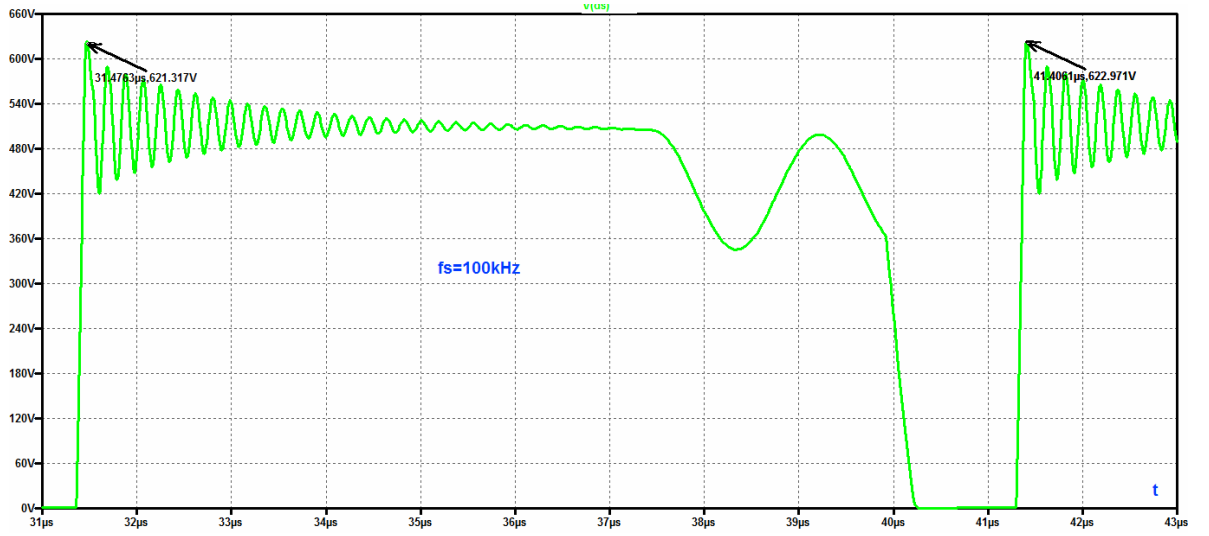
Şekil 6.4 Anahtar üzerindeki gerilim ve söndürücü devre geriliminin değişimi

Şekil 6.5’de anahtarlama elemanını kontrol eden tetikleme gerilimi V_{gs} ve iletim-kesim durumlarının karşılaştırılması gösterilmiştir.



Şekil 6.5 Anahtarlama sırasındaki, anahtarlama gerilimi ve anahtarlama elemanı üzerindeki gerilimin gösterilmesi

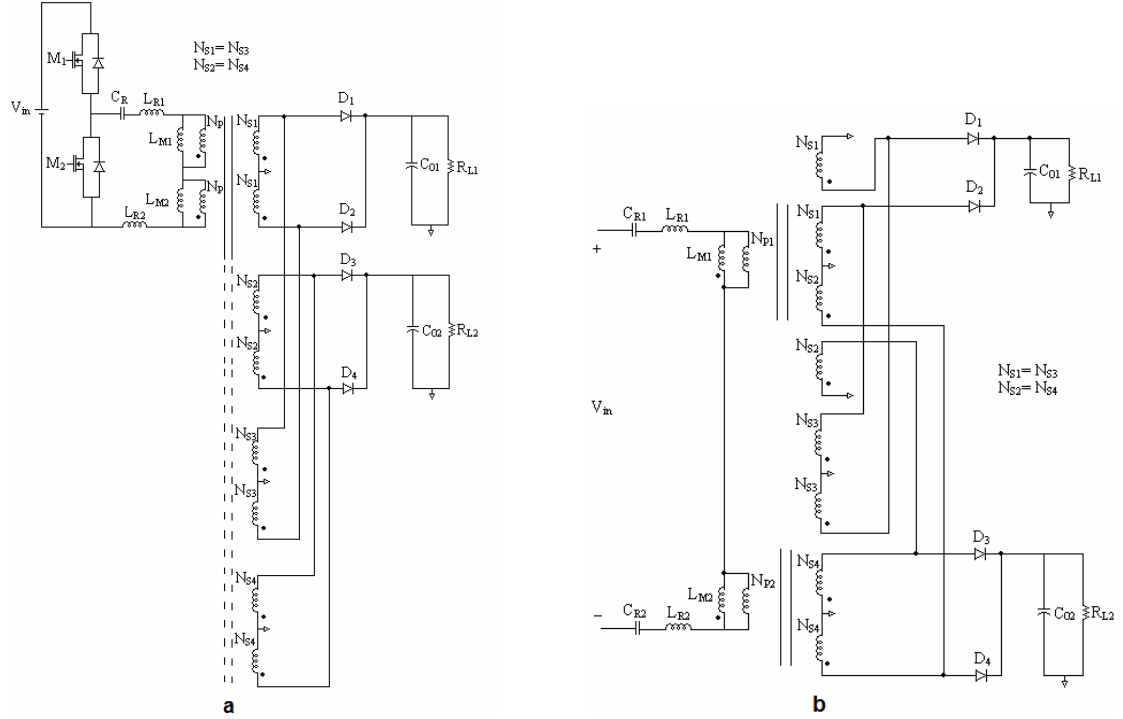
Düşük ebatlı manyetik eleman kullanılması için anahtarlama frekansının yüksek seçilmesi gerektiği daha önceki bölümlerde anlatılmıştır. Hesaplanan indüktans değeri için 100kHz’lik anahtarlama frekansında f_s çalışılmıştır. Şekil 6.6’da anahtarlama elemanı üzerindeki gerilimin dalgaşeklinde hesaplanarak ortaya koyulan frekans değeri gösterilmiştir.



Şekil 6.6 f_s anahtarlama frekansının hesaplanması ve normal şartlarda anahtar eleman üzerindeki gerilimi stresinin gösterilmesi

6.2 LLC rezonans Dönüştürücü Simülasyon Modeli ve Simülasyon Sonuçları

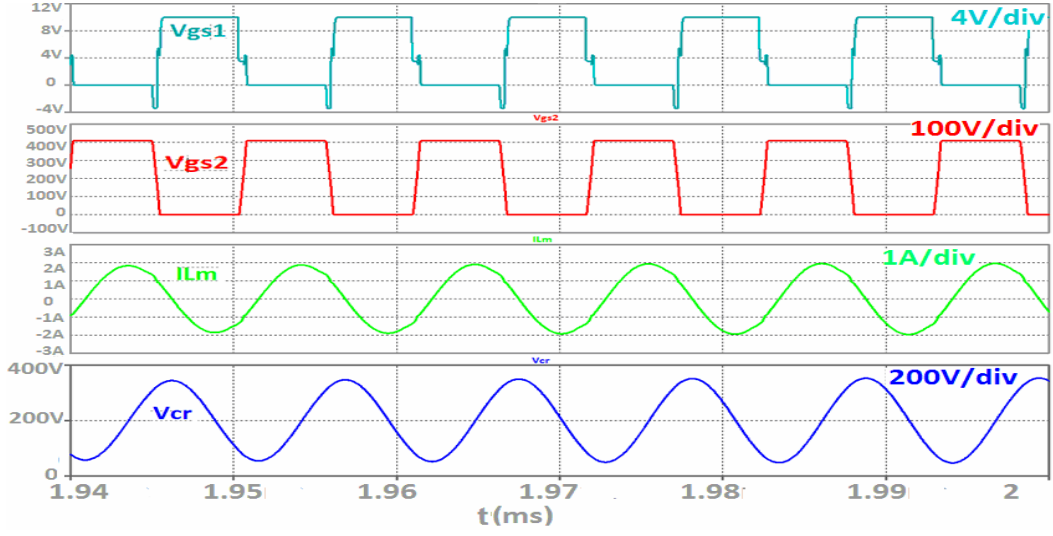
Şekil 6.7'de gerçekleştirilen LLC devresinde primerleri seri, sekonderleri paralel bağlanmış model ve kaçak indüktansın azaltılması amacıyla önerilen asimetrik bağlantı şekli gösterilmiştir. Simülasyon modeli bu devrenin performansını değerlendirmek amacıyla oluşturulmuştur.



Şekil 6.7 a) Gerçeklenen LLC devre modeli b) asimetrik bağlantı şekli[42]

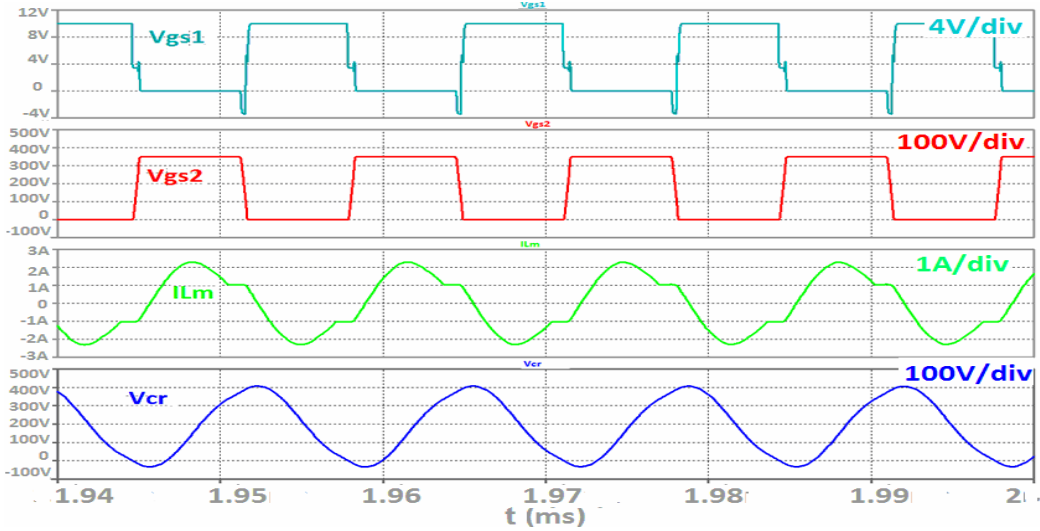
The figure contains three circuit diagrams. The top-left diagram is a 12V buck converter with input voltage 12V and output 12Vout. It features a diode D1 (MBR745), a resistor R4 (2.2k), an inductor L8 (LI12b), a diode D2 (MBR745), a resistor R3 (Rload12), an inductor L7 (Lmag12b), a capacitor C4 (1000μ), an inductor L11 (Lmag12b), a capacitor C5 (1μ), an inductor L10 (LI12b), an inductor L6 (LI12a), an inductor L4 (Lmag12a), an inductor L3 (Lmag12a), and an inductor L5 (LI12a). The top-right diagram is a 24V buck converter with input voltage 24V and output 24Vout. It features a diode D7 (MBR745), a resistor R10 (2.2k), an inductor L17 (LI24b), a diode D8 (MBR745), a resistor R9 (Rload24), an inductor L16 (Lmag24b), a capacitor C11 (1000μ), an inductor L19 (Lmag24b), a capacitor C12 (1μ), an inductor L18 (LI24b), an inductor L13 (LI24a), an inductor L12 (Lmag24a), an inductor L14 (Lmag24a), and an inductor L15 (LI24a). The bottom diagram is a differential-mode common-mode (DMCM) noise source. It consists of two identical branches. Each branch has a voltage source V2 (or V3) in series with a diode M2 (or M1, SPA11N60C3). The outputs of the diodes are connected to a common node through capacitors C6 and C7 (100p). The common node is connected to a load consisting of an inductor L1 (LI) in series with an inductor L2 (Lmag) and a capacitor C1 (Cr). The input of the load is also connected to a voltage source V1.

10mm yüksekliğe sahip bir transformatör ile 160W'lık çıkış gücünün alınması oldukça zordur. Manyetik elemanda kullanılan nüvelerin geometrileri ve materyal özelliklerinden dolayı, iki adet transformatör, primerleri seri, sekonderleri paralel olacak şekilde birbirlerine bağlanmış ve simülasyon devresinde gerçekleştirilmiştir. Simülasyon modeli ile LLC dönüştürücü tasarımıındaki önemli noktalar olan anahtarlama kondisyonları, farklı giriş/çıkış gerilimlerindeki davranışlar ve çıkış doğrultucuları üzerindeki baskılar gözlenmiştir. Şekil 6.9'de 400V giriş gerilimi durumunda, anahtarlama elemanlarının tetikleme gerilimleri V_{gs1} ve V_{gs2} , primer akımı I_{Lm} ve rezonans kapasitesi gerilimi V_{cr} gösterilmiştir.



Şekil 6.9 $V_{in}=400V$ 'ta ve nominal yük durumunda (24V/6A-12V/4,5A) LLC dönüştürücü dalga şekilleri

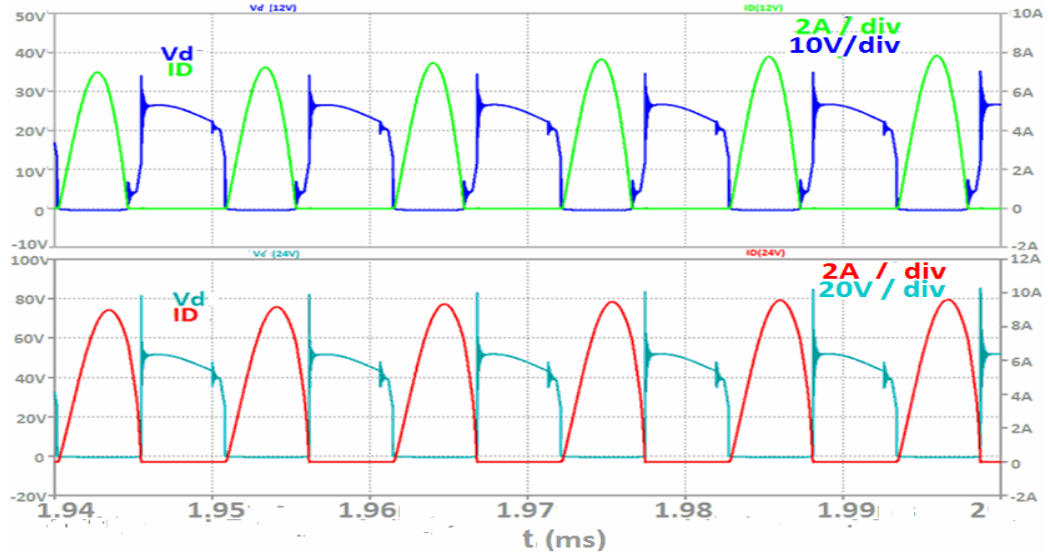
Şekil 6.10'da 330V giriş gerilimi durumunda anahtarlama elemanlarının tetikleme gerilimleri V_{gs1} ve V_{gs2} , primer akımı I_{Lm} ve rezonans kapasitesi gerilimi V_{cr} gösterilmiştir.



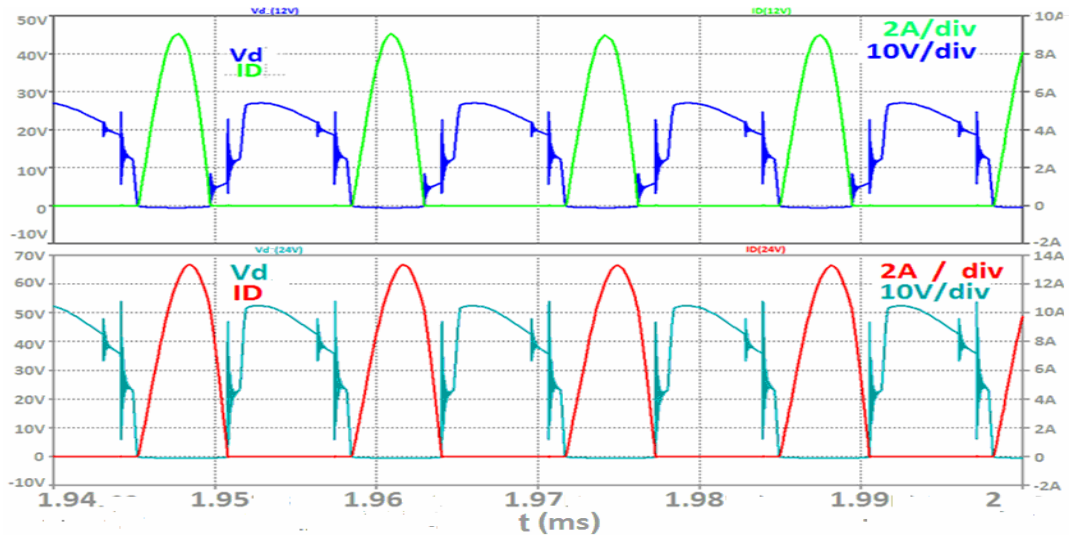
Şekil 6.10 $V_{in}=330V$ 'ta ve nominal yük durumunda (24V/6A-12V/4,5A) LLC dönüştürücü dalga şekilleri

Şekil 6.9 ve 6.10'dan giriş gerilimi düştükçe çalışma frekansının azaldığı ve primer akımının şeklinde bozulmalar olduğu rahatça görülmektedir. Dönüştürücü için en kötü koşul olan minumum giriş gerilimi ve maksimum çıkış akımı durumunda anahtarlama frekansının en düşüğe olacağı açıktır. Şekil 6.11'da 400V giriş gerilimi için çıkış

doğrultucuları akım ve gerilim grafiği gösterilmiştir. Şekil 6.12’de 330V giriş gerilimi için çıkış doğrultucuları akım/gerilim grafikleri gösterilmiştir.

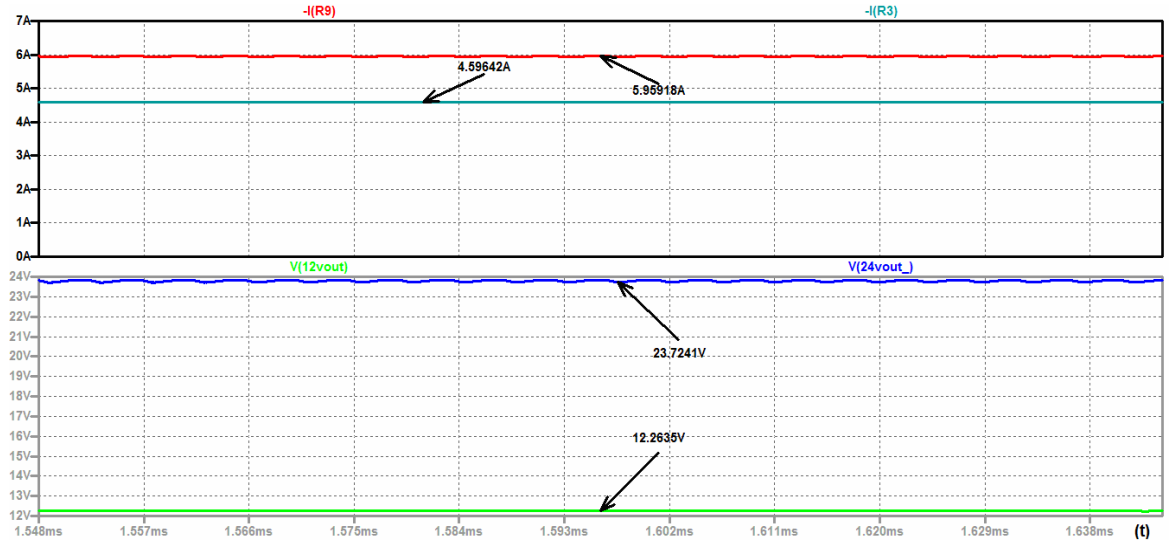


Şekil 6.11 $V_{in} = 400V$ ve nominal yük durumunda, 12V ve 24V doğrultucularındaki ve gösterimi



Şekil 6.12 $V_{in} = 330V$ ve nominal yük durumunda, 12V ve 24V doğrultucularındaki ve gösterimi

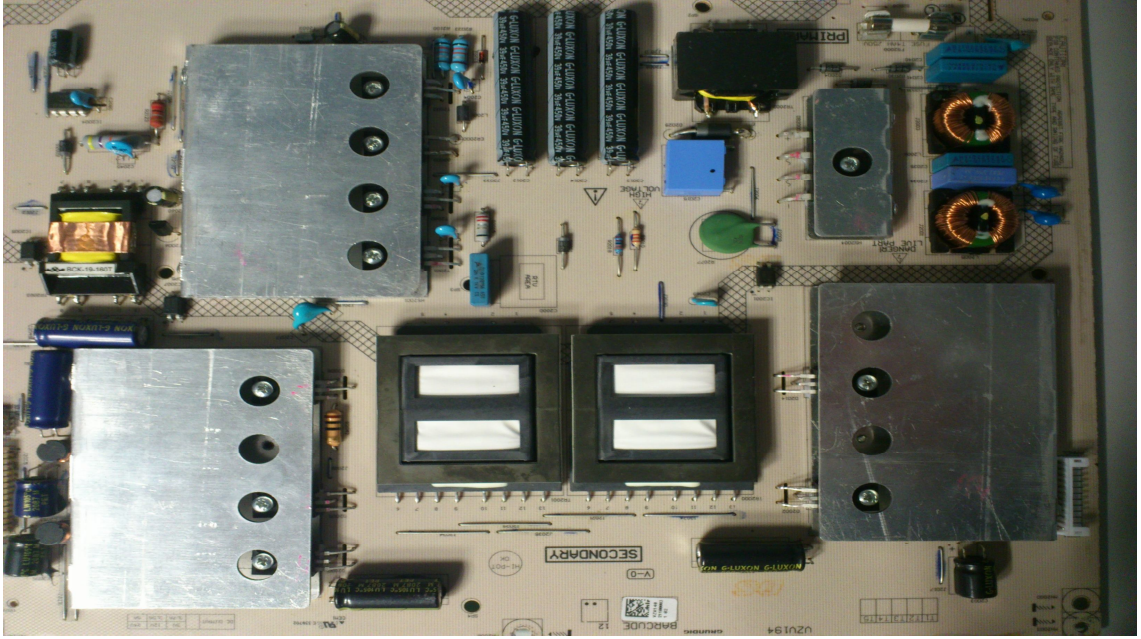
Şekil 6.13’de simülasyon sonucu elde edilen çıkış gerilim ve akım değerleri gösterilmiştir.



Şekil 6.12 LLC dönüştürücü çıkış gerilimleri ve akımları

6.3 Uygulama Kartı

Simulasyon sonuçlarından elde edilen veriler ile yeni tasarlanacak manyetik elemanların limitleri anlaşılmış ve buna paralel olarak bu bilgiler kullanılarak 10mm yükseklikli 220W çıkışlı bir TV güç kartı tasarlanmıştır. Şekil 6.13’de tasarlanan kartın resmi gösterilmiştir. Tasarlanan kart yapılan çalışmaya destek veren firmanın TV’lerine uygun ve uluslararası standartlara uyacak şekilde gerçekleştirilmiştir. 5V çıkış katı ve bekleme modu için geri dönüşlü dönüştürücü, 12V ve 24V çıkışları için ise LLC rezonant dönüştürücü topolojisi kullanılmıştır. Bu topolojilerin giriş parametrelerini sağlamak ve 75W çıkış gücü üzerindeki kartlar için gerekli olan güç faktörü düzeltme kriterini yerine getirmek için ise PFC devresi kullanılmıştır. Yükseklik limitindeki azalma ve kartın yüzey alanının sabit kalması nedeniyle, manyetik elemanlar olabilecek şekilde tasarlanmış ve sıcaklık problemlerinin önüne geçmek amacıyla anahtarlama elemanları ve çıkış doğrultucularına özel soğutucular yapılmıştır. Bu işlemler sırasında yükseklik ya da sıcaklık açısından fayda sağlayan PCB oyma işlemine başvurulmamıştır.



Şekil 6.14 Uygulama Kartı

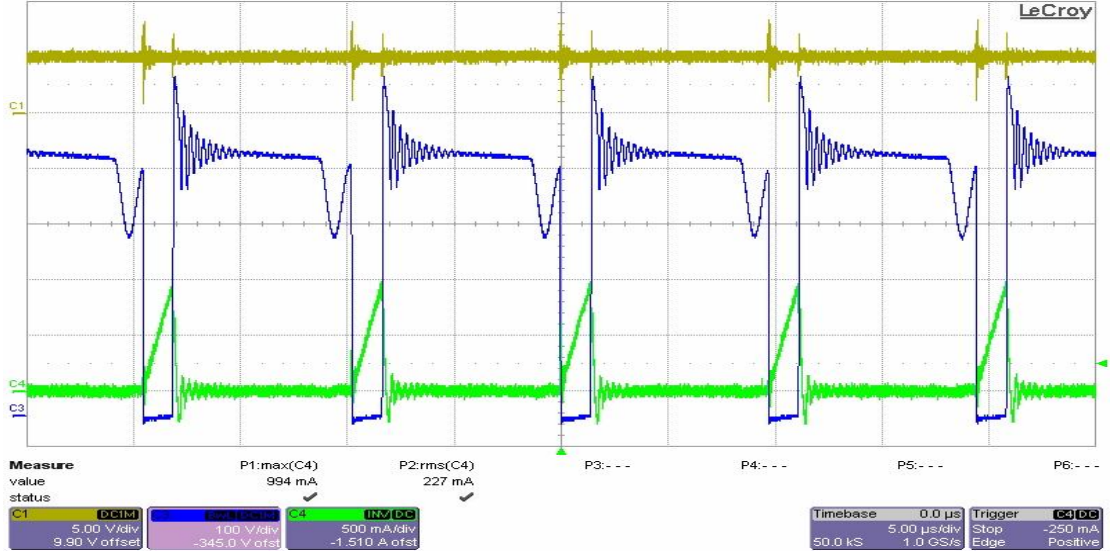
6.3.1 Geri Dönüştümlü Dönüştürücü Uygulama Sonuçları

Geri dönüştümlü dönüştürücüde kullanılan elemanlar çizelge 6.1’de verilmiştir.

Çizelge 6.1 Geri dönüştümlü dönüştürücü devresinde kullanılan elemanlar

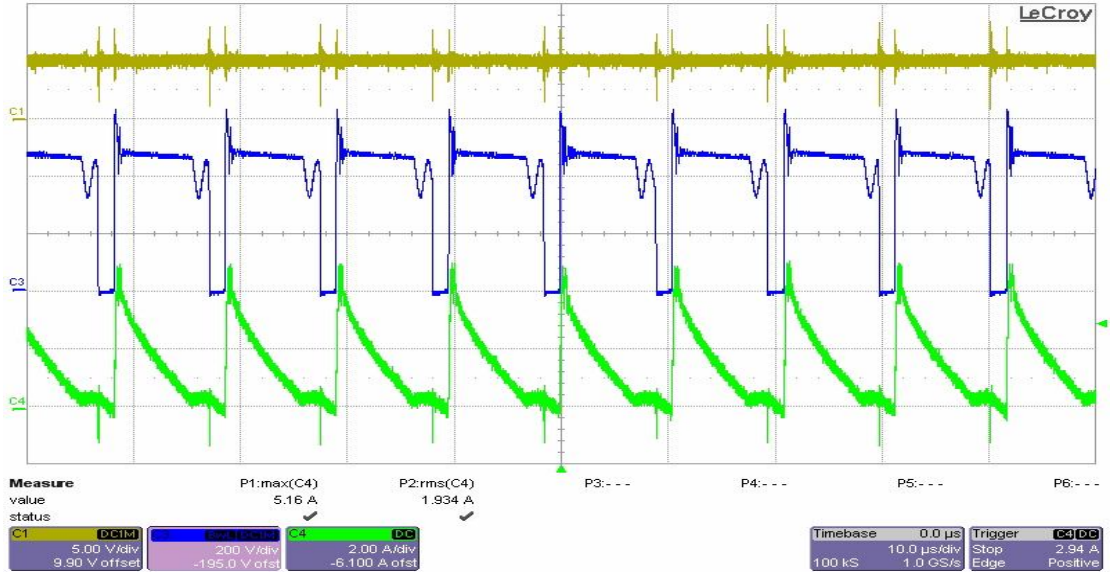
Devre elemanı	Açıklama	Değer
Snubber Direnci	R_{SN}	47k
Snubber Kapasitesi	C_{SN}	1nF
IC	Fairchild	FSB147H
Trafo İndüktansı	L_M	600uH
Çıkış Diyotları	Diodes	30A 60V
Çıkış Kapasiteleri	C_o	2200uF(x2)

Şekil 6.15’de geri dönüştümlü dönüştürücü çıkış gerilimi V_{OUT} , primer akımı I_{PRI} ve anahtarlama elemanı üzerindeki gerilim V_{DS} gösterilmiştir.



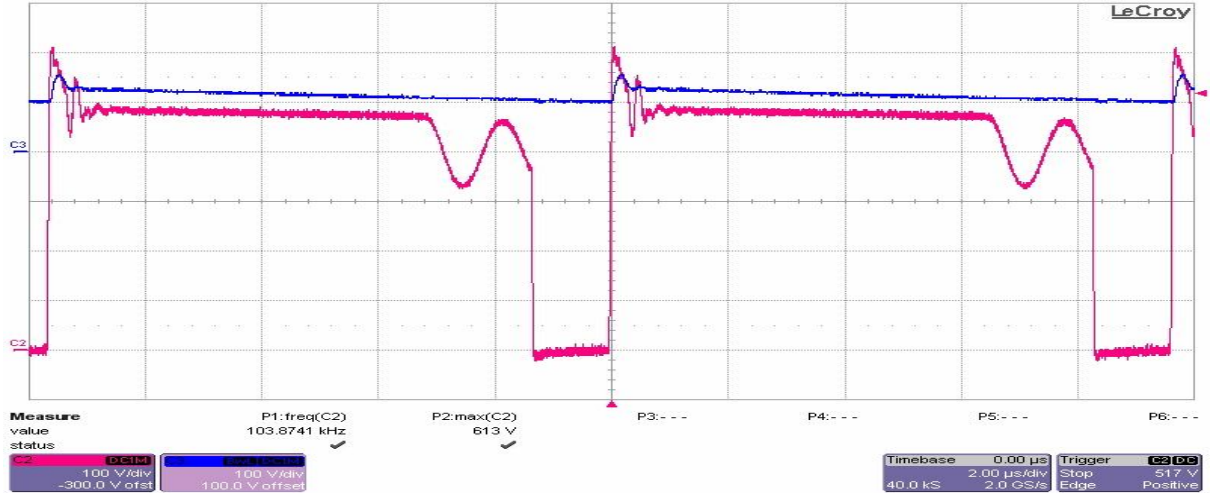
Şekil 6.15 Geri dönüşlü dönüştürücü çıkış gerilimi V_{OUT} , primer akımı I_{PRI} ve anahtarlama elemanı üzerindeki gerilim V_{DS}

Şekilde 6.16'de geri dönüşlü dönüştürücü çıkış gerilimi V_{OUT} , sekonder akımı I_{SEC} ve anahtarlama elemanı üzerindeki gerilim V_{DS} gösterilmiştir.



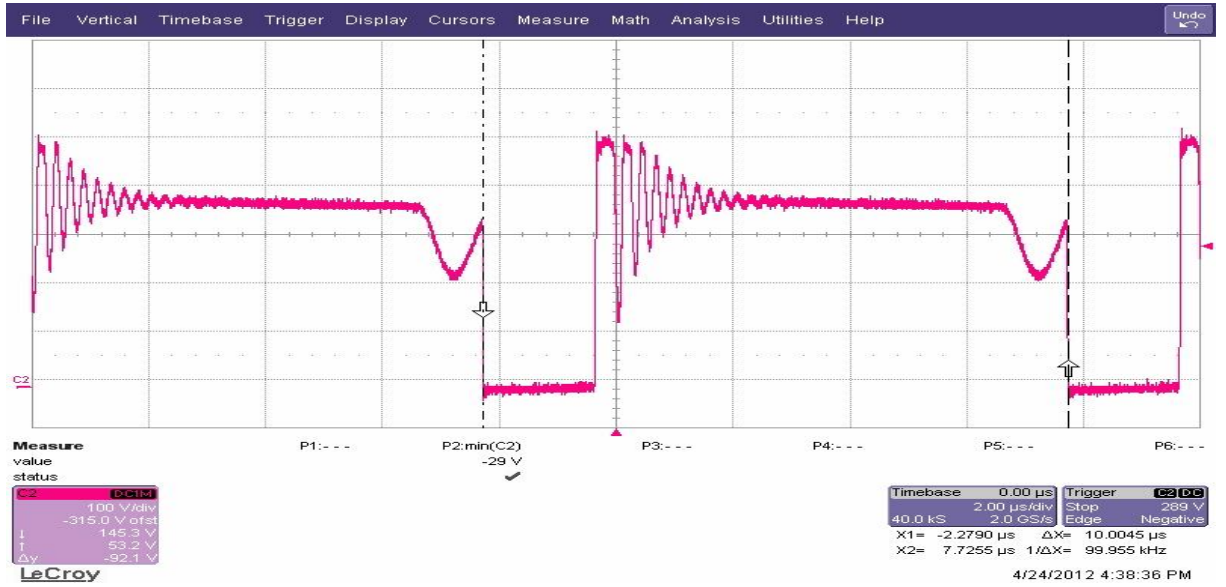
Şekil 6.16 Geri dönüşlü dönüştürücü çıkış gerilimi V_{OUT} , sekonder akımı I_{SEC} ve anahtarlama elemanı üzerindeki gerilim V_{DS}

Şekil 6.17'da anahtarlama elemanı üzerindeki gerilim stresi ve söndürücü devre gerilimi gösterilmiştir.



Şekil 6.17 Anahtarlama elemanı üzerindeki gerilim stresi V_{DS} ve söndürücü devre gerilimi V_{SN}

Şekil 6.18’de anahtarlama elemanı üzerindeki gerilim ile anahtarlama frekansı gösterilmiştir.



Şekil 6.18 Anahtarlama frekansı ve anahtarlama elemanı üzerindeki gerilim

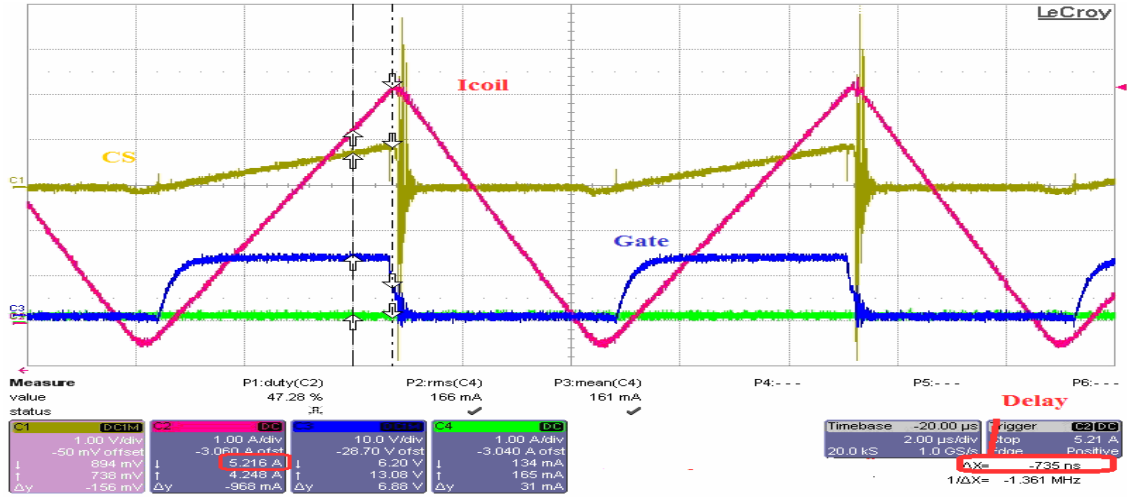
6.3.2 CrM PFC Devresi Uygulama Sonuçları

PFC devresinde kullanılan elemanlar çizelge 6.2’de verilmiştir. PFC katının çıkış gerilimi, diğer katları besleyecek şekilde 400V olacak şekilde seçilmiştir.

Çizelge 6.2 PFC devresinde kullanılan devre elemanları

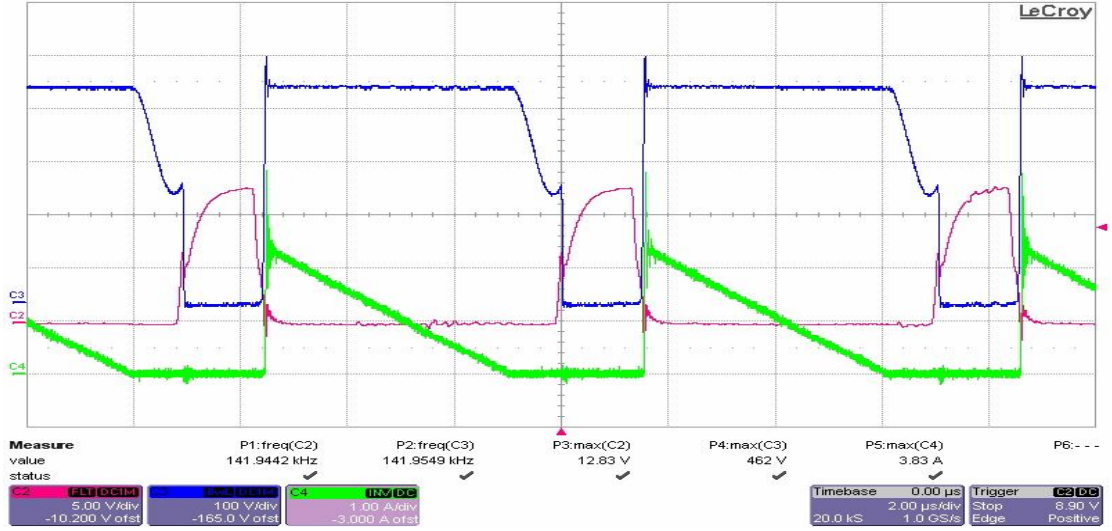
Devre elemanı	Açıklama	Değer
PFC bobini	L_M	200uH
PFC IC	Fairchild	Fan7930c
PFC MOSFET	Magnachip	MDF11N60
PFC Diyot	NXP	BYV29X
Çıkış Kapasiteleri	C_o	39uF (x3)

Şekil 6.19’de CrM PFC bobin akımı I_L , akım ölçüm bacağındaki gerilim V_{CS} ve anahtarlama elemanı tetikleme gerilimi V_g gösterilmiştir. Cs gerilimi belirlenen eşik noktasına geldiğinde, tetikleme gerilimi V_g kesilir ve doğrultulmuş şebeke gerilimine ek olarak bobin üzerinde indüklenen akım bir gerilim oluşturarak, çıkış diyodu ile çıkış kapasitesi üzerine aktarılır. Böylece yükseltici tipi dönüştürücü davranışı ile doğrultulmuş şebeke geriliminden daha yüksek bir gerilim elde edilir.



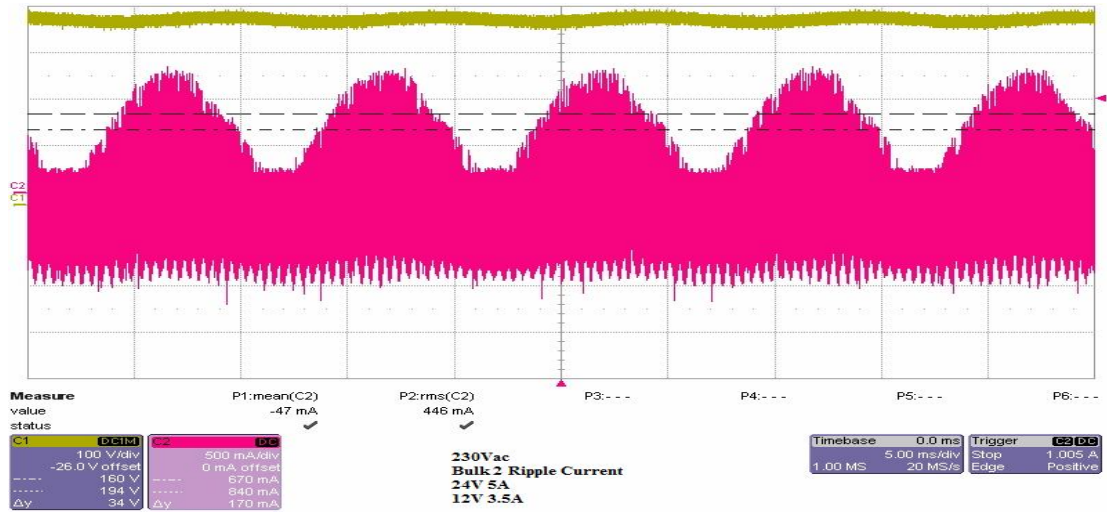
Şekil 6.19 CrM PFC bobin akımı I_L , akım ölçüm bacağındaki gerilim V_{CS} ve anahtarlama elemanı tetikleme gerilimi

Şekil 6.20’da anahtarlama elemanı üzerindeki gerilim V_{DS} , anahtarlama elemanı tetikleme gerilimi V_g ve PFC diyodu üzerindeki akım I_g gösterilmiştir.



Şekil 6.20 Anahtarlama elemanı üzerindeki gerilim V_{DS} , anahtarlama elemanı tetikleme gerilimi V_g ve PFC diyodu üzerindeki akım I_g

Şekil 6.21’de çıkış yığın kapasitesi üzerindeki gerilim V_O ve dalgalanma akımı I_{ripple} gösterilmiştir.



Şekil 6.21 Yığın kapasitesi üzerindeki gerilim V_O ve dalgalanma akımı I_{ripple}

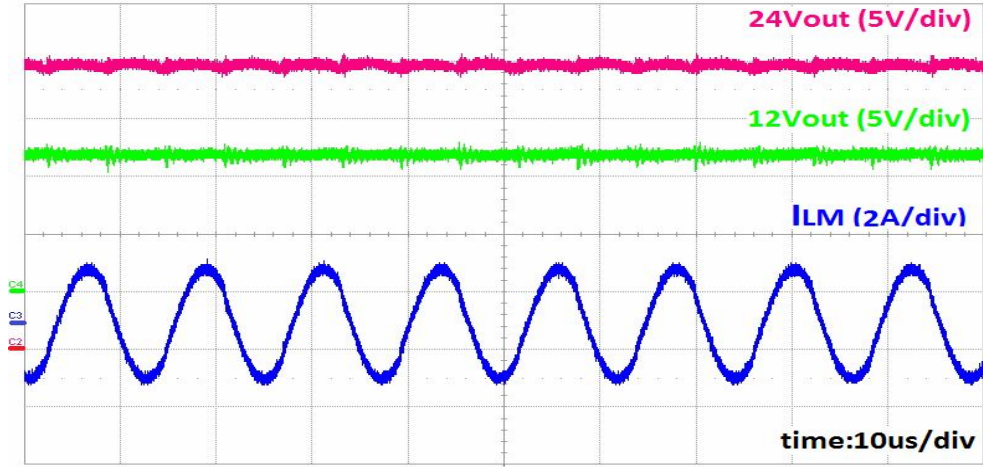
6.3.3 LLC rezonans devresi Uygulama Sonuçları

LLC rezonans dönüştürücüde kullanılan elemanlar çizelge 6.3’de verilmiştir. PFC çıkışından elde edilen gerilim, LLC topolojine giriş olarak verilmekte ve topoloji çıkışında 12V ve 24V çıkışları oluşturulmaktadır.

Çizelge 6.3 LLC devresinde kullanılan devre elemanları

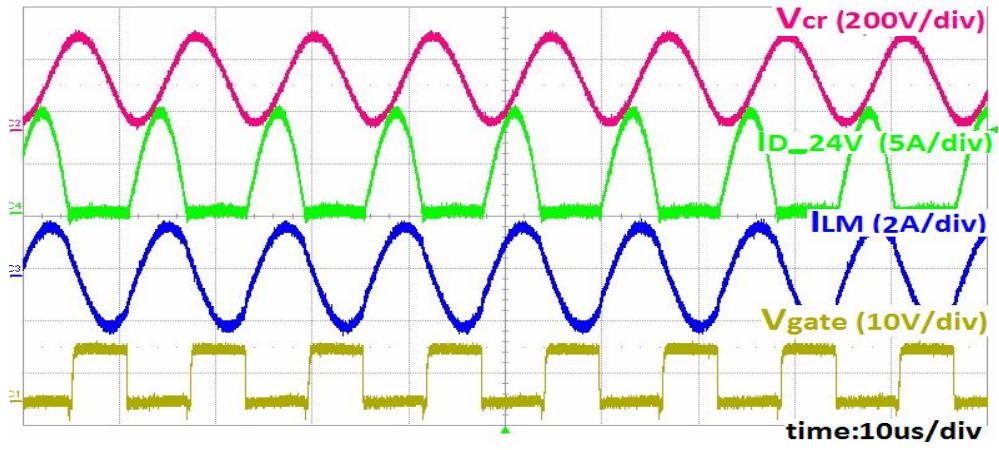
Devre elemanı	Açıklama	Değer
LLC MOSFET	Magnachip	MDF5N50 (x2)
Rezonans kapasitesi	C_R	22nF
Trafo indüktans	L_M	693uH
LLC IC	Fairchild	Fan7621B
Çıkış Diyotları	Diodes	SBR30A100
Çıkış Diyotları	Diodes	SBR30A45
Çıkış Kapasiteleri	C_o	560uF
Çıkış Kapasiteleri	C_o	820uF

Şekil 6.22’de LLC dönüştürücü çıkışında elde edilen çıkış gerilimleri 12V ve 24V ve primer akımı I_{LM} gösterilmiştir.



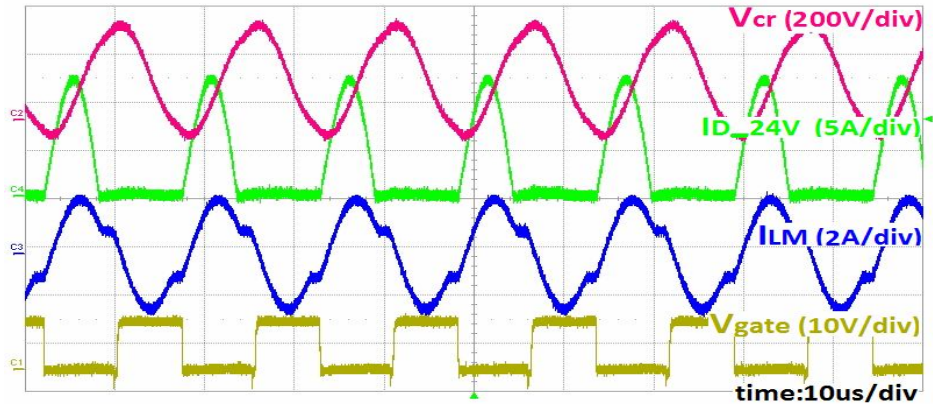
Şekil 6.22 Çıkış gerilimleri 12V ve 24V ve primer akımı I_{LM}

Şekil 6.22’de 400V giriş gerilimi için rezonans kapasitesi gerilimi V_{CR} , 24V çıkış akımı I_{D_24V} , primer akımı I_{LM} ve 2.anahtarlama elemanı için tetikleme gerilimi V_{gate} gösterilmiştir.



Şekil 6.23 $V_{in}=400V$ ve (24V/6A-12V/4.5A) yük koşulunda dalga şekilleri.

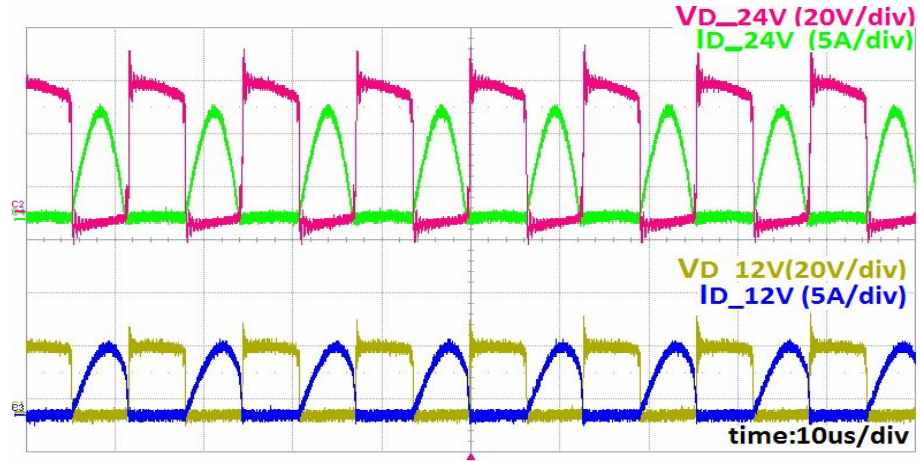
Şekil 6.24’de 330V giriş gerilimi için rezonans kapasitesi gerilimi V_{CR} , 24V çıkış akımı I_{D_24V} , primer akımı I_{LM} ve 2.anahtarlama elamanı için tetikleme gerilimi V_{gate} gösterilmiştir.



Şekil 6.23 $V_{in}=330V$ ve (24V/6A-12V/4.5A) yük koşulunda dalga şekilleri

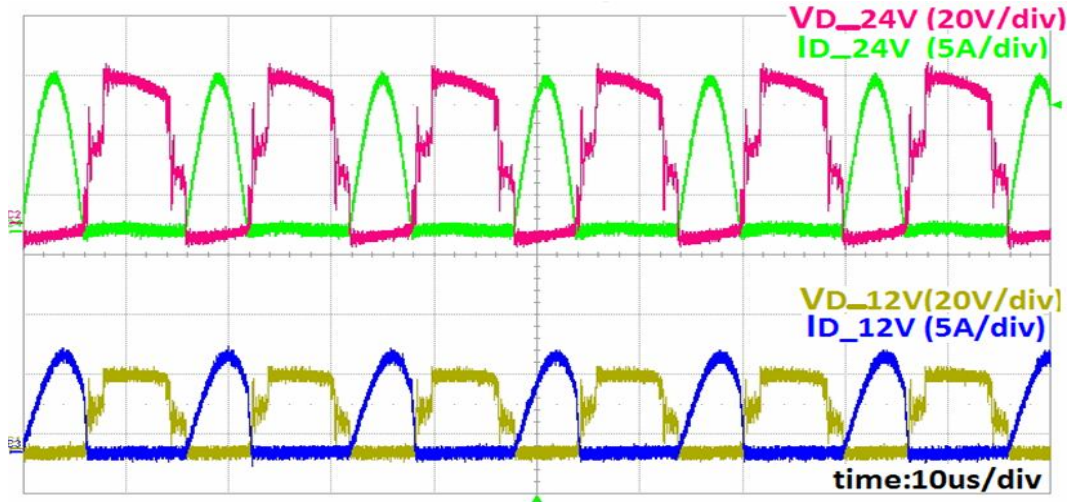
330V giriş gerilimi için dalgaşekillerinin elde edilmesi, şebeke geriliminin olası düşmelerine karşı PFC çıkışında oluşan ve LLC topolojisine giriş olarak alınan gerilimin değişiminde devrenin performansının gözlenmesi ve çalışma frekansı ile primer akımındaki değişimleri gözlemlemek amacıyla yapılmıştır.

Şekil 6.25’de 400V giriş gerilimi için çıkış doğrultucularındaki akım ve gerilim dalgaşekilleri gösterilmiştir.



Şekil 6.25 400V giriş geriliminde çıkış doğrultucuları üzerindeki akım/gerilim dalgaşekilleri

Şekil 6.26'de 330V giriş gerilimi için çıkış doğrultucularındaki akım ve gerilim dalgaşekilleri gösterilmiştir.



Şekil 6.26 330V giriş geriliminde çıkış doğrultucuları üzerindeki akım/gerilim dalgaşekilleri

SONUÇ VE ÖNERİLER

Yapılan çalışmada, günümüz teknolojisine uygun TV trendlerinin ortaya koyduğu incelme trendi göz önünde tutularak. 13,5mm yüksekliğe ve 220W çıkış gücüne sahip bir TV güç kartı, PSU boyutlarında herhangi bir değişim yapılmadan 10mm ve 220W olarak tasarlanmıştır. Böylece PSU yüksekliğinde incelmeye gidilerek TV'nin incelmesine olanak sağlanmıştır.

Güç kartı tasarım işlemine başlamadan önce sektördeki farklı firmaların TV güç kartları incelenmiş ve yaygın olarak kullanılan topolojiler analiz edilerek, yapılan çalışmanın temeli olması açısından teorik olarak aktarılmıştır. İncelenen topolojiler ışığında, güç yoğunluğu optimizasyonu açısından en uygun yapılar seçilmiş ve 10mm yükseklik kriteri belirlenmiştir. Yükseklik kriterinin 10mm olarak belirlenmesinin sebebi, incelenen TV kartlarında 10mm ve altındaki tasarımlarda, yükseklik limitine ulaşmak amacıyla PCB'de oyma işlemine başvurulmasıdır. Ayrıca optimize edilmeye çalışılan kartın yüzey alanında herhangi bir değişim yapılmamıştır.

Yapılan çalışmaya başlamadan önce kullanılacak yeni tasarımı yapılacak geri dönüşlü dönüştürücü ve LLC sargılı elemanların seçimi ve performansı bakımından fikir sahibi olmak amacıyla, güç kartında kullanılan geri dönüşlü dönüştürücü, ve LLC bloklarının ayrı ayrı simulasyon modelleri oluşturulmuş ve elektriksel davranışları incelenmiştir.

Bu bilgilerden yola çıkılarak ve iyileştirme kriterleri göz önüne alınarak, 13,5mm yüksekliğe sahip ve 220W çıkış gücüne sahip bir TV güç kartı, kartın yüzey alanı, sıcaklık, bekleme modundaki güç tüketimi gibi TV güç kartından istenilen kritik parametreleri karşılayacak ve aynı zamanda TV'lerin tabii olduğu uluslararası güvenlik standartlarını sağlayacak şekilde, PCB üzerinde herhangi bir oyma işlemi yapılmadan 10mm yükseklik

ve 220W olarak tasarlanmıştır. Böylelikle TV'nin güç yoğunluğu %34 oranında iyileştirilmiştir.

KAYNAKLAR

- [1] On Semiconductor, "Switchmode Power Supply Reference Manual and Design Guide", Rev 3B, July 2002.
- [2] TMMOB Elektrik Mühendisleri Odası, Anahtarlmalı Güç Kaynakları, http://www.emo.org.tr/ekler/ff8e9c2ac333815_ek.pdf?dergi=203, Nisan 2013.
- [3] Wikipedia, Boost Converter, http://en.wikipedia.org/wiki/Boost_converter, Nisan 2013.
- [4] Kır  , T., G      arpanı Düzeltilmiş çok   ıkı  lı Anahtarlmalı Kaynak Teori ve Uygulaması, Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 2007.
- [5] Choi, H. C., and Shin, H. B., "A New Soft-Switched PWM Boost Converter with a Lossless Auxiliary Circuit", International Journal of Electronics, 93(2006): 805-817.
- [6] Saha, S. S., Majumdar, B., Haldar, T. And Biswas, S. K., " Optimized Design of a Fully Soft-Switched Boost-Converter Suitable for Power Factor Correction", International Journal of Electronics, 93(2006), 755-768.
- [7] Arulselvi, S. And Uma, G., " Design and Implementation of CF-ZVS-QRC Using Analog Resonant Controller UC3861", International Journal of Electronics, 94(Jan 2007), 55-73.
- [8] Lin, B. R., Huang, Y. S. and Chen, J. J., " Analysis of ZVS PWM Active Clamp Isolated Converter with Secondary Voltage Step up", International Journal of Electronics, 96(Sep. 2009), 977-988.
- [9] Tdk-Lambda., Technical Articles, <http://us.tdk-lambda.com/lp/news/technical-articles.htm>., Haziran 2013.
- [10] Lin, B. R., Yang, W. R, Chen, J. J., Huang, C. L. And Yu, M. H., " Interleaved LLC Series Converter with Output Voltage Doubler", IEEE Int. Power Electronics Conference, 21(24 June 2010), Japan, 92-98.
- [11] Choi, Y., Cho, S. H., Hong, S. S., Cho, K. S., Oh, D. S. and Han, S. K., " A New Tightly-Regulated Dual-Output LLC Resonant Converter", 8th Int. Conf. on Power Electronics, 2011, Korea, 839-845.

- [12] Cho, S.H, Roh, C. W., Hong, S. S. and Han, S. K., " High-Efficiency and Low-Cost Tightly-Regulated Dual-Output LLC Resonant Converter" Int. Symp. on Industrial Electronics 2010, Italy, 862-869.
- [13] Yang, S., Abe, S. and Shoyama, M., " Design Consideration of a Flat Transformer in LLC Resonant Converter for Low Core Loss", IEEE Int. Power Electronics Conf., 21-24 June 2010, Japan, 343-348.
- [14] Kim, E. S., Kim, J. H., Kang, S. I., Park, H. J., Lee, J. S., Huh, D. Y. And Jung, Y. C., " Low Profile LLC Series Resonant Converter with Two Transformers", Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) 2010, 21-25 Feb. 2010, Palm Springs, CA, 1885-1889.
- [15] Liang, S. A., " Design Optimization for LCD TV Power Supply with Resonant Technique", IEEE Power Electronics Specialists Conference, 17-21 June 2007, Orlando, Florida, 702-707.
- [16] Aksoy, İ., Bodur, H. ve Bakan, A.F., "Kısmi Rezonanslı ve Geri Dönüştürücü Bir DC Güç Kaynağının Geliştirilmesi, İncelenmesi ve Gerçekleştirilmesi", Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği 11. Ulusal Kongresi, 22-25 Eylül 2005, İstanbul, 187-190.
- [17] Zhang, F., Xu, J., " A Novel PCCM Boost PFC Converter with Fast Dynamic Response", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 58(Sep. 2011), 4207-4216.
- [18] Wu, T.F., Tsai, J.R., Chen, Y.M. and Tsai, Z.H., "Integrated Circuits of a PFC Controller for Interleaved Critical-Mode Boost Converters", Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE, Anaheim, CA, 25 Feb. - 1 Mar. 2007, 1347-1350.
- [19] On Semiconductor, "300 W High Performance Slim LCD Tv Solution", Green Point Reference Design, TND401/D Rev.2, USA, 2010.
- [20] Firmansyah, E., Abe, S., Shoyama, M., Tomioka, S. and Ninomiya, T., "An Active-Clamped Full-Wave Zero-Current-Switched Quasi-Resonant Boost Converter in Power Factor Correction Application", IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Palm Springs, CA, 21-25 Feb. 2010, 30-35.
- [21] Lin, C. Y., Cheng, S. J., Lin, J. Y., Chiu, H. J. and Lo, Y. K., "Analysis and Design of a Push-Pull Quasi-Resonant Boost Power Factor Corrector", 2010 International Symposium on Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion (SPEEDAM), Pisa, Italy, 14-16 June 2010, 460-465.
- [22] Shiroyama, H., Matsuo, H., Ishizuka, Y. and Asako, Y., "Analysis of the Noise and Efficiency Characteristics in a Quasi-resonant Converter ", IEEE Int.Telecom. Energy Conf. 2007, Italy, , 899-903.
- [23] Mohan, N., Undeland, M. T. and Robbins, W. P., Power electronics: converters, applications, and design, (Çevirenler: Tuncay, N., Gökaşan, M. ve Bogosyan, M.), Güç Elektroniği Çeviriciler, Uygulamalar Ve Tasarım, Literatür yayıncılık, İstanbul, 2007.

- [24] Rashid, M. H., Resonant and Soft Switching Converters, Power Electronics Handbook, Academic Press, Canada, 271-287, 2001.
- [25] Zhang, M.T, Electrical, Thermal, and EMI Designs of High Density, Low-Profile Power Supplies, (1997), PhD, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia.
- [26] King, D.J., Ponoum, R., "Power Consumotion Trends in Digital TVs Produced Since 2003", TIAX reference no D0543, February 2011.
- [27] Erickson, R.W., Maksimovic, D., Fundamentals of Power Electronics, Second Edition, Springer Science and Business Media Inc. 2001.
- [28] Microchip Technology Inc., "Power Factor Correction in Power Conversion Applications Using the dsPIC DSC", AN1106, USA, 2007.
- [29] Akin B, Yeni Bir Yumuşak Anahtarlama Tek Fazlı Güç Faktörü Düzeltme Devresinin Geliştirilmesi ve Gerçekleştirilmesi, Yıldız Teknik Üniversitesi, Doktora Tezi, 2008.
- [30] Chi K. Tse., "Zero-Order Switching Networks and The Applications to Power Factor Correction in Switching Converters", IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications, 44,8, August 1997.
- [31] Coiltronics, "Power Factor Correction Application Notes", St. Louis, 2010.
- [32] On Semiconductor, "Power Factor Correction Handbook", HBD853/D Rev. 4, USA, Feb 2011.
- [33] On Semiconductor, "Using Critical Conduction Mode for High Power Factor Correction", AND8179/D, Rev. 0, USA, October 2004.
- [34] On Semiconductor, "High Efficiency Single Stage Power Factor Correction and Step Down Controller", Application Note, NCP1652/D, USA, April 2010.
- [35] Bridge, C., Balogh, L., "Understanding Interleaved Boundary Conduction Mode PFC Converters", Fairchild Semiconductor Power Seminar, 2008-2009.
- [36] Fairchild Semiconductor, "Critical Conduction Mode PFC Controller", Application Note, Fan 7930, Rev. 1.0.1, April 2010.
- [37] Texas Instruments, "Power Factor Correction Using the Buck Topology- Efficiency Benefits and Practical Design Considerations", Power Supply Design Seminar, Topic 4, 2011.
- [38] Zhao, Y., Single Phase Power Factor Correction Circuit with Wide Output Voltage Range, BsC, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia, February 6, 1998.
- [39] Fairchild Semiconductor, "Half Bridge LLC Resonant Converter Desing Using FSFR- Series Fairchild Power Switch", Application Note, AN-4151, Rev. 1.0.1, 2012.
- [40] Huang, H., "Designing an LLC Resonant Half-Bridge Power Converter", Texas Instruments Asia Tech Day, August 2009.
- [41] Smps, Switching Power Supply Design Basics, www.smps.us, Mart 2012.

- [42] Demirel İ., Erkmen B., "A Very Low Profile Dual Output LLC Resonant Converter for LCD/LED TV Applications" IEEE Transactions on Power Electronics, 29-7, 2014.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı	:İbrahim DEMİREL
Doğum Tarihi ve Yeri	:Nazilli - 02.10.1988
Yabancı Dili	:İngilizce
E-posta	:ibrahim.demirel09@gmail.com

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Lisans	Elektronik Müh.	Uludağ Üniversitesi	2010
Lise		Karşıyaka Anadolu Lisesi	2006

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	Firma/Kurum	Görevi
2011	Arçelik A.Ş.	Arge Mühendisi

YAYINLARI

Makale

- Demirel İ.,
Erkmen B., A Very Low Profile Dual Output LLC Resonant Converter for LCD/LED TV Application, IEEE Transactions on Power Electronics, 29-7, 2014

