

**T.C.
AKDENİZ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**TEK FAZ ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAKLARI İÇİN DÜŞÜK
MALİYETLİ AKTİF GÜÇ ÇARPANI DÜZELTMESİNİN TEORİSİ VE
PRATİK UYGULAMASI**

İhsan Murat LÜLECİ

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

2013

**T.C.
AKDENİZ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**TEK FAZ ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAKLARI İÇİN DÜŞÜK
MALİYETLİ AKTİF GÜÇ ÇARPANI DÜZELTMESİNİN TEORİSİ VE
PRATİK UYGULAMASI**

İhsan Murat LÜLECİ

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

2013

T.C.
AKDENİZ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

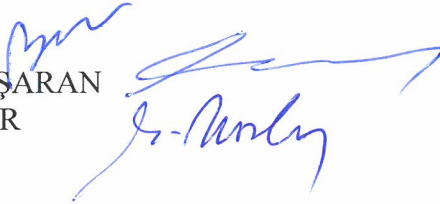
TEK FAZ ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAKLARI İÇİN DÜŞÜK
MALİYETLİ AKTİF GÜÇ ÇARPANI DÜZELTMESİNİN TEORİSİ VE
PRATİK UYGULAMASI

İhsan Murat LÜLECI

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

Bu tez .././2013 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Oybirliği/~~Oyçokluğu~~ ile kabul edilmiştir.

Doç. Dr. Selim BÖREKÇİ
Yrd. Doç. Dr. S. Cumhur BAŞARAN
Yrd. Doç. Dr. Selami KESLER



ÖZET

TEK FAZ ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAKLARI İÇİN DÜŞÜK MALİYETLİ AKTİF GÜÇ ÇARPANI DÜZELTMESİNİN TEORİSİ VE PRATİK UYGULAMASI

İhsan Murat LÜLECİ

Yüksek Lisans Tezi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Doç. Dr. Selim BÖREKÇİ

Haziran 2013, 58 sayfa

Bu çalışmada, tek yada çok çıkışlı, tek fazlı anahtarlama güç kaynaklarının (SMPS: Switching Mode Power Supply) giriş bölümünde bulunan güç faktörü düzeltme (PFC: Power Factor Correction) katı için, mevcutta entegre (IC: Integrated Circuit) kullanılarak yapılan aktif PFC çözümü yerine IC'siz aktif PFC çözümü tasarlanmış ve bu sayede şebekeden çekilen akımın dalga şeklinin şebeke gerilimi ile aynı fazda ve sinüzoidal olması sağlanmıştır. Aktif PFC işlemi için mevcut tasarımlar, IC firmalarının uygulama notları incelenmiş, sabit işlem oranı (Duty) ile Pspice simülasyon programı kullanılarak sonuçlar analiz edilmiştir. Devamında, PFC IC'sinin yaptığı süreksiz iletim modu (DCM: Discontinuous Conduction Mode) tetiklemesi için IC yerine tasarlanan **transistörlü RC faz kaymalı osilatör** devresi simülasyonda kullanılmış ve sonuçları incelenmiştir. Simülasyonu yapılan sabit Duty ve **transistörlü RC faz kaymalı osilatör**'lü devreler pratikte de baskı devre kart (PCB: Printed Circuit Board) üzerinde kurulmuş ve simülasyon ile deneysel sonuçları karşılaştırılmıştır. Deneysel sonuçlar, mevcutta bulunan IC'li aktif PFC devreleri ile kıyaslanarak tasarlanan devrenin ilgili regülasyonlara uygunluğu incelenmiştir.

Bu çalışma, tasarım topolojisinden bağımsız olarak SMPS'lerin PFC katında maliyet azaltıcı bir çalışma olup, uluslararası regülasyon olan IEC 61000-3-2 limitleri dahilindedir. Deneysel olarak; güç faktörü (PF: Power Factor) 0.959, toplam harmonik bozulma (THD: Total Harmonic Distortion) %30.28, çıkış gücü 75W, çıkış gerilimi 400V DC, verimi %92.09 olan ve DCM çalışan bir yükseltici tip çevirici (Boost Converter) yapılmıştır. Sabit Duty ile tetiklemeli PFC'ler ile ilgili akademik çalışmalar yapılmış olmasına karşın, sabit Duty üretici (PFC katı mosfet'i süren sinyal üretici) olarak **transistörlü RC faz kaymalı osilatör** devresi daha önce kullanılmamıştır.

ANAHTAR KELİMELER: SMPS, anahtarlama tip güç kaynağı, PFC, güç faktörü düzeltme, düşük maliyetli yükseltici tip çevirici, boost, DC/DC çevirici, DCM, süreksiz iletim modu, 75W, transistor RC faz kaymalı osilatör.

JÜRİ: Doç. Dr. Selim BÖREKÇİ (Danışman)

Yrd. Doç. Dr. S. Cumhur BAŞARAN

Yrd. Doç. Dr. Selami KESLER

ABSTRACT

LOW-COST ACTIVE POWER FACTOR CORRECTION FOR SINGLE PHASE SWITCHING MODE POWER SUPPLY

İhsan Murat LÜLEÇİ

MSc Thesis in Electrical and Electronics Engineering

Supervisor: Assoc. Prof. Dr. Selim BÖREKÇİ

June 2013, 58 pages

In this study, active power factor correction (PFC) solution designed without any integrated circuit (IC) for instead of the IC-active-PFC solution of the PFC part of the one or multi-output single phase switching mode power supply (SMPS) and so that the line current in phase with the line voltage. Also PFC makes its waveform sinusoidal. To achieve active PFC, current designs and application notes of the PFC IC producer companies were examined and the results of the constant Duty cycle triggering were analysed by using the Pspice simulation program. Additionally, the discontinuous conduction mode (DCM) triggering is done by transistor RC phase shift oscillator and the solution is simulated with Pspice program. The simulated constant Duty cycle and the transistor RC phase shift oscillator circuits are assembled on the printed circuit board (PCB). The results of the simulation were compared with the results of the boards. Experimental results are compared with the active PFC IC solution and the compliance with the related regulations of the designed active PFC solution is examined.

This study, independently from the design topology of the SMPS, is a cost-down study and within the international regulation IEC 61000-3-2. The experimental results of the DCM Boost Converter are; 0.959 power factor (PF), 30.28% total harmonic distortion (THD), 75W output power, 400V DC output voltage and 92.09% efficiency. Although the academically studies for constant Duty Cycle triggering also exist, transistor RC phase shift oscillator have not been used as a constant Duty cycle generator (triggering Mosfet which is a component of PFC part) yet.

KEYWORDS: SMPS, switching mode power supply, PFC, power factor correction, low-cost boost converter, DC/DC converter, DCM, discontinuous conduction mode, 75W, transistor RC phase shift oscillator.

COMMITTEE: Assoc. Prof. Dr. Selim BÖREKÇİ (Supervisor)
Asst. Prof. Dr. S. Cumhuri BAŞARAN
Asst. Prof. Dr. Selami KESLER

ÖNSÖZ

Bu çalışmada, dağıtım şebeke giriş gerilimi, ilgili yerel yönetmelikler gereği, şebeke elektrik sağlayıcı dağıtım müesseselerinin zorunlu olarak sağlaması gereken 220V RMS değerli, alternatif akım (AC), 50Hz olarak değerlendirilmiştir. Mevcut IC'li çözümlerde, giriş gerilimi RMS değerleri 80-265V AC arası değişimlerde sabit bir doğru akım (DC) çıkış gerilimi sağlanırken, bu çalışmada sabit bir DC çıkış gerilimini alabilmek için 220V AC giriş olması zorunludur. Giriş geriliminin değişmesi durumunda IC'li çözümlerden farklı olarak bu çalışmada çıkış gerilimi değişmektedir. Belirli limitlerde, SMPS'in ikinci kısmındaki darbe genişlik modülasyon (PWM: Pulse Width Modulation) IC ile gerekli düzeltme sağlanabilse de şebeke geriliminin 220V AC sabit tutulmasının zorunlu olduğu yerlerde bu çalışmadaki çözümün uygulanması daha güvenlidir. 110V AC şebeke gerilimi olan ülkeler için de tasarım değerleri revize edilerek istenilen uygun sonuç elde edilebilir.

Bu çalışmada bana yardımlarını esirgemeyen Sayın Hocam Doç. Dr. Selim BÖREKÇİ başta olmak üzere, bölüm hocalarıma, Arş. Gör. Nihal Çetin ACAR'a ve meslektaşım Gürkan BULUT'a teşekkür ederim.

Çalışmalarında bana hep destek olan sevgili eşime teşekkür eder ve tez aşamasında dünyaya gelen biricik kızımın gözlerinden öperim.

***Not:** Bu tasarım devre, laboratuvar ortamında hazırlanmış ve incelenmiş olup, insan hayatı için tehlike taşıyan 220V, 400V vb. yüksek gerilimler içermektedir. Herhangi bir önlem alınmadan kurulması, kullanılması yasak olup, sonuçlarından bu tezi hazırlayan, onaylayan, yayınlayan hiçbir kişi, kurum yada kuruluş sorumlu tutulamaz.*

İÇİNDEKİLER

ÖZET	i
ABSTRACT	ii
ÖNSÖZ	iii
İÇİNDEKİLER	iv
SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ	v
ŞEKİLLER DİZİNİ	viii
ÇİZELGELER DİZİNİ	xi
1. GİRİŞ	1
1.1. Temel Kavramlar	1
1.2. Güç Faktörü ve Toplam Harmonik Bozulma	2
2. KURAMSAL BİLGİLER ve KAYNAK TARAMALARI	5
2.1. Güç Kaynakları	5
2.1.1. Tam dalga köprü doğrultucular	6
2.2. Güç Faktörü Düzeltme Devreleri	7
2.2.1. Aktif güç faktörü düzeltme yöntemleri	8
2.2.1.1. Yükseltici tip çeviriciler	9
3. MATERYAL ve METOT	13
3.1. Materyal	13
3.1.1. Yükseltici tip çeviricinin süresiz iletim modunda çalışması	13
3.1.2. Transistörlü RC faz kaymalı osilatör	16
3.2. Metot	17
3.2.1. Yükseltici tip çeviricinin anahtarlamalı tip güç kaynaklarının güç faktörü düzeltme bölümü olarak kullanılması	17
3.2.2. Mevcutta “Var Olan” çözümlerin incelenmesi ve tasarımın özgünlüğü	18
3.2.3. Yükseltici tip çeviricilerin şebekeye bağlanması	19
3.2.4. Tasarlanan devrenin analizi	25
3.2.5. Tasarlanan devrenin matematiksel olarak teyit edilmesi	28
3.2.6. Tasarlanan devrenin simülasyonu	38
3.2.7. Tasarlanan devrenin deneysel analizi	40
3.2.7.1. Tasarlanan devrenin PCB simülasyon ve gerçek görüntüsü	41
3.2.7.2. Tasarlanan devrenin deneysel sonuçları	43
3.2.7.3. Sonuçların birbiri ile karşılaştırılması	46
4. BULGULAR ve TARTIŞMA	47
4.1. Tasarlanan Devrenin Malzeme, Performans ve Fiyat Kıyaslaması	47
4.2. Tasarlanan Devrenin IEC 61000-3-2 Regülasyonuna Uygunluğu	49
5. SONUÇ	51
6. KAYNAKLAR	53
7. EKLER	57
Ek 1: Üçgen Dalganın RMS Değerinin Hesaplanması	57
Ek 2: Fourier Dönüşümü	58
ÖZGEÇMİŞ	

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

Simgeler

V_{in}	Giriş gerilimi
V_m	Giriş geriliminin tepe değeri
V_{in_rms}	Giriş geriliminin RMS değeri
f	Giriş gerilimi frekansı
T_{line}	Giriş gerilimi periyodu
t	Zaman
P_{in}	Giriş gücü
I_{in}	Giriş akımı
I_{in_rms}	Giriş akımının RMS değeri
$I_{in_rms,l}$	Giriş akımının RMS değerinin temel bileşeni
Φ	Gerilim ile akım arasındaki faz farkı
S	Görünür güç
k_{dist}	Bozulma faktörü
k_{disp}	Yer değiştirme faktörü
f_{sw}	Anahtarlama frekansı
T	Anahtarlama periyodu
D	İşlem oranı (Duty)
V_o	Çıkış gerilimi
V_{o_avg}	Çıkış geriliminin ortalama değeri
V_{DC}	DC besleme gerilimi
V_L	Bobin üzerine düşen gerilim
L	Yükseltici tip çevirici bobini
M	Yükseltici tip çevirici mosfeti
C	Yükseltici tip çevirici kapasitörü
R	Yükseltici tip çevirici direnci
D_{boost}	Yükseltici tip çevirici diyotu
ΔI_{in_closed}	Anahtarlama elemanı iletimde iken akımda meydana gelen değişim
ΔI_{in_open}	Anahtarlama elemanı kesimde iken akımda meydana gelen değişim
Δt	Zamanda meydana gelen değişim
$L_{critical}$	Kritik bobin değeri
ΔV_o	Çıkış geriliminde meydana gelen dalgalanma
D_{rise}	Yükseltici tip çeviricinin bobin dolarken işlem oranı (Duty)
D_{fall}	Bobin boşalırken işlem oranı (Duty)
T_s	Yükseltici tip çeviricinin anahtarlama periyodu
I_{in_avg}	Yükseltici tip çeviricinde girişten çekilen akımın ortalama değeri
I_{L_avg}	Yükseltici tip çeviricinde bobin üzerinden geçen akımın ortalama değeri
I_{in_peak}	Yükseltici tip çeviricinde bobin üzerinden geçen akımın tepe değeri
P_{out}	Çıkış gücü
N	Osilatör RC bölüm adedi
V_{OUT}	Osilatör çıkış gerilimi
V_{out_m}	Osilatör çıkış geriliminin tepe değeri
R_{OSC}	Osilatör direnci
C_{OSC}	Osilatör kapasitörü
f_{OSC}	Osilatör frekansı

R_B	Osilatör baz (base) direnci
R_E	Osilatör yayıcı (emitter) direnci
C_E	Osilatör yayıcı (emitter) kapasitörü
R_{HPF}	Osilatör yüksek geçiren filtre direnci
C_{HPF}	Osilatör yüksek geçiren filtre kapasitörü
R_G	Mosfet kapı (gate) direnci
V_{GS}	Mosfet kapı-kaynak (gate-source) gerilimi
V_r	Tam dalga doğrultulmuş giriş gerilimi
V_{drv}	Sürücü gerilimi
n	nano (1/1000000000)
μ	mikro (1/1000000)
m	mili (1/1000)
k	kilo (1000)
Ω	Ohm
π	pi (3,141592...)

Kısaltmalar

SMPS	Anahtarlama Tip Güç Kaynağı (Switching Mode Power Supply)
PF	Güç Faktörü (Power Factor)
PFC	Güç Faktörü Düzeltme (Power Factor Correction)
THD	Toplam Harmonik Bozulma (Total Harmonic Distortion)
IC	Entegre (Integrated Circuit)
DCM	Sürekli İletim Modu (Discontinuous Conduction Mode)
CCM	Sürekli İletim Modu (Continuous Conduction Mode)
CRM	Kritik İletim Modu (Critical Conduction Mode)
PCB	Baskı Devre Kartı (Printed Circuit Board)
IEC	International Electro technical Commission
W	Watt
V	Volt
F	Farad
H	Henry
A	Amper
Hz	Hertz
s	Saniye
RC	Direnç-Kapasitör (Resistor-Capacitor)
LC	Bobin-Kapasitör (Inductor-Capacitor)
DC	Doğru Akım (Direct Current)
AC	Alternatif Akım (Alternative Current)
PC	Kişisel Bilgisayar (Personal Computer)
LCD	Sıvı-Kristal Ekran (Liquid-Crystal Display)
LED	Işık Yayan Diyot (Lighting Emitting Diode)
sin	sinüs
cos	kosinüs
RMS	Etkin Değer (Root Mean Square)
ERSCs	Enerji Devridaim ve Depolama Devreleri (Energy Recirculation and Storage Circuits)
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu (Pulse Width Modulation)

DSP	Sayısal İşaret İşleme (Digital Signal Processing)
PLU	Programlanabilir Mantık Birimi (Programmable Logic Unit)
FFT	Hızlı Fourier Dönüşümü (Fast Fourier Transform)
EMI	Elektromanyetik Girişim (Electromagnetic Interference)

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1. Doğrusal olmayan yükler a-) Prensip şeması b-) Şebekeden çekilen gerilim ve akım dalga şekilleri	2
Şekil 2.1. Kontrolsüz yarım dalga doğrultucu a-) Devre şeması b-) Şebekeden çekilen gerilim ve yük üzerine düşen gerilim dalga şekilleri	5
Şekil 2.2. Çıkış Kapasitörlü yarım dalga doğrultucu a-) Devre şeması b-) Şebekeden çekilen gerilim ve yük üzerine düşen gerilim dalga şekilleri.....	6
Şekil 2.3. Çıkış Kapasitörlü tam dalga doğrultucu a-) Devre şeması b-) Şebekeden çekilen gerilim, akım ve yük üzerine düşen gerilim dalga şekilleri.....	7
Şekil 2.4. Anahtarlamalı çevirici a-) Devre şeması b-) Yük üzerindeki gerilimin dalga şekli ve ortalama değeri.....	8
Şekil 2.5. Yükseltici tip çevirici a-) Devre şeması b-) M iletimde iken devrenin eşdeğeri c-) M kesimde iken devrenin eşdeğeri.....	9
Şekil 2.6. CCM yükseltici tip çevirici a-) Bobin üzerindeki gerilim dalga şekli b-) Yük üzerindeki çıkış gerilimi c-) Girişten çekilen akım.....	12
Şekil 3.1. Yükseltici tip çeviricinin çalışma modları a-) CCM b-) CRM c-) DCM.....	14
Şekil 3.2. DCM çalışan yükseltici tip çevirici a-) Bobin üzerinden akan (girişten çekilen akımın) dalga şekilleri b-) M tetikleme elemanına uygulanan sürücü sinyali	15
Şekil 3.3. Transistörlü RC faz kaymalı osilatör devre şeması (yükseltici ve yüksek geçiren filtre bölümleri ile birlikte).....	17
Şekil 3.4. İki bölümlü anahtarlamalı tip güç kaynağı (SMPS)	18
Şekil 3.5. Yükseltici tip çevirici (Boost Converter).....	20
Şekil 3.6. Bir hat periyodu(T_{line}) boyunca bobin akım dalga şekli (DCM).....	20
Şekil 3.7. DCM çalışan yükseltici tip çeviricinin birkaç anahtarlama periyodundaki bobin akımı dalga şekli	21
Şekil 3.8. DCM çalışan yükseltici tip çeviricinin, şebeke periyodu yarı süresi için bobin akımı tepe, ortalama ve gerçek dalga şekilleri	22
Şekil 3.9. Şebeke gerilimi RMS değerine bağlı olarak DCM çalışan yükseltici tip çeviricinin PF eğrisi	24

Şekil 3.10. Tasarlanan Devre (DCM olarak çalışan yükseltici tip çeviricinin, PFC için transistör RC faz kaymalı osilatör ile sürülmesi).....	26
Şekil 3.11. Tasarlanan Devrenin transistör RC faz kaymalı osilatör ile sürüldüğü durumdaki sürücü sinyali ve girişten çekilen akım dalga şekli.....	27
Şekil 3.12. Tasarlanan Devrenin teyit etme akış şeması.....	28
Şekil 3.13. Girişten çekilen akımın tepe değerleri (MATLAB görüntüsü)	33
Şekil 3.14. İşlem Oranları (Duty) toplamı ($D_{rise} + D_{fall}$).....	34
Şekil 3.15. Girişten çekilen akımın ortalama değeri.....	35
Şekil 3.16. Girişten çekilen akımın FFT'si.....	37
Şekil 3.17. Tasarlanan devrenin Pspice programında kurulmuş hali.....	38
Şekil 3.18. Şebeke girişinden çekilen akımın dalga şekli, giriş şebeke periyodu yarı süresi için. ($\pi/2$ 'de 1.824A'dir.).....	39
Şekil 3.19. Çıkış gerilimi V_o dalga şekli. (Ortalama 401V DC, min.=399V DC, mak.=403V DC, dalgalanma=4V DC, dalgalanma oranı=%1)	39
Şekil 3.20. Şebekeden çekilen akımın FFT görüntüsü. (50Hz temel bileşenin tepe değeri 499.98 mA'dir.).....	40
Şekil 3.21. Tasarlanan devrenin Proteus programı kullanılarak çizilmiş PCB simülasyon görüntüsü (alt katman)	41
Şekil 3.22. Tasarlanan devrenin Proteus programı 3 boyutlu simülasyon görüntüsü.....	42
Şekil 3.23. Tasarlanan devrenin gerçek görüntüsü	42
Şekil 3.24. Devrenin ilk çalıştırıldığında 3.5ms için şebekeden çektiği ani 53A akım ..	43
Şekil 3.25. Şebeke girişinden çekilen akımın dalga şekli, giriş şebeke periyodu yarı süresi için. ($\pi/2$ 'de 1.815A'dir.) Y-ekseni: 0.5A/bölme, X-axis: 1ms/bölme	44
Şekil 3.26. Çıkış gerilimi V_o dalga şekli, Y-ekseni: 100V/bölme, X-axis: 4ms/bölme, (Ortalama 400V DC, min.=380V DC, mak.=420V DC, dalgalanma=4V DC, dalgalanma oranı=%10)	44
Şekil 3.27. Girişten çekilen akım dalga şeklinin yakınlaştırılmış hali (x100 kat)	45
Şekil 3.28. Girişten çekilen akım FFT görüntüsü (işlenmiş "data.csv" üzerinden).....	45

Şekil 4.1. Tasarlanan devrenin, performans ve maliyet ölçөгindeki yeri	48
Şekil 4.2. Tasarlanan 75W devresinin IEC 61000-3-2 standartları ile uyumu	49

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 3.1. Matematiksel olarak devrenin sonuçları	37
Çizelge 3.2. Simülasyon olarak devrenin sonuçları	40
Çizelge 3.3. Deneysel olarak devrenin sonuçları	43
Çizelge 3.4. Tüm sonuçların karşılaştırılması	46
Çizelge 4.1. Tüm sonuçların karşılaştırılması	47
Çizelge 4.2. PFC entegreli çözüm ile tasarlanan devrenin fiyat kıyaslaması	48

1. GİRİŞ

Sürekli gelişen teknoloji ve artan tüketici taleplerine paralel olarak, daha verimli olabilmek için daha kaliteli ürünler kullanmak zorunlu hale gelmiştir. Özellikle enerji kaynaklarının sınırlı olması ve her geçen gün azalması bu zorunluluğu daha da arttırmaktadır. Gelişen teknoloji ile birlikte, tüketici tarafındaki yükler de; basit dirençsel yüklerden, harmonikli ve faz farklı karmaşık yüklere kaymıştır (Uçar 1996).

Günümüzde, PC/Laptop, LCD/LED TV, LED lambalar, haberleşme cihazlar gibi sabit ve kararlı DC besleme gerilimi ile çalışan karmaşık yapıları yükler, PFC sayesinde, elektrik şebeke hattından sinüs dalga formunda ve şebeke gerilimi ile aynı fazda akım çekmektedirler. PFC olmaksızın, elektrik şebeke hattından çekilen akımın dalga şekli sinüs dalga formundan çok uzaktır, PF düşük ve THD de oldukça yüksektir.

1.1. Temel Kavramlar

PF, güç elektroniğinde çok önemli bir yere sahip olan, şehir şebekesinden çekilen gücün ne kadar etkili ve verimli kullanıldığını gösteren, şebeke ve sistem elemanlarının daha düşük maliyetli seçimine olanak veren bir parametredir.

Şekil 1.1’de gösterildiği üzere, doğrusal olmayan yükler hiçbir düzeltme yapılmaksızın şehir şebekesine bağlandığında, çektiği akım sinüs formundan uzak ve aynı zamanda faz farkına sahip olabilir.

Şebeke gerilimi, sinüs formunda ve referans sıfır “0” zaman noktasından başladığı kabul edilerek (1.1)’de verildiği gibi yazılabilir.

$$V_{in}(t) = V_m \sin(2\pi ft) \quad (1.1)$$

Burada V_m şebeke geriliminin tepe değerini, f ise şebeke frekansını göstermektedir.

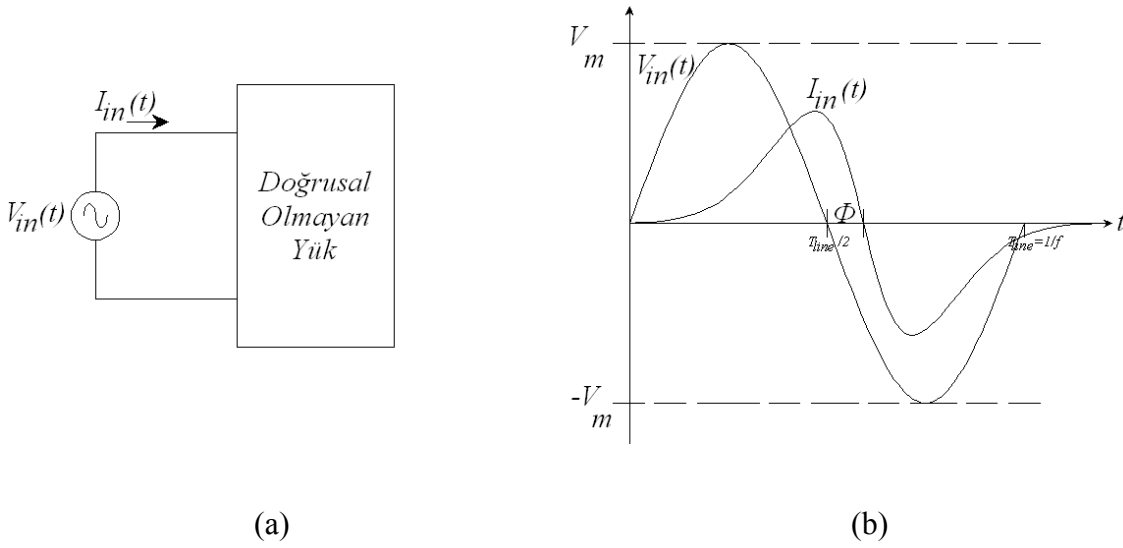
Akım dalga şekli sinüs formundan uzak ve faz kaymasına sahip olduğu için, (1.1)’deki denklem kadar kolay formül ile yazılamaz. Bu sebeple akım denklemi için Ek-2’de verilen Fourier dönüşüm denklemlerini kullanmak gerekir.

Şebekeden çekilen akımı $I_{in}(t)$ olarak yazarsak, şebekeden çekilen ortalama yada diğer adıyla gerçek güç (1.2)’de verilmiştir.

$$P_{in} = \frac{1}{T_{line}} \int_0^{T_{line}} V_{in}(t) I_{in}(t) dt \quad (1.2)$$

Şebekeden çekilen gerilim ve akımın etkin değeri (RMS: Root Mean Square) hesaplarken sırası ile (1.3) ve (1.4) verilebilir.

$$V_{in_rms} = \sqrt{\frac{1}{T_{line}} \int_0^{T_{line}} V_{in}^2(t) dt} \quad (1.3)$$



Şekil 1.1.Doğrusal olmayan yükler a-) Prensip şeması b-) Şebekeden çekilen gerilim ve akım dalga şekilleri

$$I_{in_rms} = \sqrt{\frac{1}{T_{line}} \int_0^{T_{line}+\Phi} I_{in}^2(t) dt} \quad (1.4)$$

Burada, V_{in_rms} şebekeden çekilen gerilimin, I_{in_rms} ise şebekeden çekilen akımın RMS değerleridir. Φ saniye birimli akımdaki kaymadır ve giriş akımı belirli bir faz kayması ile başladığı, aynı salınım değeri kadar geciktiği için denklemde $1/T_{line}$ bölünerek etkin değer hesaplanmaktadır. Burada T_{line} şebeke periyodudur. $T_{line} = 1/f$ dir. Şebekeden çekilen güç aslında görünür güç (S) olarak adlandırılır ve doğrusal olmayan yüke bağlı olarak sinüs formundan uzak şebeke akım şekli nedeni ile görünür güç (1.5)'teki gibi hesaplanır (Hart 1997).

$$S = V_{in_rms} I_{in_rms} \quad (1.5)$$

Görünür güç, şebekeden çekilen gerilim ve akımın RMS değerlerinin çarpımıdır.

1.2.Güç Faktörüne Toplam Harmonik Bozulma

PF, (1.6)'da verilen genel denklem ile hesaplanır. Özetle PF, şebekeden çekilen ortalama gücün görünür güce oranıdır (Hart 1997).

$$PF = \frac{P_{in}}{S} = \frac{\frac{1}{T_{line}} \int_0^{T_{line}} V_{in}(t) I_{in}(t) dt}{V_{in_rms} I_{in_rms}} \quad (1.6)$$

Şebekeden çekilen gerilim, (1.1)'de verildiği gibi ve sinüs formundadır. Gerilimde bir değişiklik olmayacağı için PF'i asıl belirleyen şebekeden çekilen akımın

dalga şekli ve bileşenleridir. Bu sebeple (1.6) bağıntısı (1.7)'deki gibi yeniden yazılabilir.

$$PF = \frac{I_{in_rms,1}}{I_{in_rms}} \cos\Phi = k_{dist} k_{disp} \quad (1.7)$$

Burada, $k_{dist}=I_{in_rms,1}/I_{in_rms}$ ve $k_{disp}=\cos\Phi$ olarak verilir ve tanım olarak, k_{dist} ; bozulma faktörü ve k_{disp} ; yer değiştirme faktörüdür. $I_{in_rms,1}$ ise, şebeke akımı temel bileşenin RMS değeridir. Güç faktörünün 1'e yaklaşması için; (1.7)'den yola çıkarak, $\cos\Phi$ 'nin 1'e ve $I_{in_rms,1}/I_{in_rms}$ 'in 1'e yaklaşması gerekir. Bunun için de, Φ 'nın sıfır "0" a yaklaşması yani şebekeden çekilen gerilim ile akımın arasında faz farkı olmaması, $I_{in_rms,1}/I_{in_rms}$ 'in 1'e yaklaşması için, $I_{in_rms,1}$ 'in I_{in_rms} 'e eşit olması yani tamamen faz farksız sinüs formunda bir akım olması, temel bileşen dışında harmonik bileşen olmaması gerekir.

Diğer önemli bir parametre ise THD'dir. Şebekeden çekilen gerilim, (1.1)'de verildiği gibi ve sinüs formunda olduğundan ve gerilimde bir değişiklik olmayacağı için PF gibi THD'yi de belirleyen, şebekeden çekilen akımın dalga şekli ve bileşenleridir.

THD sözel olarak, sinyalin temel bileşeni (1. yada 50 Hz'deki bileşen) dışındaki bileşenlerinin RMS değerlerinin, temel bileşenin RMS değerine oranıdır. Bu tanımlama, (1.8)'de formül olarak verilmiştir (Hart 1997).

$$THD = \sqrt{\frac{I_{in_rms}^2 - I_{in_rms,1}^2}{I_{in_rms,1}^2}} \quad (1.8)$$

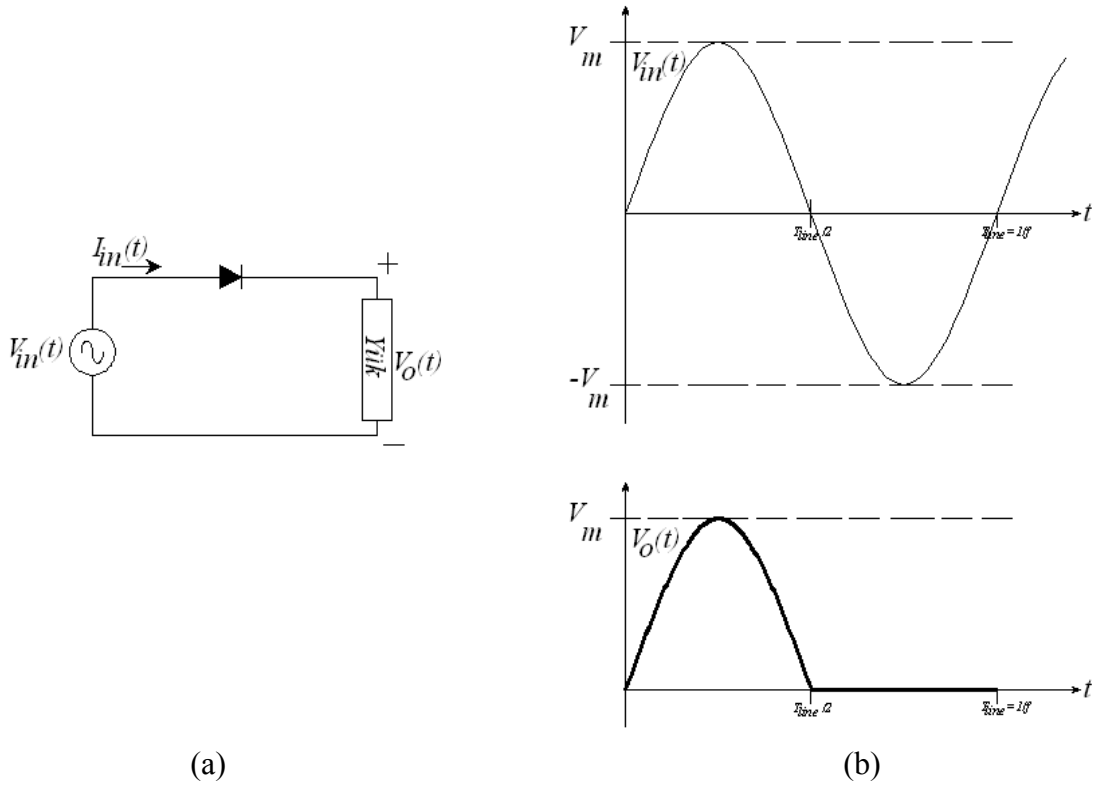
(1.8) yorumlandığında, eğer I_{in_rms} değeri $I_{in_rms,1}$ 'e eşit olursa, THD sıfıra "0" eşit olur ve anlamı, sinyalin sinüs formunda olduğu, bozulma olmadığıdır.

2. KURAMSAL BİLGİLER VE KAYNAK TARAMALARI

Günümüz elektronik cihazlarının ihtiyaç duyduğu sabit ve kararlı DC gerilimini sağlayabilmek için geliştirilen birçok güç kaynağı topolojisi mevcuttur. Bu topolojiler yükün ihtiyacını en iyi şekilde karşılarken, şebeke tarafında da sinüse yakın ve nerede ise hiç harmoniği olmayan sinüs formunda akım çekerek hem şebekeyi kirletmemiş hem de şebekeye fazla yüklenmemiş olmaktadır. Çünkü çekilen akım sinüs formunda değilse, yapılabilecek basit çıkarma işlemi ile geride kalan artık dalga şekli şebekeden çekilmediği için şebekeyi kirletecektir.

2.1.Güç Kaynakları

Elektronik cihazların ihtiyaç duyduğu DC gerilimini sağlayabilmek için, en basit olarak, sinüs dalga formunda olan $f=50\text{Hz}$ şebeke gerilimi kontrolsüz doğrultucular (diyotlar) aracılığı ile doğrultulur. Doğrultulan bu sinyalin ortalama değeri, hassas olmayan cihazlara doğrudan uygulanabilir.

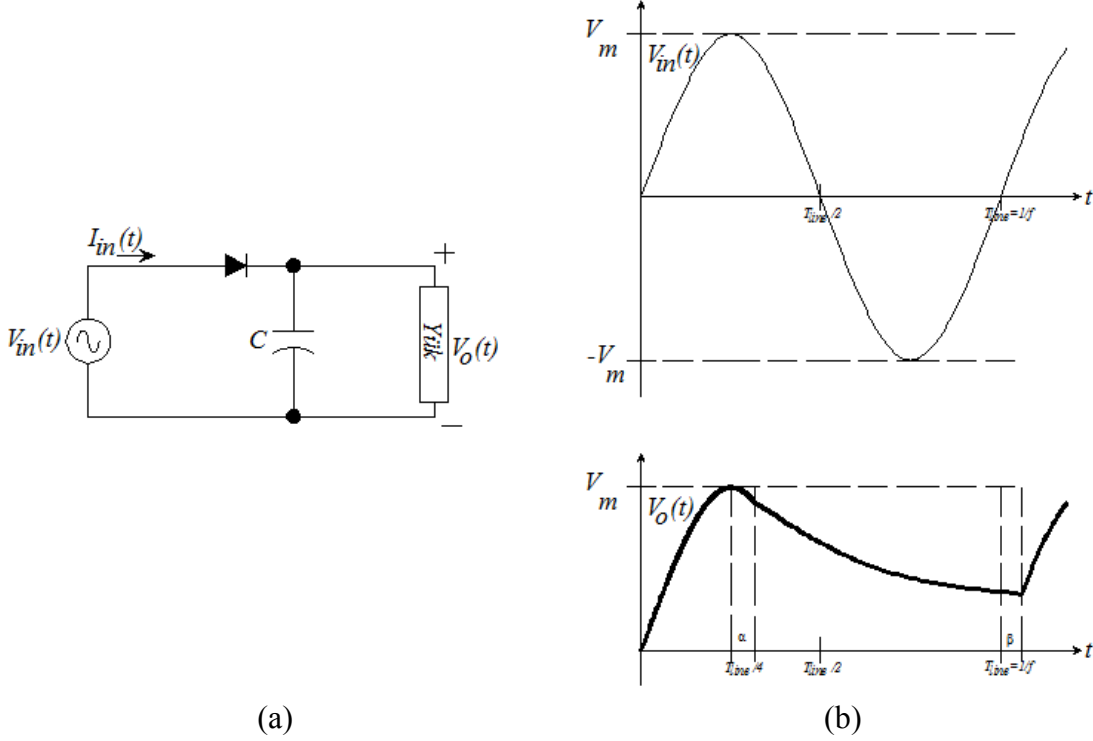


Şekil 2.1. Kontrolsüz yarı dalga doğrultucu a-) Devre şeması b-) Şebekeden çekilen gerilim ve yük üzerine düşen gerilim dalga şekilleri

Şekil 2.1'deki devre kontrolsüz yarı dalga doğrultucudur ve güç faktörü (PF) 0.700 civarında olup, THD'si de yüksektir.

Doğrultma işlemi için kontrollü doğrultucular ile yapılarak, çıkış gerilim ayarı ve buna bağlı olarak güç ayarı da yapılabilir. Bu durumda Diyot yerine tetikleme elemanı örneğin MOSFET kullanılır.

Kontrolsüz doğrultucuların çıkış gerilimini DC'ye yaklaştırmak için büyük değerli bir kapasitör ile gerekli dalgalanma (ripple) düzeltilebilir. Şekil 2.2'de kapasitörlü yarım dalga doğrultucu gösterilmektedir.



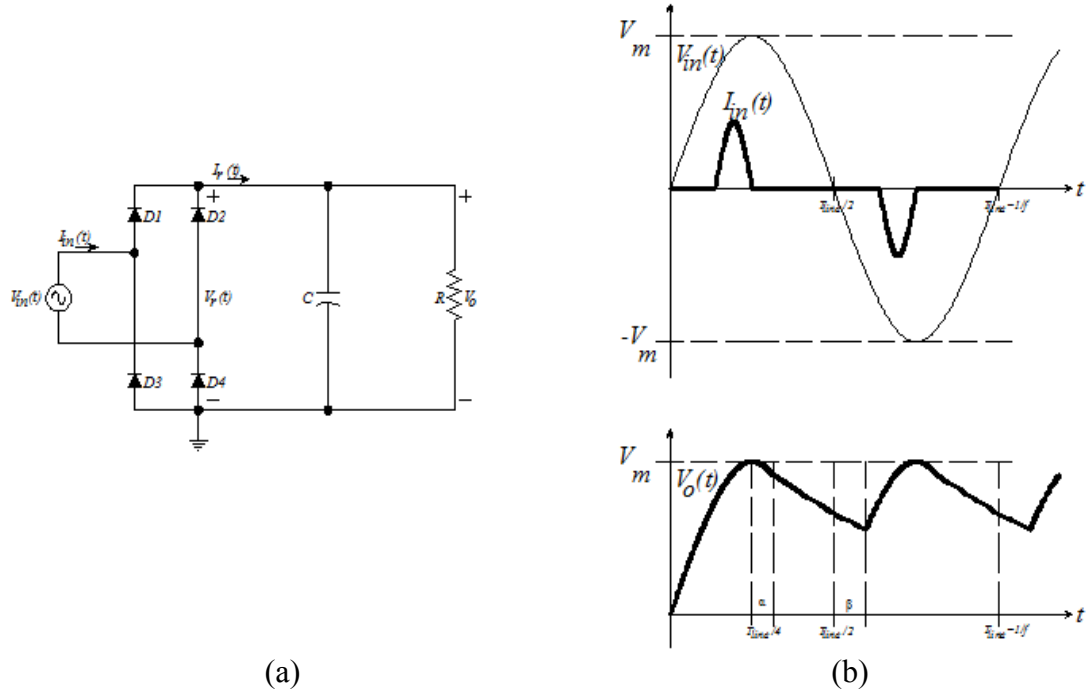
Şekil 2.2.Çıkış Kapasitörlü yarım dalga doğrultucu a-) Devre şeması b-) Şebekeden çekilen gerilim ve yük üzerine düşen gerilim dalga şekilleri

Şekil 2.2'deki devre için, direnç tipi yükler kullanıldığında akım dalga şekli, $I_{in}(t) = V_{in}(t)/R$ denklemi ile hesaplanabilir. Bu durumda güç faktörü, akımın şekline ve buna bağlı olarak da çıkış gerilim dalga şekli ile ilişkili olduğundan, sinüs formundan uzaklaştıkça düşer. Şekil 2.2 için PFyaklaşık olarak 0.550 civarında olup, THD de yüksektir.

Şekil 2.1 ve Şekil 2.2 yorumlandığında, daha hassas yükler için, giriş geriliminin tam dalga olarak doğrultulması ve çıkış kapasitörü eklenmesi, çıkış geriliminin DC'ye daha da yaklaşacağı ve hassas cihazları daha güvenli olarak besleyebileceği açıktır.

2.1.1.Tam dalga köprü doğrultucular

Tek fazlı sistemlerde direnç tipi yükler için, çıkış kapasitörü eklenmiş, kontrolsüz tam dalga köprü doğrultucular ile gerilim ve akım dalga şekilleri, Şekil 2.3'te verilmiştir. Bu devre de kontrolsüzdür.



Şekil 2.3.Çıkış Kapasitörlü tam dalga doğrultucu a-) Devre şeması b-) Şebekeden çekilen gerilim, akım ve yük üzerine düşen gerilim dalga şekilleri

Şekil 2.3'te verilen devre, çoğu elektronik cihazlar için kullanılabilirliği olan basit bir DC güç kaynağıdır. Çıkış kapasitörü büyütülerek, DC çıkış geriliminde meydana gelen dalgalanmanın daha da azaltılması mümkündür. Akımın çekildiği zaman aralığında güç çekilmekte, diğer zaman aralıklarında ise, dolmuş kapasitör üzerinden güç yükse aktarılmaktadır. Kapasitör yükseltildikçe dalgalanmanın azalması gibi bir avantaj mevcut iken, kısa sürede daha fazla güç çekileceği için, PF daha da düşecektir. Ayrıca, çıkışta istenen DC gerilimin genel olarak şebeke geriliminin tepe değerinden düşük olması sebebiyle, giriş geriliminin bir transformator aracılığı ile alçaltılması gerekir ve bu da ağırlığın artması anlamına gelmektedir. Devre, şebekeden çektiği akım yönünden incelendiğinde, PF düşük ve kalitesizdir. Direnç tipi yükler için, bu devrenin yaklaşık güç faktörü $PF = 0.60$ ve THD'si ise oldukça yüksektir (Maset vd 1993, Chuang ve Cheng 2006, Beltrame vd 2010).

2.2.Güç Faktörü Düzeltme Devreleri

Doğrultucular ile yapılan DC güç kaynaklarının, düşük PF, yüksek THD oranı, girişte kullanılması gereken transformator nedeni ile ağır olması, devre elemanları üzerinde kayıplar ve buna bağlı olarak ısınma sorunu, çıkış gerilimi üzerindeki dalgalanmanın azaltılması amacıyla kapasitör boyutlarının büyütülmesi vb., dezavantajları nedeni ile çözüm olarak SMPS kullanımı zorunlu hale gelmiştir. Bu zorunluluk çevreci ve kaliteli yaklaşımlar ile desteklenmiş ve uluslararası standartlara bağlanmıştır. SMPS'ler, doğrultucuların zayıf olduğu noktalarda üstün özelliklere sahiptir.

PFC sayesinde artan PF'e bağlı olarak da yüksek olan THD düşer. Bu sayede şebekeden çekilen akımın şekli sinüs dalga formuna yaklaşır. Güç kaynağının kalitesi

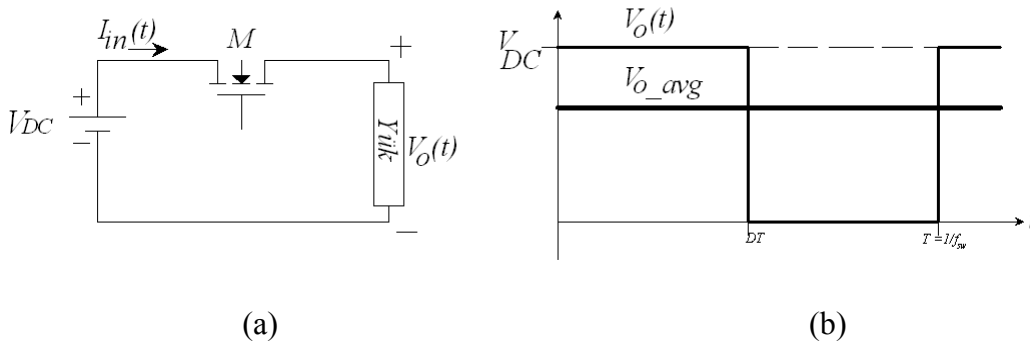
artar, kullanılan malzemelerin üst limit değerleri düşer ve maliyet de bu bağlamda azalır. PFC yöntemleri iki ana başlıkta incelenebilir. Bunlardan ilki; pasif devre elemanları ile yapılan pasif PFC'dir. Güncel ve yaygın kullanılan ikinci yöntem ise; aktif PFC'dir. Pasif PFC'de genel olarak sisteme bobin ve kapasitör elemanları eklenerek filtreleme, belirli bir harmoniğin güçlü şekilde bastırılması (özellikle 3. harmonik), vb. gibi yöntemlere başvurulur. Pasif PFC yöntemi, detaylı matematiksel hesabı yapılmış LC filtre devreleri ile yapılmakta olup; güvenilir, sağlam, sessiz ve göreceli olarak ucuz olmasına karşın, ağır, hantal ve aktif PFC ile kıyaslandığında düşük PF'e sahiptir (Redl 1997). Bu dezavantajları nedeni ile aktif PFC yöntemleri daha popüler ve tercih edilir olmuştur.

2.2.1. Aktif güç faktörü düzeltme devreleri

Pasif PFC devrelerinin anılan dezavantajlarına karşın aktif PFC devreleri, üzerinde sıklıkla çalışılan güncel bir konudur. Diğer taraftan, kaliteli ve etkin bir SMPS için aktif PFC yöntemi ve bunun için de Enerji Devridaim ve Depolama Devreleri (ERSC: Energy Recirculation and Storage Circuit) kullanılır. ERSC'ler kaynak enerjisini arttırmak için enerji depolayan ve devridaim yaptıran devreler olarak tanımlanır (Hopkins ve Root 1994).

Aktif PFC devreleri için birçok farklı yöntem ve topoloji bulunmaktadır. Alçaltıcı tip çeviriciler (Buck Converter), yükseltici tip çeviriciler (Boost Converter), hem alçaltıcı hem yükseltici tip çeviriciler (Buck-Boost Converter) popüler olan aktif PFC devreleridir. Aktif PFC devreleri sayesinde güç faktörü neredeyse 1.00'a yaklaştırılırken, buna bağlı olarak THD de düşer. Şebekeden çekilen akım sinüs formuna benzer ve aslında direnç tipi olmayan ve sabit DC çıkış gerilimi ile çalışan yük, şebeke tarafından bakıldığında, akım sinüs formuna çok yakın olduğu için direnç gibi görünür. Bilimsel olarak devrenin şebeke tarafından bakıldığında görülen Thevenin eşdeğer empedansı, saf direnç tipi yüke çok yakındır.

Aktif PFC devreleri için yaygın kullanılan çeviricilerde, şebeke frekansına göre oldukça yüksek frekansta anahtarlama yapan ve yükün ihtiyacı olan gerilimi, bu sayede de gücü ayarlayabilen anahtarlama elemanları mevcuttur. Prensip olarak Şekil 2.4'te verilen basit bir anahtarlama devre ve yük üzerindeki çıkış gerilim şekilleri gösterilmiştir.



Şekil 2.4. Anahtarlama çevirici a-) Devre şeması b-) Yük üzerindeki gerilimin dalga şekli ve ortalama değeri

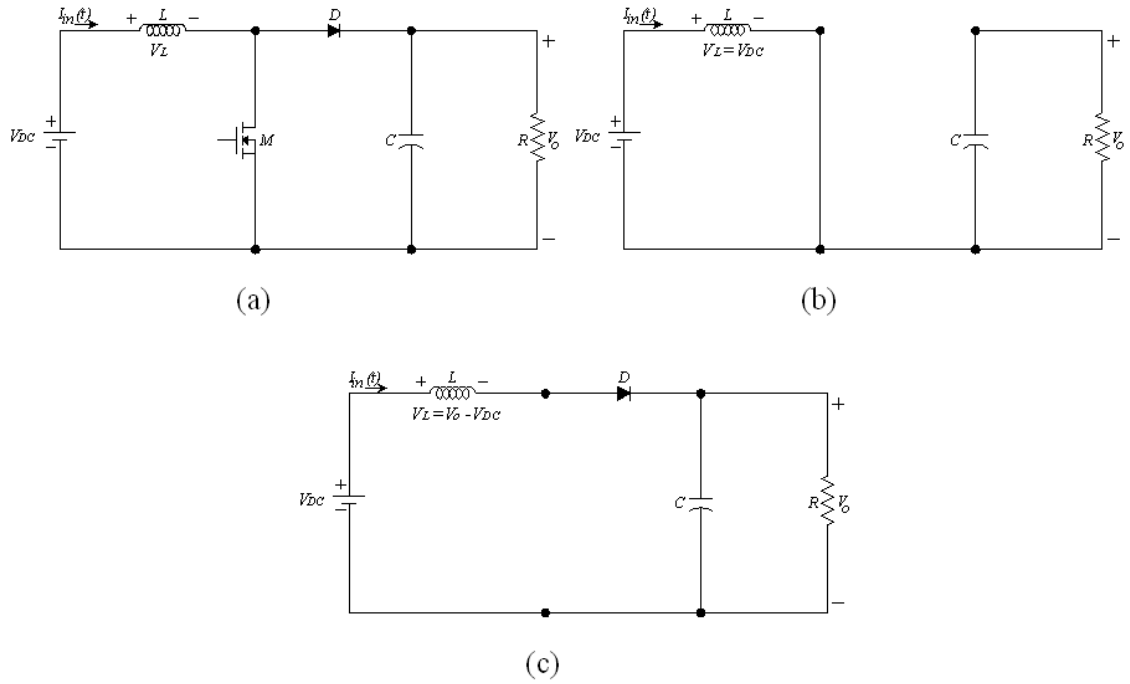
Şekil 2.4'te anahtarlama elemanı M yüksek frekansta f_{sw} çalışmakta olup, bu frekansa denk düşen periyot olan $T = 1/f_{sw}$ süresinin DT lik bölümünde iletimde iken geri kalan $(1-D)T$ lik bölümünde kesimdedir. Sıfır "0" ile bir "1" arasında değer alan D 'ye işlem oranı (Duty), DT lik zaman dilimine de işlem zamanı (Duty cycle) denir. Bir sinyalin ortalama formülü kullanılarak, yükün üzerine düşen ortalama gerilim (2.1)'deki gibi bulunur.

$$V_{o_avg} = \frac{1}{T} \int_0^T V_o(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{DT} V_{DC} dt = V_{DC} D \quad (2.1)$$

Şekil 2.4 ve (2.1) denklemleri birlikte yorumlandığında, bu devrenin maksimum çıkış gerilimi V_{DC} kadar olabilir. Bu durumda bu devremiz aslında çok basit bir azaltan tip çevirici (buck converter) olarak nitelendirilebilir.

2.2.1.1. Yükseltici tip çeviriciler

Yükseltici tip çeviriciler için devre şeması ve anahtarlama elemanı iletimde ve kesimde iken devrenin eşdeğerleri Şekil 2.5'te verilmiştir (Hart 1997).



Şekil 2.5. Yükseltici tip çevirici a-) Devre şeması b-) M iletimde iken devrenin eşdeğeri c-) M kesimde iken devrenin eşdeğeri

Yükseltici tip çevirici kullanıldığı için, devrenin çıkış gerilimi olan V_o 'nun, giriş gerilimi olan V_{DC} 'den büyük olduğu varsayımı yapılarak, devrenin bobini üzerine düşen V_L geriliminin $V_L = V_o - V_{DC}$ olduğu gösterilmiştir.

Devrenin anahtarı iletimde iken;

$$V_{o_avg} = V_{DC} = L \frac{d(I_{in}(t))}{dt} \quad (2.2)$$

(2.2) denkleminde yola çıkarak, (2.3) elde edilir.

$$\frac{d(I_{in}(t))}{dt} = \frac{\Delta I_{in}}{\Delta t} = \frac{\Delta I_{in}}{DT} = \frac{V_{DC}}{L} \quad (2.3)$$

Girişten çekilen akımın M iletimde durumunda iken üzerinde meydana gelen dalgalanmayı eğer ΔI_{in_closed} olarak tanımlarsak, bu dalgalanma (2.4)'te verildiği gibidir (Hart 1997).

$$\Delta I_{in_closed} = \frac{V_{DC}DT}{L} \quad (2.4)$$

Devrenin anahtarıkkesimde iken;

$$V_L = V_o - V_{DC} = L \frac{d(I_{in}(t))}{dt} \quad (2.5)$$

(2.5)'ten yola çıkılarak, (2.6) elde edilir.

$$\frac{d(I_{in}(t))}{dt} = \frac{\Delta I_{in}}{\Delta t} = \frac{\Delta I_{in}}{(1-D)T} = \frac{V_o - V_{DC}}{L} \quad (2.6)$$

Girişten çekilen akımın M kesim durumunda iken üzerinde meydana gelen dalgalanmayı eğer ΔI_{in_open} olarak tanımlarsak, (2.7) elde edilir.

$$\Delta I_{in_open} = \frac{(V_o - V_{DC})(1-D)T}{L} \quad (2.7)$$

Bobin üzerinde depolanan net yük sıfır "0" olacağı için, anahtarlama elemanının iletim ve kesim durumundaki bobin üzerinde meydana gelen akım dalgalanmaları toplamı sıfır "0" olacaktır. Yani, $|\Delta I_{in_closed}| = |\Delta I_{in_open}|$ bağıntısından V_o çıkış gerilimi (2.8)'deki gibi bulunur.

$$V_o = \frac{V_{DC}}{1-D} \quad (2.8)$$

Bobin üzerinde oluşan ortalama akım, kayıpsız kabul edilen malzemeler için, giriş ve çıkış gücü eşitliğinden hesaplanır. Ayrıca dalgalanma ve ortalama akım için hesaplanan formüller ile (2.9)'da verilen kritik bobin değerine $L_{critical}$ ulaşılabilir. Bu değer altında seçilen bobin değerleri için devre DCM, tam bu değerde seçilirse CRM, bu değer üzerinde seçilmesi durumunda ise CCM çalışır ve buna uygun akım dalga

şekli kaynaktan çekilir. Tezin ilerleyen bölümlerinde, özellikle AC şebeke gerilimi ile hesaplamalarda bu konuda daha detaylı bilgi ve denklemler verilecektir (Hart 1997).

$$L_{critical} = \frac{D(1-D)^2 R}{2f_{sw}} \quad (2.9)$$

Çıkış gerilimi üzerinde meydana gelen dalgalanma da tasarımın hesaplarını etkileyen önemli parametrelerdendir. Bağlı olarak çıkış gerilim dalgalanması (2.10)'da verilmiştir.

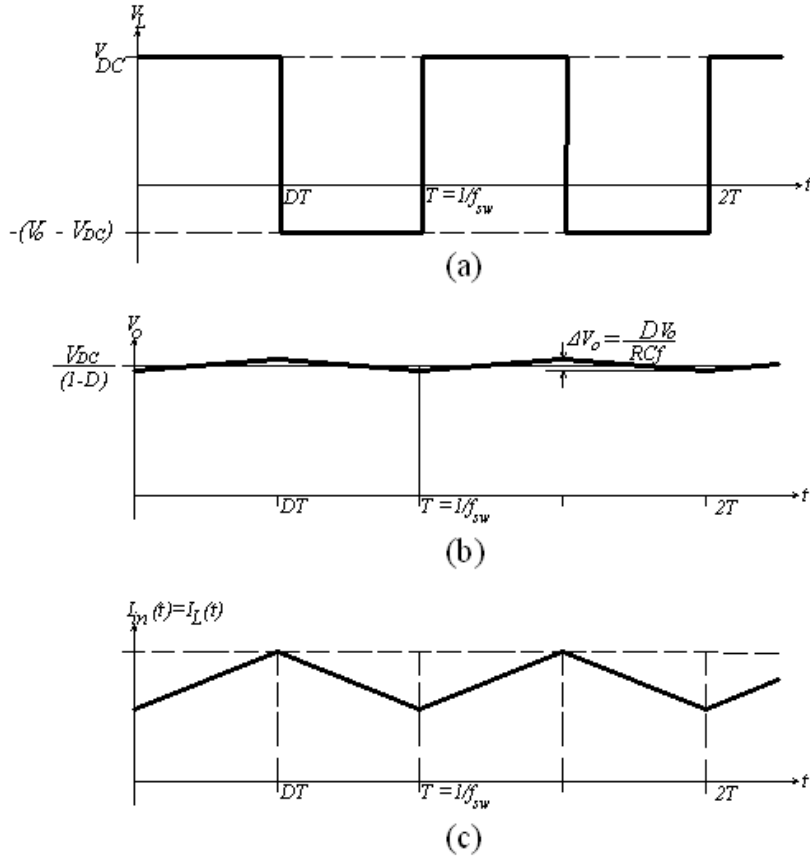
$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf_{sw}} \quad (2.10)$$

Genelde çıkış gerilimindeki dalgalanmanın değeri, çıkış gerilimine oransal olarak verildiği için, (2.10)'da da dalgalanma ΔV_o oransal olarak verilmiştir.

Bobin üzerindeki gerilim, yük üzerindeki çıkış gerilimi ve bobin üzerinden geçen ve aynı zamanda kaynaktan çekilen giriş akımı dalga şekilleri, denklemler ve çalışma prensibi de göz önüne alındığında, Şekil 2.6'daki gibidir.

Şekil 2.6'da verilen bobin değeri, (2.9)'da tanımlanmış kritik değer üzerinde seçilmiştir. Bu sebeple bobin üzerinden geçen akım ki bu akım; güç kaynağından çekilen giriş akımına eşittir; CCM'dir, yani hiç sıfır "0" değerine ulaşmamaktadır. Eğer bobin değeri kritik değer altında olsa idi, DCM çalışan bir yükseltici tip çevirici tasarlanmış olurdu.

Bu tezde DCM çalışan bir yükseltici tip çevirici yapıldığı için, denklemler ilerleyen bölümlerde revize edilerek yeniden verilecektir. Giriş sinyali olarak sinüs dalga kullanılacaktır. Şebekenin sonsuz gerilim kaynağı gibi düşünülmesi, tüm elemanların kayıpsız ve ideal olduğu yaklaşımı ile formüller revize edilecek, matematiksel olarak hesaplamalar yapılacaktır. Takibinde simülasyon ve deneysel olarak teyidi sağlanacaktır.



Şekil 2.6.CCM yükseltici tip çevirici a-) Bobin üzerindeki gerilim dalga şekli b-) Yük üzerindeki çıkış gerilimi c-) Girişten çekilen akım (Bobinden üzerinden geçen akım)

3. MATERYAL ve METOT

3.1. Materyal

Yükseltici tip çeviricinin PFC devresi olarak kullanılması ve çalışma modları arasında tercih, yapılacak tasarıma ve yükün ihtiyacına göre değişmektedir. Yükseltici tip çeviriciler, PFC yapmak için yaygın olarak kullanılan bir tür olup, küçük giriş akım dalgalanması, yüksek PF, küçük hacimli çıkış kapasitörleri ve basit devre yapıları gibi avantajlara sahip olmaları tercih edilme sebeplerindedir. Ayrıca, yükseltici tip çeviriciler; elektrik hattı harmonik azaltma metotlarının en ucuz olanlarından biri olduğu rapor edilmektedir (Maset vd 1993, Redl 1997).

3.1.1. Yükseltici tip çeviricinin süresiz iletim modunda çalışması

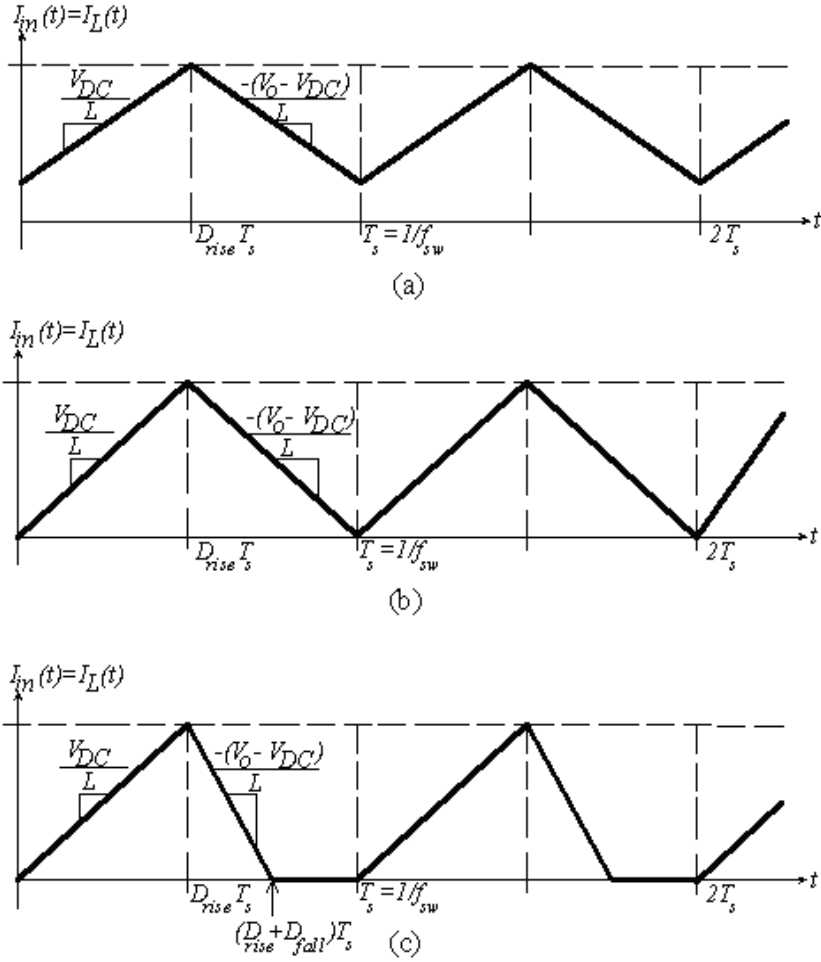
Yükseltici tip çevirici üç farklı çalışma şeklinde tasarım edilip çalıştırılabilir: CCM, CRM ve DCM (Yoa vd 2010, 2011). Tüm bu modların birbirlerine göre üstünlükleri ve dezavantajları vardır. Özellikle düşük ve orta güç ihtiyaçlarında, DCM PFC topolojisi en çok kullanılan ve en fiyat avantajına sahip olan türdür (Chen ve Lee 1998, Athab ve Khan 2007). Dahası, DCM çalışmanın, CCM çalışmaktan daha kolay olduğu rapor edilmektedir (Liu ve Lin 1989).

Yükseltici tip çeviricinin, girişten uygulanan DC bir kaynak gerilimine göre, girişten çekilen (bobin üzerinden akan) akım dalga şekilleri her üç çalışma modu için de Şekil 3.1'de verilmiştir. Şekil 3.1, c-)’de görüleceği üzere, DCM çalışan bir yükseltici tip çeviricide, kaynaktan çekilen akım, tetikleme elemanı M 'nin yeniden iletime geçeceği periyot zamanlarından ($T, 2T, 3T, \dots$ gibi) daha önce sıfır “0”a ulaşmaktadır. Bu durumda, sıfıra ulaşılan nokta ile yeniden tetiklemenin başlayacağı zaman arasındaki sürede herhangi bir işlem olmaz. Bu süre genel olarak işlemsiz zaman yada “ölü” zaman olarak isimlendirilir. Girişten çekilen akımın boşalma işlem oranı eğer D_{fall} olarak tanımlanırsa; boşalma süresi de $D_{fall}T$ ’dir. Gerilim zaman dengesinden bu süreler bulunabilir. (3.1)’de gerilim zaman dengesi verilmiş olup, (3.2)’de ise D_{fall} boşalma oranı hesaplanmıştır. Ayrım yapılabilmesi için, daha önce (2.1)’de tanımlanmış olan M anahtarı iletimde iken işlem oranı D yerine, D_{rise} kullanılmıştır.

$$V_{DC} D_{rise} T_s = (V_o - V_{DC}) D_{fall} T_s \quad (3.1)$$

Aynı şekilde, şebeke periyodundan ayrım yapılabilmesi için, anahtarlama periyodu olarak T_s yerine T_s , anahtarlama frekansı olarak aynı şekilde f_{sw} kullanılmıştır.

$$D_{fall} = \frac{V_{DC}}{(V_o - V_{DC})} D_{rise} \quad (3.2)$$



Şekil 3.1. Yükseltici tip çeviricinin çalışma modları a-) CCM b-) CRM c-) DCM

İletim moduna bakılmaksızın, yükseltici tip çeviricinin bobini üzerinden akam akımın, diğer bir ifade ile güç kaynağından çekilen giriş akımının tepe değeri $I_{in_peak} = I_{L_peak}$, Şekil 3.1'in yardımı ile (3.3)'te verilmiştir.

$$I_{in_peak} = I_{L_peak} = \frac{V_{DC}}{L} D_{rise} T_s \quad (3.3)$$

Aynı şekilde iletim moduna bakılmaksızın, yükseltici tip çeviricinin bobini üzerinden akam akımın, diğer bir ifade ile güç kaynağından çekilen giriş akımının ortalama değeri $I_{in_avg} = I_{L_avg}$, Şekil 3.1'in yardımı ile (3.4)'te verilmiştir.

$$I_{in_avg} = I_{L_avg} = \frac{1}{2} I_{in_peak} (D_{rise} + D_{fall}) = \frac{1}{2} I_{L_peak} (D_{rise} + D_{fall}) \quad (3.4)$$

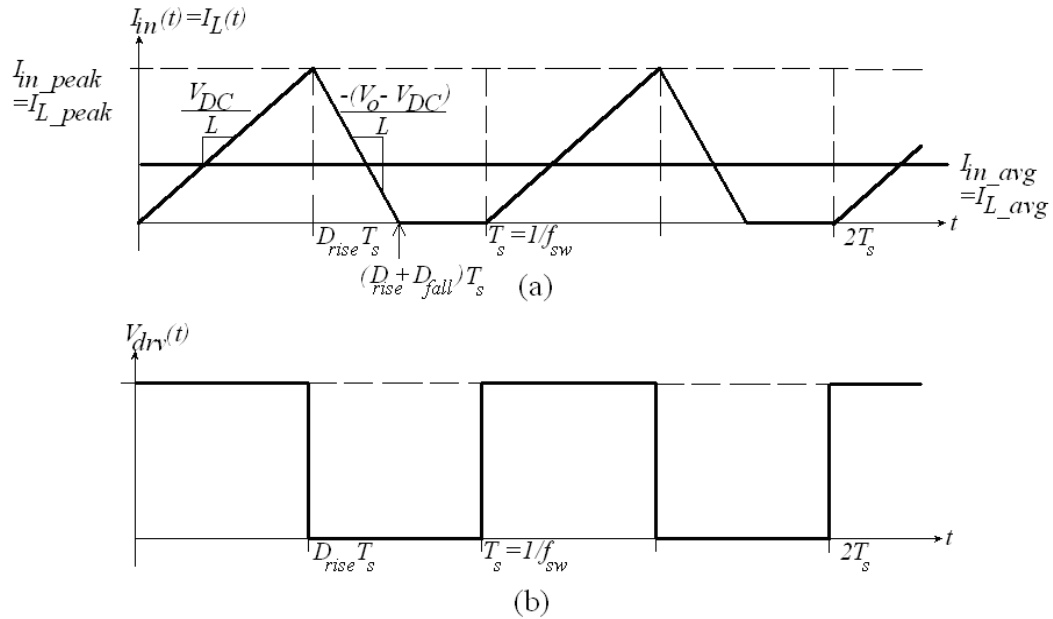
(3.2), (3.3) ve (3.4) ile birleştirip yeniden (3.5)'i yazabiliriz.

$$I_{in_avg} = I_{L_avg} = \frac{V_{DC} D_{rise}^2}{2L f_{sw}} \frac{1}{1 - \frac{V_{DC}}{V_o}} \quad (3.5)$$

Girişten çekilen akımın zamana bağlı denklemini $I_{in_avg} = I_{L_avg}$ olarak bulunur ve görüldüğü gibi DC kaynak ile beslenen yükseltici tipi çeviricinin giriş akım denklemini zamandan bağımsız görmektedir. Tezin de konusu olan, DCM çalışan yükseltici tip çeviricinin bobin üzerinden akan (girişten çekilen) akımın dalga şekli ve M tetikleme elemanına uygulanan sürücü sinyali dalga şekli, Şekil 3.2’de verilmiştir.

Tüm devre elemanlarının ideal ve kayıpsız olduğu, tüm devrenin %100 verimli olduğu bir yükseltici tip çevirici için güç dengesi üzerinden $P_{in} = P_{out}$ eşitliği yazılabilir. (1.2) ile verilen ortalama güç hesabından, (3.5)’te kullanılarak çıkışa eşit kabul edilen ortalama giriş gücü şu şekilde hesaplanır.

$$P_{in} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_{DC} \frac{V_{DC} D_{rise}^2}{2L f_{sw}} \frac{1}{1 - \frac{V_{DC}}{V_o}} dt = \frac{V_{DC}^2 D_{rise}^2}{2L f_{sw}} \frac{1}{1 - \frac{V_{DC}}{V_o}} \quad (3.6)$$



Şekil 3.2.DCM çalışan yükseltici tip çevirici a-) Bobin üzerinden akan (girişten çekilen akımın) dalga şekilleri b-) M tetikleme elemanına uygulanan sürücü sinyali

V_o çıkış geriliminin D_{fall} 'dan kurtarıp yazabilmek için, yükseltici tip çeviricinin diyotu üzerinden geçen akımdan I_D yola çıkılarak, (3.2)'nin kullanılmasıyla;

$$I_D = \frac{1}{T_s} \left(\frac{1}{2} I_{in_peak} D_{fall} T_s \right) = \frac{V_o}{R} = \frac{1}{2} I_{in_peak} \frac{V_{DC} D_{rise}}{V_o - V_{DC}} \quad (3.7)$$

(3.7)'de I_{in_peak} yerine, (3.3)'teki eşiti yazılıp D_{fall} çözüldüğünde,

$$D_{fall} = \left(\frac{V_o}{V_{DC}}\right) \left(\frac{2L}{RD_{rise}T_s}\right) \quad (3.8)$$

elde edilir. (3.2) ve (3.8)'deki denklemler birleştirilip ikinci dereceden denklem olarak yazılır;

$$\left(\frac{V_o}{V_{DC}}\right)^2 - \left(\frac{V_o}{V_{DC}}\right) - \left(\frac{RD_{rise}T_s}{2L}\right) = 0 \quad (3.9)$$

buradan V_o/V_{DC} çözülürse;

$$\left(\frac{V_o}{V_{DC}}\right) = \frac{1}{2} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{2RD_{rise}^2T_s}{L}}\right) \quad (3.10)$$

bulunur (Hart 1997). PF'yi hesaplamak için Şekil 3.2a'da verilen akım dalga şeklinin RMS değerinin hesaplanması gerekir. Ek-1'de verilen üçgen dalganın RMS değeri hesaplama yöntemi kullanılarak, girişten çekilen akımın RMS değeri I_{in_rms} , (3.11)'de verilmiştir.

$$I_{in_rms} = I_{in_peak} \sqrt{\frac{D_{rise} + D_{fall}}{3}} = \frac{V_{DC}}{L} D_{rise} T_s \sqrt{\frac{D_{rise} + D_{fall}}{3}} \quad (3.11)$$

Bu bölüme kadar üzerinde hesaplama yapılan DCM yükseltici tip çeviricinin gerilim kaynağı DC olduğu için, PF hesaplaması bu bölümde yapılmamıştır. İlerleyen bölümlerde, AC gerilim kaynağı için, akımın sinüse benzerliğini ve tasarlanan güç kaynağının kalitesini arttırmak amacıyla PF ve THD hesapları yapılacaktır.

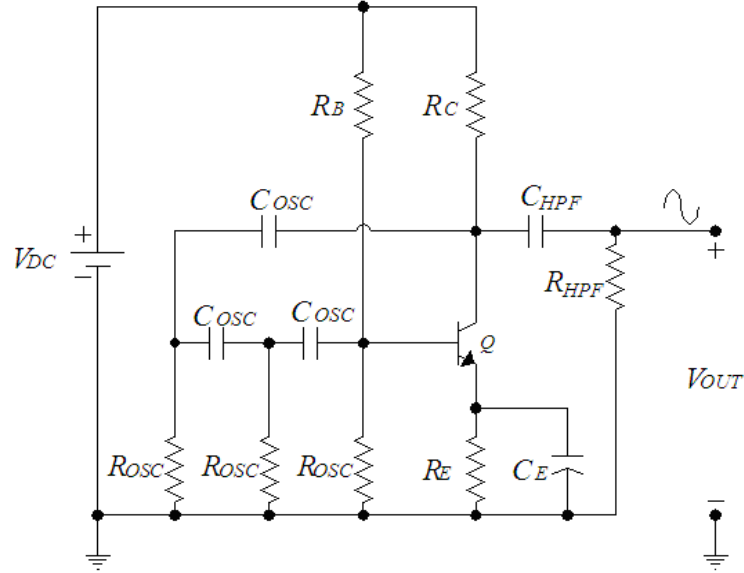
3.1.2. Transistörlü RC faz kaymalı osilatör

Şekil 3.3'te transistörlü RC(direnç-kapasitör) faz kaymalı osilatör devre şeması ihtiyaç duyduğumuz yükseltici ve yüksek geçiren filtre ile birlikte verilmiştir. V_{OUT} bu devrenin çıkış sinyali olup, (Johnson 1945)'de verildiği üzere çıkış sinyalinin frekansı osilatör bölümündeki R_{OSC} ve C_{OSC} elemanları ile ayarlanabilir.

Şekil 3.3'teki devrenin kayma fazı ve frekansı RC bölüm adedine bağlı olarak değişir. Matematiksel detay verilmeden; N, RC bölüm adedini göstermek üzere; 3 adet RC bölümlü devrenin osilasyon frekansı (3.12)'de verilmiştir (Johnson 1954).

$$f_{osc} = \frac{1}{2R_{OSC}C_{OSC}\sqrt{6}} \quad (3.12)$$

Şekil 3.3'teki devre için $N=3$ 'tür. Osilatörün çıkışında bu f_{OSC} frekansında bir sinüs sinyali elde edilir. Bu tezde, elde edilen bu sinyal ile yükseltici tip çeviricinin anahtarlama elemanı M sürülecektir.



Şekil 3.3. Transistörlü RC faz kaymalı osilatör devre şeması (yükseltici ve yüksek geçiren filtre bölümleri ile birlikte)

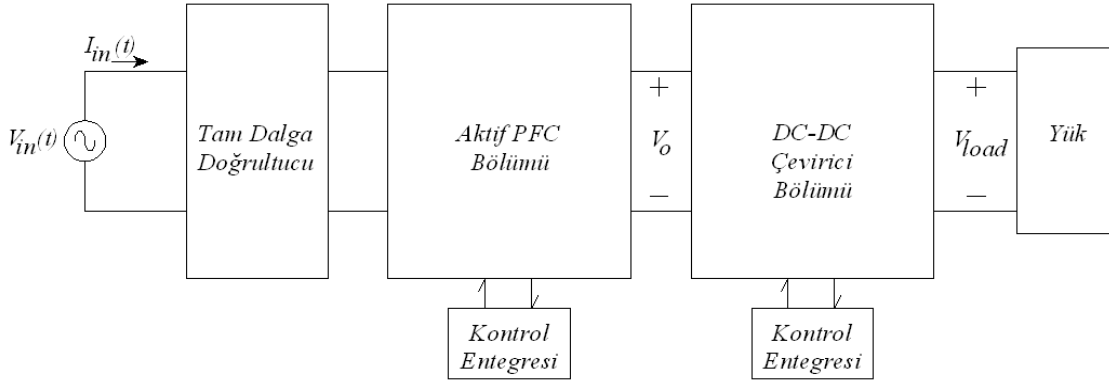
3.2. Metot

Tezin devamında, DCM çalışan yükseltici tip çeviricinin, AC şebeke geriliminden beslenen ve DC çıkış gerilimi veren SMPS'in güç faktörü düzeltme bölümü olarak kullanımı için detaylı ve matematiksel bilgiler, Mathcad ve MATLAB programı kullanılarak matematiksel analizi, Pspice programı kullanılarak simülasyonu, devrenin Proteus programı kullanılarak elektronik kart üzerine aktarılması, deneysel olarak sonuçlarının alınması ve işlenmesi konuları yer alacaktır. Son olarak sonuçların birbiri ile karşılaştırılarak teyit edilmesi, mevcut çözümler ile kıyaslanması, malzeme, performans ve asıl tez amaçlarından biri olan maliyet kıyaslarının yapılması yer alacaktır.

3.2.1. Yükseltici tip çeviricinin anahtarlama güç kaynaklarının güç faktörü düzeltme bölümü olarak kullanılması

Tipik iki bölümlü SMPS'in blok şeması Şekil 3.4'te gösterilmiştir. Tam dalga doğrultucu ve aktif PFC'nin oluşturduğu bölüme birinci bölüm, DC/DC çeviricinin olduğu bölüme ise ikinci bölüm denir. Aktif PFC bölümü olmaksızın tam dalga doğrultucunun peşine DC/DC çevirici eklenerek de SMPS yapılabilir ve buna tek bölümlü SMPS denir. Tek bölümlü SMPS topolojileri ile kıyaslandığında, iki bölümlü SMPS topolojisi birçok avantaja sahiptir (Liu ve Lin 1989, Mollov vd 2005, Shin-

Young vd 2012). Bu avantajlar arasında, daha verimli oluşu, daha hafif ve az yer kaplaması, daha iyi performansa sahip olması ve koruma devresi bulundurması sayılabilir (Göksu ve Alan 2003). Shin-Young vd (2012)'de, Jappe ve Mussa (2009)'da gösterildiği üzere, tipik iki bölümlü SMPS yaklaşımı, geleneksel tek bölümlü SMPS ile aynı boyutta yapılabilirken, üstüne daha yüksek verimliliğe sahip olması da büyük avantajdır.



Şekil 3.4.İki bölümlü SMPS'in blok şeması

İki bölümlü SMPS yaklaşımında, V_o terminal gerilimi olarak 400V DC elde edilir. 400V DC gerilimi, ihtiyaç duyulan genelde daha düşük DC gerilime (5V, 12V, 24V, vb.) uygun bir DC/DC çevirici ile çevrilir. Bu ikinci bölümde yer alan DC/DC çevirici olarak yaygın flyback, yarım köprü, tam köprü, LLC rezonans, vb. tipler yükün durumu da göz önünde bulundurularak tasarımcı tarafından belirlenir. Yük ihtiyacına göre çıkış tarafı, bir yada çok çıkışlı olabilir ve buna göre de DC/DC çevirici tek yada çok çıkışlı tasarlanabilir (Göksu ve Alan 2003).

Genel olarak şebekenin RMS değeri 220V AC tarzda bir gerilim olduğu, V_o 'da 400V DC elde edilmek istendiği için, Şekil 3.4'te gösterilen aktif PFC bölümünde yükseltici tip çevirici kullanılır. Yükseltici tip çeviricinin PFC devresi olarak kullanımı yaygın ve güncel bir uygulamadır.

Bu tezin konusu, iki bölümlü SMPS'lerin birinci bölümü olan yani PFC bölümüdür. Bu sebeple ikinci bölümle ilgili bilgi ve çalışma yapılmayacaktır. PFC bölümü için yapılacak çalışma yüksek performanslı fakat maliyet olarak var olan güncel uygulamalardan daha ucuz bir uygulama olacaktır.

3.2.2.Mevcutta “Var Olan” çözümlerin incelenmesi ve tasarımın özgünlüğü

Valley-Fill ve Gomes de Freitas vd (2004) yaptığı çalışma hariç tutulduğunda, tüm bilinen aktif PFC çözümleri, PFC IC tarafından sağlanmakta ve ERSC'lerin anahtarlama elemanları bu tip PFC IC'ler tarafından sürülmektedir. Valley-fill çözümü 0.85'in üzerinde PF veremezken, çıkış gerilim dalgalanması oldukça fazladır ve THD

32%'yi geçmesine karşın basitliği yönünden de avantajlıdır (Choi ve Lee 2003). Choi ve Lee (2003) yaptığı çalışmada Valley-Fill devresini geliştirmiş ve 0.970 PF, %26 THD elde etmiştir fakat yapılan çalışmanın giriş gerilimi değişse bile performansı sabittir. Öte yandan, sabit işlem oranı ve sabit frekansta çalışan DCM yükseltici tip çeviricinin düşük şebeke gerilimlerinde performansı 0.99 PF'e kadar çıkabilmektedir. Gomes de Freitas vd (2004) yaptığı çalışmada ise, ERSC kendinden salımlı bobinler ile sürülmekte olup, iki kat mosfet ve birden fazla bobine ihtiyaç duymaktadır.

PFC'nin IC kullanılarak çözümü yönünden bakılacak olursa; IC üretici firmaları elektronik sektörüne çok değişik tiplerde PFC için kullanılabilen IC sunmaktadır. Bu IC'lerin bazıları sabit Duty ve sabit çalışma frekansı sunar. Performansı arttırmak için bu IC'lerin bazıları değişken Duty sabit frekansta çalıştırılır (Taniguchi ve Nakaya 1997, Lo vd 2001, Yoa vd 2010, 2011). Bazıları ise küçük değişiklikler ile sabit Duty, değişken frekans ile çalıştırılabilir (Lo vd 2007). IEC 61000-3-2 limitlerinin de üzerinde yaklaşık 1.00 PF için bu tip devre uygulamaları da kullanılmaktadır. Chen ve Lee (1998), Ponce vd (2000), Chuang ve Cheng (2006), Chuang ve Cheng (2007) tarafından yapılan çalışmalarda sabit Duty, değişken frekansa örnek olarak verilebilir. Bu tip PFC uygulamalarında Duty ve yüksek salınım frekansı PFC IC'ler yada PWM IC'leri ile üretilir.

Bu tezde, tasarım topolojisinden bağımsız olarak SMPS'lerin PFC katında maliyet azaltıcı bir çalışma yapılmıştır. Uluslararası regülasyon olan IEC 61000-3-2 limitleri dahilinde, PF 0.959, THD %30.28, çıkış gücü 75W, çıkış gerilimi 400V DC olan, DCM çalışan bir yükseltici tip çevirici tasarlanmış ve çeviricinin M tetikleme elemanı transistörlü RC faz kaymalı osilatör devresinin çıkış sinyali ile sürülmektedir. Bu sayede, mevcut entegreli çözüme göre hem malzeme azalması ve hem de maliyet olarak 0.5 ile 1 USD arası maliyet düşüşü sağlanmıştır.

3.2.3. Yükseltici tip çeviricilerin şebekeye bağlanması

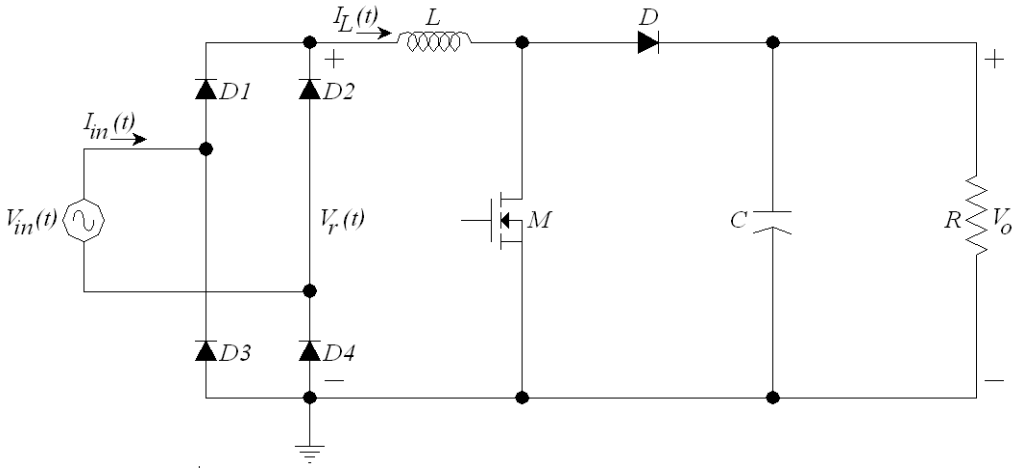
DCM çalışan yükseltici tip çeviricinin matematiksel denklemleri AC şebeke gerilimi için bu bölümde güncellenecek ve analiz edilecektir. Analiz için kullanılacak devre Şekil 3.5'te verilmiştir. Şu yaklaşımlar yapılmıştır, tüm devre elemanları ideal ve kayıpsızdır; çıkış dalgalanmaları ihmal edilebilir ve tetikleme elemanı olan M mosfeti süren tetikleme sinyalinin frekansı f_{sw} , şebeke frekansından olan f den çok büyüktür.

Elektrik şebeke gerilimi, devrenin giriş gerilimidir ve (3.13)'te verildiği gibidir.

$$V_{in}(t) = V_m \sin(2\pi ft) \quad (3.13)$$

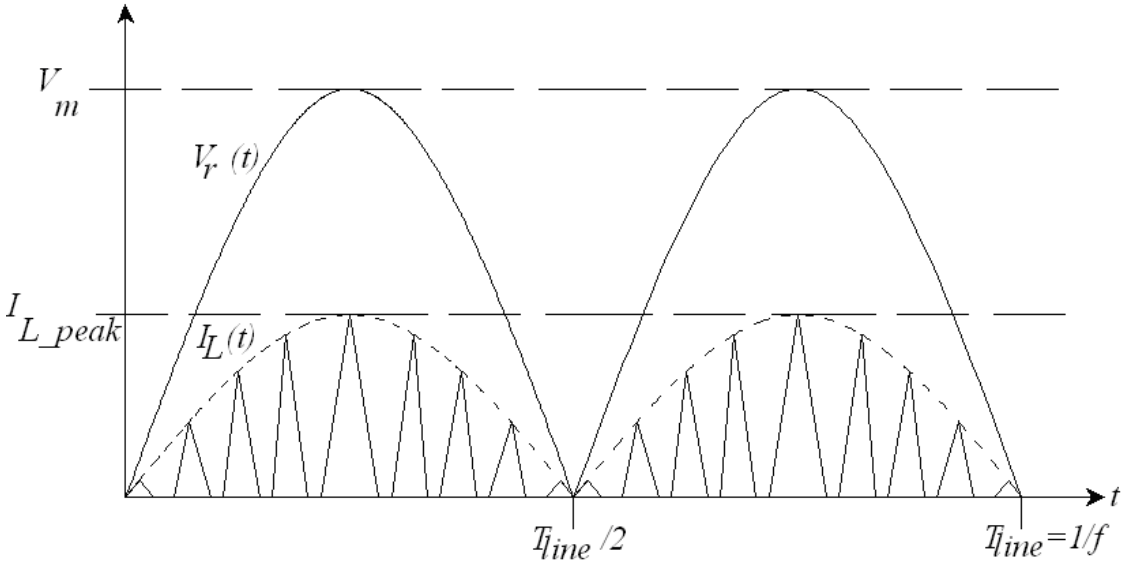
Burada f şebeke geriliminin frekansı, V_m şebeke geriliminin tepe değeridir. Doğrultucudan geçtikten sonra doğrultulmuş olan gerilimi (3.14)'de verilmiştir.

$$V_r(t) = |V_m \sin(2\pi ft)| \quad (3.14)$$



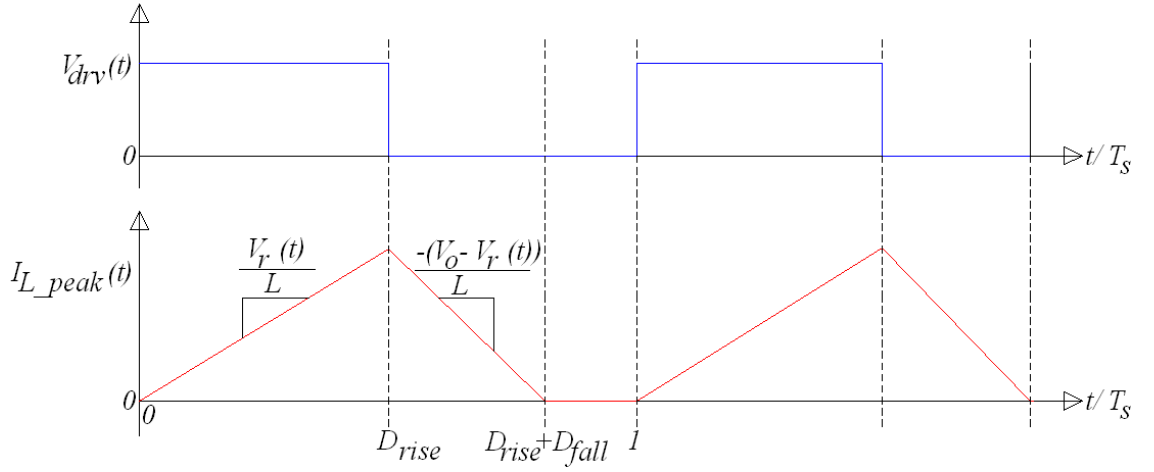
Şekil 3.5.Yükseltici tip çeviricinin tam dalga köprü doğrultucularla şebekeye bağlanması

DCM çalışan yükseltici tip çevirici için, bir hat periyodu boyunca bobin akım dalga şekli, Şekil 3.6’da verildiği gibidir. Şebekeden çekilen akımın dalga şekli ise, bu akımın mutlak değeri alınmamış olanıdır.



Şekil 3.6.Bir hat periyodu(T_{line}) boyunca bobin akım dalga şekli (DCM)

Şekil 3.6’daki sinyale daha yakından bakılırsa, Şekil 3.7’deki gibi sinyalin çok yakınlaştırılmış ve birkaç anahtarlama periyodu süresindeki bir bölümü görülebilir.



Şekil 3.7.DCM çalışan yükseltici tip çeviricinin birkaç anahtarlama periyodundaki bobin akımı dalga şekli

Yükseltici bir çeviricinin anahtarlama periyodundaki akımın tepe değerlerini gösterir $I_{L_peak}(t)$, (3.15)'te verilmiştir.

$$I_{L_peak}(t) = \frac{V_r(t)}{L} D_{rise} T_s \quad (3.15)$$

burada, D_{rise} işlem oranı, T_s ise yükseltici tip çeviricinin M elemanını süren sinyalin periyodudur. Her anahtarlama süresinde gerilim zaman dengesi kurulur. Yani bobin aynı miktarda yük depolar ve depoladığı kadar yükü de boşaltır. Şekil 3.7'den yararlanılarak (3.16) yazılabilir.

$$V_r(t) D_{rise} T_s = (V_o - V_r(t)) D_{fall} T_s \quad (3.16)$$

burada, D_{fall} bobinin işlem oranı, V_o ise yük üzerinde elde edilen DC çıkış gerilimidir.

DCM çalışmada, bir anahtarlama süresince T_s bobin üzerindeki ortalama akım değeri Şekil 3.7'den geometrik yöntemler ile basitçe bulunabilir. Ortalama akım $I_{L_avg}(t)$, (3.17)'de verilmiştir.

$$I_{L_avg}(t) = \frac{1}{2} I_{L_peak}(t) (D_{rise} + D_{fall}) \quad (3.17)$$

buradan D_{fall} , (3.16)'dan çekilerek (3.18)'deki gibi yazılabilir.

$$D_{fall} = \frac{V_r(t)}{V_o - V_r(t)} D_{rise} = \frac{|V_m \sin(2\pi ft)|}{V_o - |V_m \sin(2\pi ft)|} D_{rise} \quad (3.18)$$

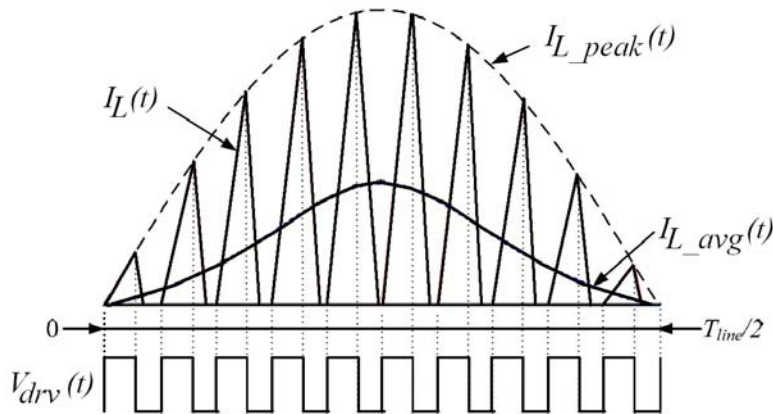
Şimdi, (3.17)'yi yeniden revize edip yazarsak;

$$I_{L_avg}(t) = \frac{V_m D_{rise}^2}{2Lf_{sw}} \frac{|\sin(2\pi ft)|}{1 - \frac{V_m}{V_o} |\sin(2\pi ft)|} \quad (3.19)$$

burada f_{sw} , M anahtarlama elemanını süren sinyalin frekansı olup $1/T_s$ 'e eşittir. Şebekeden çekilen akım, (3.19)'da verilen bobin akımının mutlak olmayan şeklidir ve (3.20)'de verilmiştir.

$$I_{in}(t) = \frac{V_m D_{rise}^2}{2Lf_{sw}} \frac{\sin(2\pi ft)}{1 - \frac{V_m}{V_o} |\sin(2\pi ft)|} \quad (3.20)$$

Şebeke periyodunun yarısı süre için, bobin akımı tepe, ortalama ve gerçek değerleri Şekil 3.8'de gösterilmiştir.



Şekil 3.8.DCM çalışan yükseltici tip çeviricinin, şebeke periyodu yarı süresi için bobin akımı tepe, ortalama ve gerçek dalga şekilleri

Yapılan yaklaşım göz önünde bulundurulduğunda, ideal ve kayıpsız bir devre için $P_{in}=P_{out}$ eşitliğinden, girişin ve çıkışın ortalama güçleri (gerçek güçleri), şebeke periyodunun yarı süresi için, (1.2) kullanılarak şu şekilde hesaplanır;

$$P_{in} = \frac{1}{T_{line}/2} \int_0^{T_{line}/2} V_{in}(t) I_{in}(t) dt \quad (3.21)$$

(3.21)'de yapılan hesaplama, tam dalga doğrultulmuş bir sinyal için, tüm periyot yerine, yarım periyot için de yeterlidir. (3.13) ve (3.21) yerine yazılarak (3.22) elde edilir.

$$P_{in} = \frac{V_m^2 D_{rise}^2}{2Lf_{sw}} \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{\sin^2(2\pi ft)}{1 - \frac{V_m}{V_o} |\sin(2\pi ft)|} d(2\pi ft) \quad (3.22)$$

(3.22)'den D_{rise} yeniden çekilirse;

$$D_{rise} = \frac{1}{V_m} \sqrt{\frac{2\pi Lf_{sw} P_{in}}{\int_0^{\pi} \frac{\sin^2(2\pi ft)}{1 - \frac{V_m}{V_o} |\sin(2\pi ft)|} d(2\pi ft)}} = \frac{1}{V_m} \sqrt{\frac{2\pi Lf_{sw} P_{out}}{\int_0^{\pi} \frac{\sin^2(2\pi ft)}{1 - \frac{V_m}{V_o} |\sin(2\pi ft)|} d(2\pi ft)}} \quad (3.23)$$

(3.23)'te $P_{in}=P_{out}$ eşitliği kullanılmış ve yerine yazılmıştır.

PF hesabı yapabilmek için, görünür güç (S) hesaplanması gerekmektedir. Şebeke gerilimi; şebeke sonsuz kaynak gibi düşünüldüğü için; sinüs formunda, tepe değeri 311V, RMS değeri 220V olan AC bir sinyaldir. Fakat şebekeden çekilen akım, Şekil 3.7'deki gibi olduğu için, bu akımın RMS değerinin hesabı gerekir. Şebekeden çekilen akımın RMS değerinin I_{in_rms} hesaplanması (1.4)'te verilen genel denklem kullanarak yapılacaktır.

$$I_{in_rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (I_{in}(t))^2 d(2\pi ft)} \quad (3.24)$$

I_{in_rms} hesaplanması için Ek-2'de verilen Fourier dönüşümü gerekmekte olup, ilerleyen bölümlerde verilecektir.

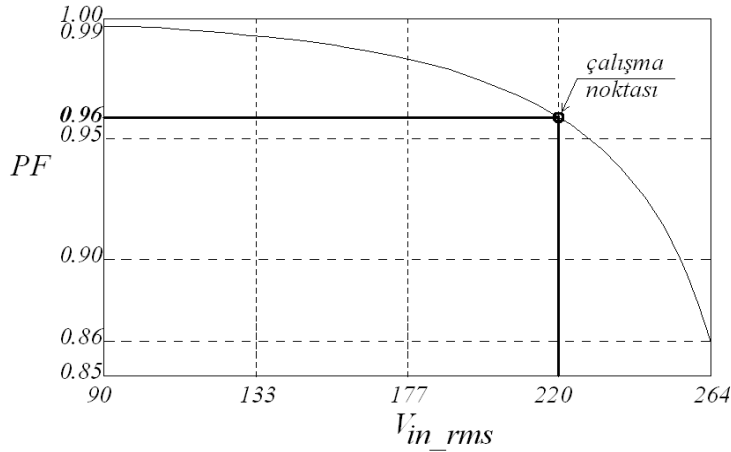
PF hesabına tekrar döner ve denklemleri yerine yazarsak;

$$PF = \frac{P_{in}}{S} = \frac{\frac{V_m^2 D_{rise}^2}{2L f_{sw}} \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{\sin^2(2\pi ft)}{1 - \frac{V_m}{V_o} |\sin(2\pi ft)|} d(2\pi ft)}{\frac{V_m}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{V_m D_{rise}^2}{2L f_{sw}} \frac{\sin(2\pi ft)}{1 - \frac{V_m}{V_o} |\sin(2\pi ft)|} \right)^2 d(2\pi ft)}} \quad (3.25)$$

(3.25)'te $V_{in_rms} = V_m / \sqrt{2}$ olarak yazılmıştır. Denklem gerekli karekökten çıkarma ve sadeleştirmeler sonrası, (3.26)'daki gibi olur.

$$PF = \frac{\frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\pi} \frac{\sin^2(2\pi ft)}{1 - \frac{V_m}{V_o} |\sin(2\pi ft)|} d(2\pi ft)}{\sqrt{\int_0^{\pi} \left(\frac{\sin(2\pi ft)}{1 - \frac{V_m}{V_o} |\sin(2\pi ft)|} \right)^2 d(2\pi ft)}} \quad (3.26)$$

(3.26)'ya göre PF çizdirilirse, giriş geriliminin RMS değerine ($V_m / \sqrt{2}$) göre PF Şekil 3.9'daki gibi olur.



Şekil 3.9.Şebeke gerilimi RMS değerine bağlı olarak DCM çalışan yükseltici tip çeviricinin PF eğrisi

Şekil 3.9 yorumlandığında, sabit V_o çıkış gerilimi için V_m/V_o büyüdükçe, PF düşmektedir. 220V RMS değeri olan giriş gerilimi ve 400VDC çıkış gerilimi için, çizdirilen grafikte PF denklemi 0.960 civarında olması beklenmektedir. IEC 61000-3-2 standartlarına göre 0.960 oldukça yüksek ve iyi bir güç faktörüdür.

3.2.4. Tasarlanan devrenin analizi

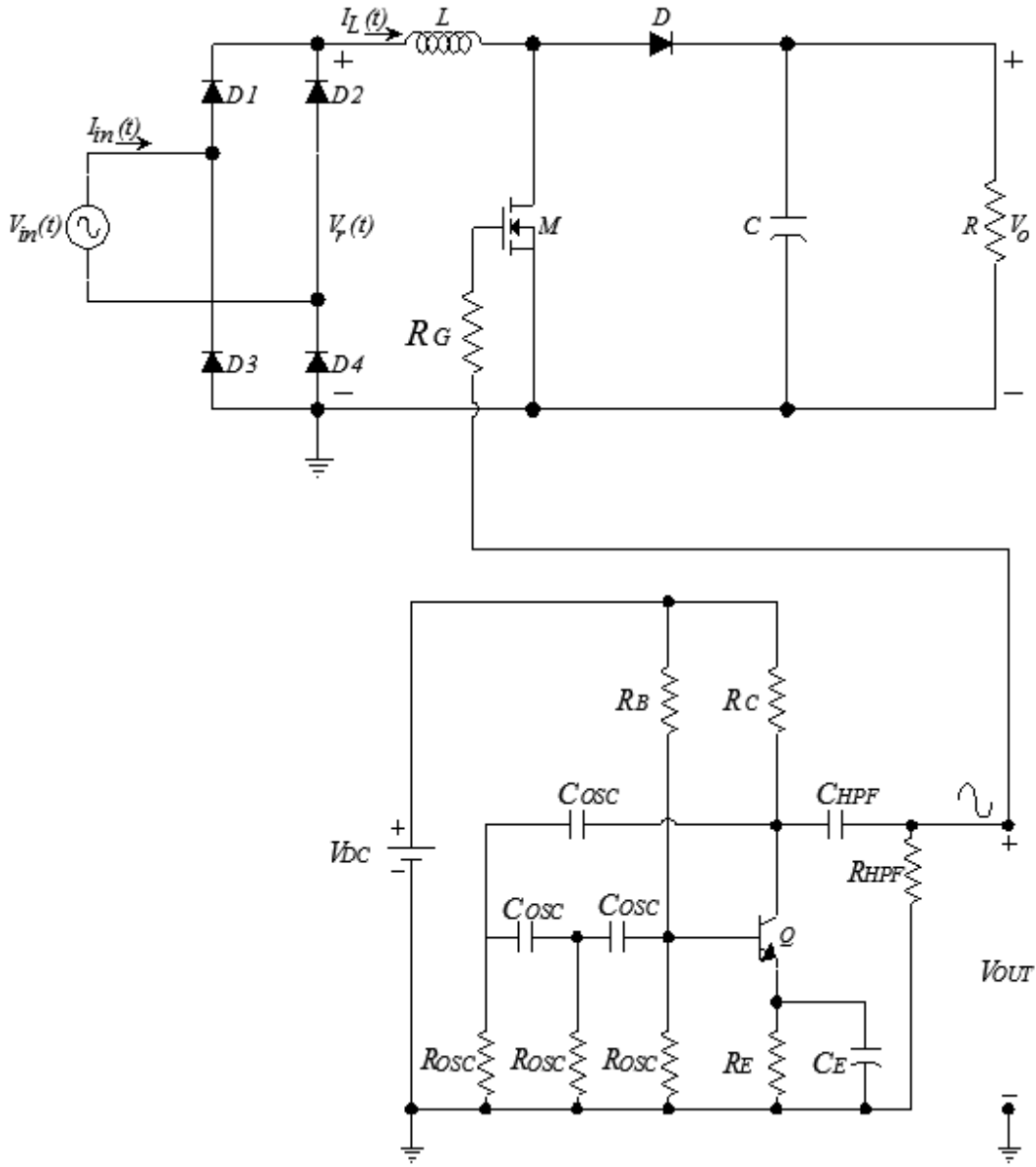
Tasarlanan devre, DCM çalışan, tetikleme elemanı M 'nin; IC yerine transistör RC faz kaymalı osilatör ile sürüldüğü, yükseltici tip çevirici ile yapılmış aktif PFC devresidir. İki bölümlü SMPS'in birinci bölümü olarak kullanılabilir bu çözüm; 0.960 PF, 75W çıkış gücü vermesi beklenen ve mevcut entegreli çözümlere göre 0.5 ile 1 USD arası maliyet düşümü sağlayabilecek bir çözümdür. Giriş gerilimine bağlı olarak, çıkış gerilimi değişebileceği için, devrenin sabit şebeke gerilimi verme garantisi olan ülkelerde kullanılması tavsiye edilir. Örnek olarak Türkiye'deki dağıtım şirketlerinin tek fazlı şebeke gerilimini 220V RMS, 50 Hz değerinde tutmak gibi bir zorunluluğu vardır. Ayrıca, yükseltici tip çeviricinin çıkış elemanlarının nominal gerilim değerlerinin yüksek tutulması (örneğin, çıkış kapasitörünün 450V'luk yerine 800V yada 1000V'luk seçilmesi), girişe uygun sigorta eklenmesi vb. ile gerekli koruma sağlanıp, şebekede olabilecek dalgalanmalar belirli limitler dahilinde SMPS'in ikinci bölümünde çözülebilir.

Mevcut PFC çözümlerine uygulanan birçok çözüm, tasarlanan devreye de uygulanabilir. Örneğin, akımın yüksek frekans bileşenini elemek ve elektromanyetik girişim (EMI) etkisini azaltmak için giriş bölümü filtre çözümleri, bu devre tasarımına uygulanabilir (Liu ve Lin 1989, Grigore vd 1999). Diğer bir örnek olarak, anahtarlama elemanı M (mosfet yada bazı devrelerde IGBT) üzerindeki stres ve kayıpları azaltmak için susturucu (snubber) devreleri kullanılabilir (Matsuura vd 1998, Mahesh ve Panda 2012).

Daha yüksek PF için, PFC IC yerine, DSP yada PLU kullanımı üzerine de çalışmalar yapılmaktadır (Ye vd 2005, Gusseme vd 2002). Fakat bu çözümler daha iyi performans sağlarken maliyetin artması gibi dezavantajlara da sahiptir.

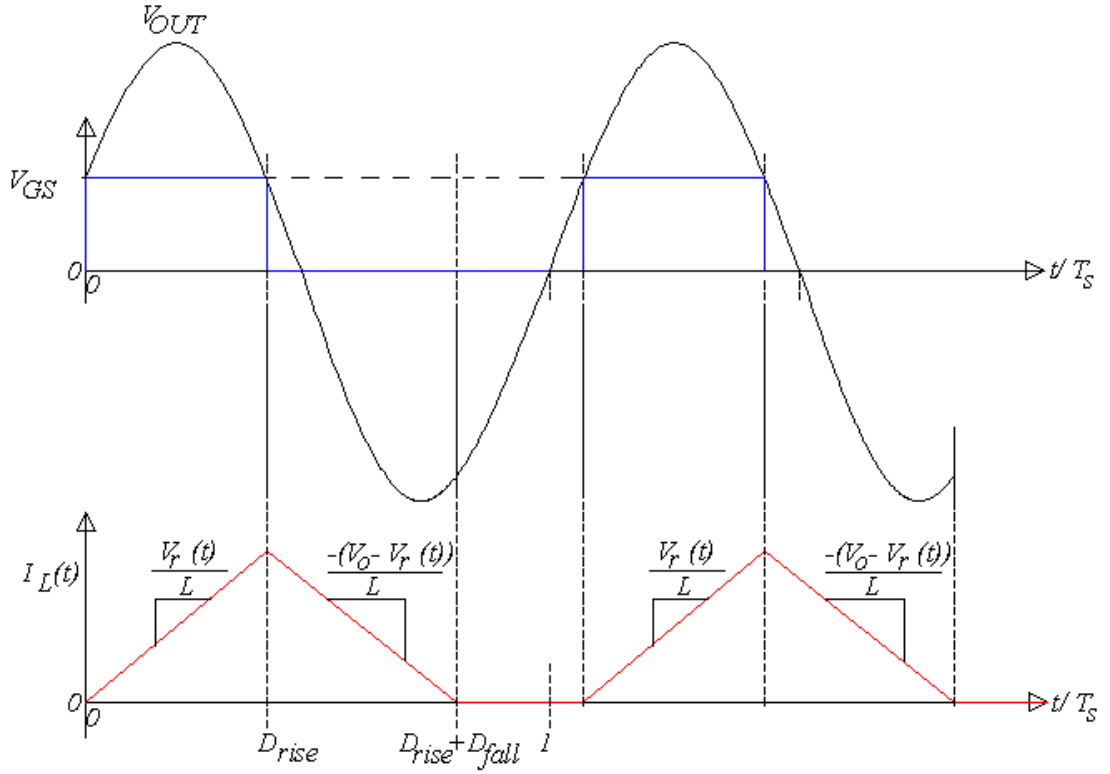
Tasarlanan devre Şekil 3.10'da verilmiştir. Şekil 3.8'deki devrede transistör RC faz kaymalı osilatör çıkışında V_{OUT} yüksek frekanslı AC sinyal elde edilir. Bu sinyal, küçük bir direnç (R_G) ile yükseltici tip çeviricinin anahtarlama elemanına (mosfet'in kapı girişine) bağlanır. Bu sinyal ile yükseltici tip çeviricinin sürülmesi ve girişten çekilen akımın yüksek frekans ile modülasyon edilmesi sağlanır.

Sürücü sinyalin, tetikleme elemanını sürece kadar yeterli genliğe sahip olması gerekir. Sürücü sinyalin genlik ve frekans kontrolü, transistör RC faz kaymalı osilatörün elemanlarının seçimi ile sağlanır. Mosfet kullanılarak yapılan genel PFC uygulamalarında, V_{GS} maksimum 4V civarındadır.



Şekil 3.10. Tasarlanan Devre (DCM olarak çalışan yükseltici tip çeviricinin, PFC için transistör RC faz kaymalı osilatör ile sürülmesi)

Sürücü sinyalin V_{OUT} sinüs formunda olması sebebi ile Şekil 3.7'deki sürücü ve akım şekillerinin güncellenmesi gerekir. Güncellenmiş hali, Şekil 3.11'de verilmiştir.



Şekil 3.11. Tasarlanan Devrenin transistör RC faz kaymalı osilatör ile sürüldüğü durumdaki sürücü sinyali ve bobin üzerinden geçen(girişten çekilen) akım dalga şekli

Sürücü sinyalin sinüs formunda olması sebebi ile yükseltici tip çeviricinin tetikleme elemanı mosfeti süren V_{OUT} sinyali V_{GS} seviyesine ulaştığında mosfet ilettime geçer, V_{GS} 'nin altına düştüğünde ise mosfet kesime geçer.

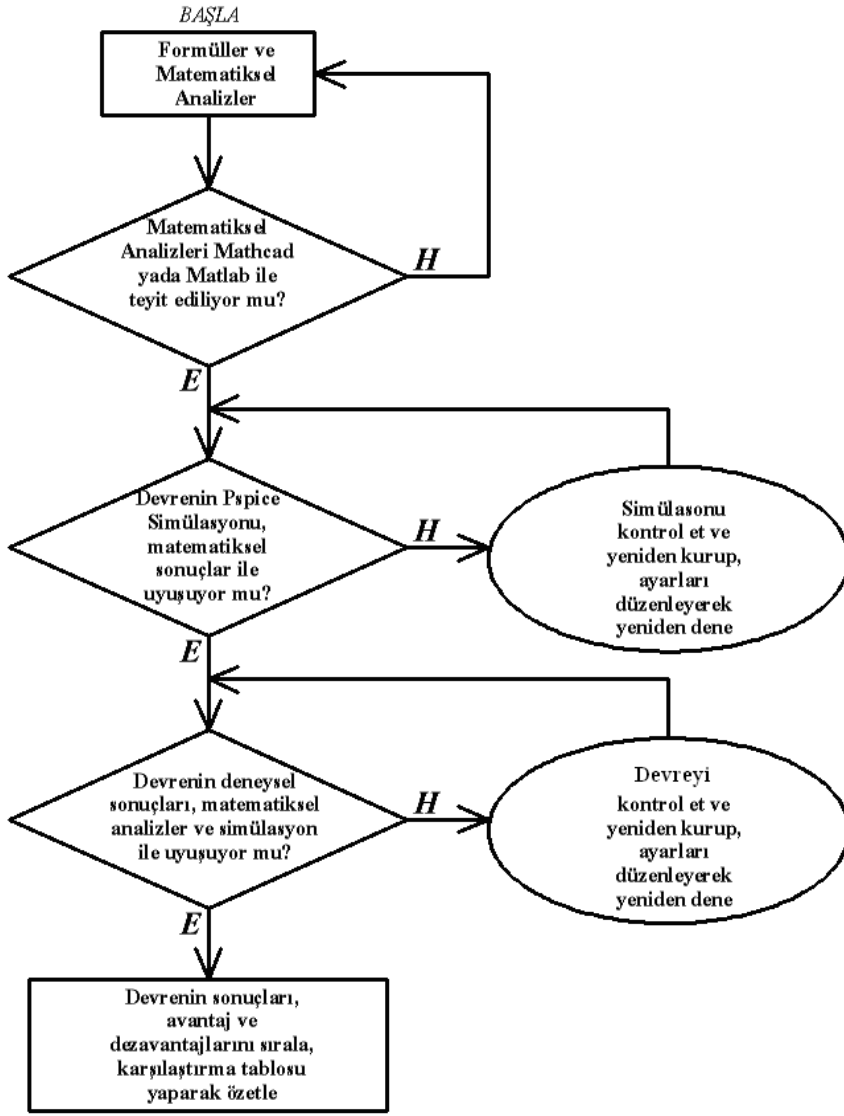
$V_{OUT} > V_{GS}$, Mosfet ilettime geçer,

$V_{OUT} < V_{GS}$, Mosfet kesime geçer,

V_{DC} gerilimi, transistör RC faz kaymalı osilatörün DC besleme gerilimi olup, uygun transistör, malzeme seçimi ve V_{DC} gerilim ayarı ile Şekil 3.11'de de görülebileceği gibi işlem oranı (Duty) ayarı yapılabilir. V_{DC} gerilimi, SMPS'in ikinci bölümü çıkışından alınabilir ve fazladan bir kaynak yada doğrultucuya ihtiyaç duymaz.

Tasarlanan devre için, "Yükseltici Tip Çeviricilerin Şebekeye Bağlanması" başlığı altında yapılan tüm analiz, formül ve hesaplamalar geçerlidir.

Tezin bilimselliğini sağlamak için akış şeması oluşturulmuştur. Tezin devamında Şekil 3.12'de verilen akış şeması takip edilecektir.



Şekil 3.12. Tasarlanan devrenin teyit etme akış şeması

3.2.5. Tasarlanan devrenin matematiksel olarak teyit edilmesi

Tasarlanan devrenin (Şekil 3.10) parametreleri, denklemler ve grafikler kullanılarak hesaplanıp seçilmiş, matematiksel teyidi Mathcad ve MATLAB programı kullanılarak yapılmıştır.

Tasarlanan Devrenin Parametreleri

f :50Hz.,

$T_{line}=1/f$:20ms.,

V_m	:311V
$V_{in}(t)$: $V_m \sin(2\pi ft)$,
V_{in_rms}	:220V,
$V_r(t)$: $V_m \sin(2\pi ft) $,
L	:1.2mH,
M	:IRFP460 güç mosfeti,
D	:STTA3006P çok hızlı güç diyotu,
$D1,D2,D3,D4$:KBU4K, 800V, 4A,köprü diyot,
C	:220 μ F, 450V,
R	:212-0 Ω , 100W,
V_O	:400V DC (hedeflenen),
V_{DC}	:60V DC,
Q	:BD139 /16S transistor,
R_B	:3.3k Ω ,
R_C	:1k Ω ,
R_E	:470 Ω ,
C_E	:4.7 μ F,
R_{HPF}	:10k Ω ,
C_{HPF}	:4.7nF,
R_{OSC}	:1k Ω ,
C_{OSC}	:2.2nF,
f_{sw}	:23830Hz.,
$T_s=1/f_{sw}$:41.96 μ s.,
V_{out_m}	:4.62V,
V_{OUT}	: $V_{out_m} \sin(2\pi f_{sw} t)$,
V_{GS}	:4V(maksimum) IRFP460 bilgi sayfalarından,
R_G	:10 Ω ,

Tasarım için gerekli olan parametrelerden; L , C ve R hesabı için D_{rise} bilinmesi gerekmektedir. Şekil 3.11'deki dalga şeklinden yararlanarak D_{rise} şu şekilde hesaplanır.

$$D_{rise} = \frac{\pi - 2 \sin^{-1}(V_{GS} / V_{out_m})}{2\pi} \quad (3.27)$$

(3.27)'deki V_{out_m} tanımı, transistörlü RC faz kaymalı osilatörün çıkış sinyali olan V_{OUT} 'un tepe değeri olup 4.62V'tur.

L'nin bulunuşu;

(2.9) revize edilerek, (3.28) elde edilir.

$$L_{critical} = \frac{D_{rise}(1-D_{rise})^2 R}{2f_{sw}} \quad (3.28)$$

(3.27)'den D_{rise} hesaplandığında, %16.68 bulunmaktadır. (3.28)'de yerine konduğunda, $L_{critical} = 5.15\text{mH}$ çıkmaktadır. Bundan daha küçük değerlerde yükseltici tip çeviricimiz DCM çalışacaktır. Seçilen değer 1.2mH'dir.

C'nin bulunuşu;

Yükseltici tip çeviricide asıl görevi gerilimi depolamak ve çıkış gerilimi üzerindeki dalgalanmayı azaltmak olan kapasitörün değeri (2.10)'da verilmiştir. D yerine D_{rise} yazıp revize ederek (3.29)'da yeniden verecek olursak;

$$C = \frac{D_{rise} V_o}{Rf_{sw} \Delta V_o} \quad (3.29)$$

Burada %5 dalgalanma için 66 μF hesaplanmıştır ve 220 μF seçilmiştir. Çıkış gerilimi 400V olduğu için seçilen kapasitör güvenlik açısından daha yüksek değerli olarak 450V'luk seçilmiştir.

R'nin bulunuşu;

$$P_{out} = \frac{V_o^2}{R} \quad (3.30)$$

Tasarlanan devre 75W çıkış gücü ve 400V DC çıkış gerilimi için, (3.30)'da değerler yerine konursa $R=2133\Omega$ bulunur. Seçilen yük direnç değeri 2120Ω ve 100W'lıktır.

Tasarımın matematiksel olarak teyidi için Mathcad ve MATLAB programı kullanılmıştır. Hesaplamaların basit şekilde yapılabilmesi için, ayrık (discrete) zaman tanımlamaları ve analizi yapılmıştır.

Mathcad analiz aşağıdaki gibidir. Giriş gerilimi olarak RMS'si 220V, tepe değeri 311V olan, 50 Hz sinüs formunda şebeke sinyali verilmiştir. "Given" ve "Find" özelliği kullanılarak çıkış gerilimi 402V DC olarak hesaplatılmıştır.

$\pi/2$ 'deki akımın tepe değeri 1.814A olarak hesaplanmış ve işlem oranları toplanmış ve "1" değerine ulaşip ulaşmadığına bakılmıştır. Maksimum toplam işlem oranının $\pi/2$ 'de ve 0.734 olduğu ve DCM çalıştığı teyit edilmiştir.

Mathcad'de kullanılan denklemlerin yanına tezdeki numaraları yazılmıştır. Akımın DCM modunu gösterebilmek için Mathcad yerine MATLAB görüntüsü verilmiştir.

$$V_{in_rms} := 220$$

$$V_m := V_{in_rms} \sqrt{2}$$

$$V_m = 311.127$$

$$f := 50$$

$$f_{sw} := 23830$$

$$L := 1.2 \cdot 10^{-3}$$

$$C := 220 \cdot 10^{-6}$$

$$R := 2120$$

$$T_s := \frac{1}{f_{sw}}$$

$$T_s = 41.964 \times 10^{-6}$$

$$D_{rise} := \frac{16.68}{100}$$

$$m := \frac{f_{sw}}{f}$$

$$m = 476.6$$

$$n := 0, 1..m$$

$$V_{in}(n) := V_m \sin[2 \cdot \pi \cdot f \cdot (n + D_{rise}) \cdot T_s]$$

$$t := 0, 0.1..1$$

$$V_I(n) := |V_{in}(n)|$$

$$I_{peak}(n) := \frac{V_I(n) \cdot D_{rise} \cdot T_s}{L}$$

Denklem 3.15'ten

Çıkış voltajini bulabilmek için;

$$V_o := 450$$

Given

$$V_o - \frac{\sum_{n=0}^{\frac{m}{2}} I_{peak}(n) \cdot \left(V_I(n) \frac{D_{rise}}{V_o - V_I(n)} \right)}{\frac{m}{2}} \cdot R = 0$$

Denklem 3.7'den

$V_o := \text{Find}(V_o)$

$V_o = 402.601$

matematiksel çıkış voltajı

Giriş akımınınin TEPE degerlerini bulmak için

$$I_{\text{peak}}(n) := \frac{V_I(n) \cdot \text{Drise} \cdot T_s}{L}$$

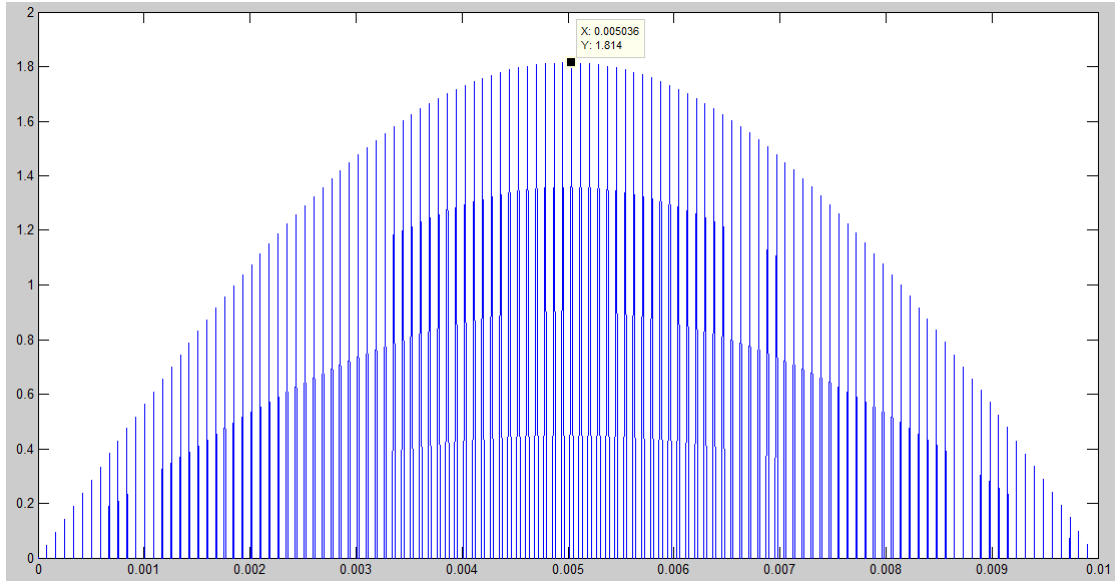
Denklem 3.15'ten

$$D_{\text{fall}}(n) := V_I(n) \frac{\text{Drise}}{V_o - V_I(n)}$$

Denklem 3.18'den

$$I_{\text{peak}}\left(\frac{m}{4}\right) = 1.815$$

Akımın tepe degeri (90, 270, vb. derecelerdeki)



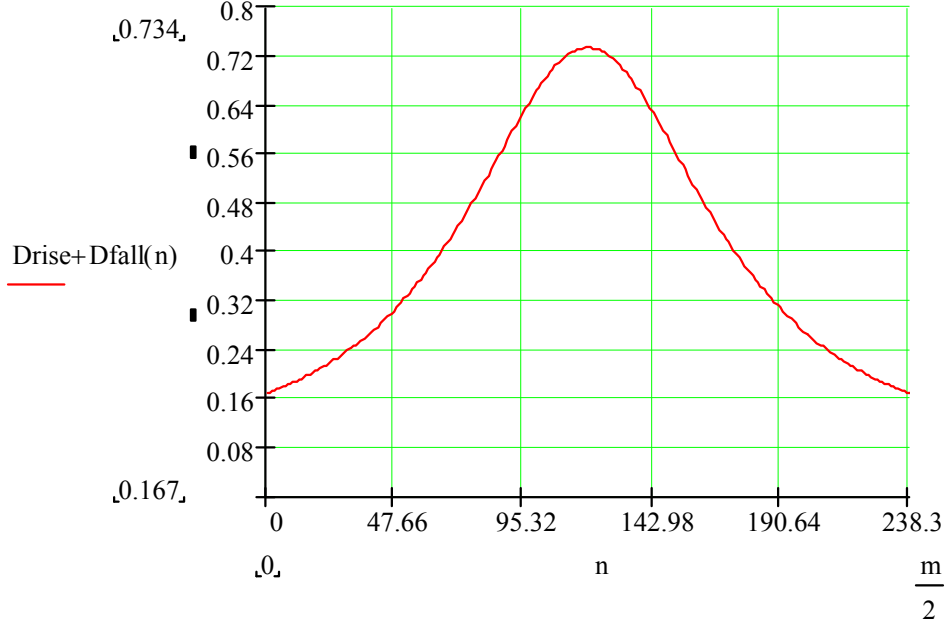
Şekil 3.13. Girişten çekilen akımın tepe değerleri (MATLAB görüntüsü)

Duty'ler toplami "1"i hiç görmediği için süreksiz iletim modunda çalışmaktadır

$$D_{rise} = 0.167$$

$$D_{fall}\left(\frac{m}{4}\right) = 0.567$$

Denklem 3.18'den



Şekil 3.14. İşlem Oranları (Duty) toplamı ($D_{rise} + D_{fall}$)

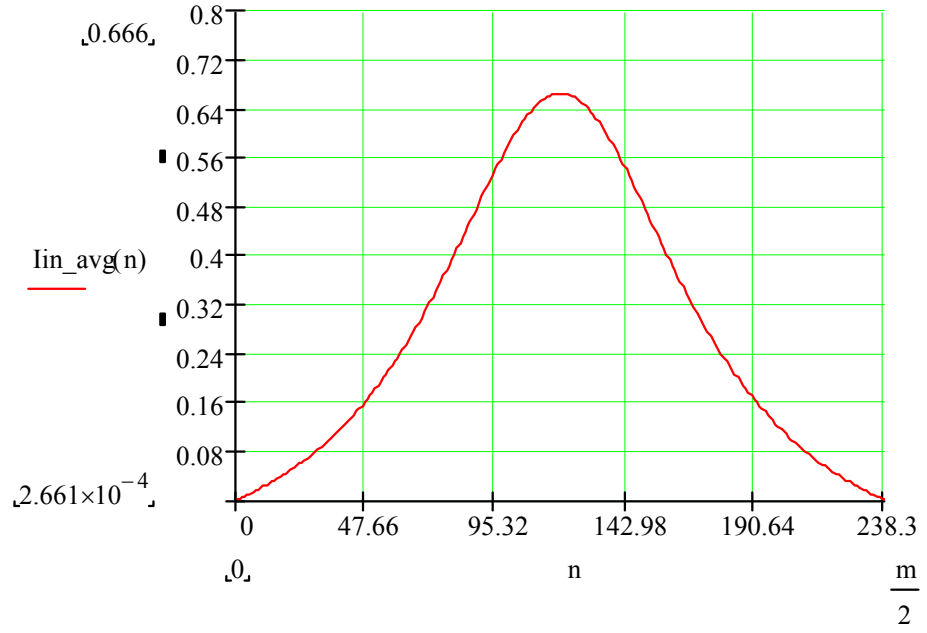
Giris akiminin ORTALAMA değerlerini bulmak için

$$I_{in_avg}(n) := \frac{V_I(n) \cdot D_{rise}^2}{\left[2 \cdot L \cdot f_{sw} \cdot \left(1 - \frac{V_I(n)}{V_o}\right)\right]}$$

Denklem 3.20'den

$$I_{in_avg}\left(\frac{m}{4}\right) = 0.666$$

Ortalama akimin tepe değeri (90, 270, vb. derecelerdeki)



Şekil 3.15.Girişten çekilen akımın ortalama değeri

Giris akiminin RMS degerlerini bulmak için

$$I_{in_rms} := \sqrt{\frac{\sum_{n=0}^m I_{in_avg}(n)^2}{m}} \quad \text{Denklem 3.24'den}$$

$I_{in_rms} = 0.362$ akimin RMS degeri

Ortalama(Gerçek) Güç, Görünür Güç, Verim, PF

$I_{in}(n) := I_{in_avg}(n)$ Denklem 3.20'den

$$P_{in} := \frac{\sum_{n=0}^m V_{in}(n) \cdot I_{in}(n)}{m} \quad \text{Ortalama(Gerçek) Güç, Denklem 3.21'den}$$

$P_{in} = 76.456$

$$S := V_{in_rms} \cdot I_{in_rms}$$

Görünür Güç, Denklem 1.5'ten

$$S = 79.562$$

$$PF := \frac{P_{in}}{S}$$

Güç Faktörü, Denklem 1.6'dan

$$PF = 0.961$$

PF, 0.961 için Sekil 3.7'deki 220V RMS giriş için, sonuçlar teyit edilmiştir.

$$P_{out} := \frac{V_o^2}{R}$$

Çıkış Gücü, Denklem 3.29'dan

$$P_{out} = 76.456$$

Çıkış gücü 76.456 W, tasarımın beklentisi 75W için, sonuçlar teyit edilmiştir.

$$\text{Verim} := \frac{P_{out}}{P_{in}} \cdot 100$$

$$\text{Verim} = 100$$

Tüm devre elemanlarının kayıpsız olduğu kabulü yapıldığı için verim %100'dür. Sonuç teyit edilmiştir.

THD ve THD hesabı için Sürekli Hizli Fourier Dönüşümü

$$I_{in_n} := \frac{V_{in}(n) \cdot D_{rise}^2}{\left[2 \cdot L \cdot f_{sw} \cdot \left(1 - \frac{V_{in}(n)}{V_o} \right) \right]}$$

Denklem 3.20'den

$$FFT_I_{in} := CFFT(I_{in})$$

Sürekli Hizli Fourier Dönüşümü

$$I_{in_rms1_peak} := 2 \cdot 0.246$$

$$I_{in_rms1_peak} = 0.492$$

$$I_{in_rms1_rms} := \frac{I_{in_rms1_peak}}{\sqrt{2}}$$

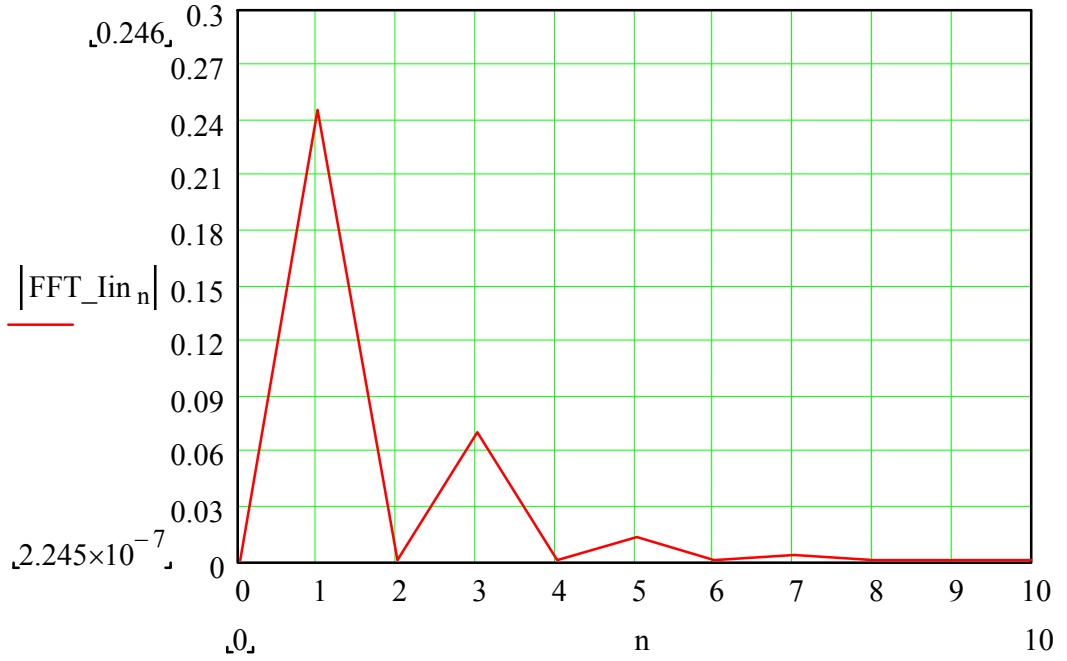
$$I_{in_rms1_rms} = 0.348$$

$$THD := 100 \cdot \frac{\sqrt{I_{in_rms}^2 - I_{in_rms1_rms}^2}}{I_{in_rms1_rms}}$$

Denklem 1.8'den

$$THD = 28.389$$

Beklenen bir durum. Süreksiz moda çalıştığı için THD yüksek.



Şekil 3.16.Girişten çekilen akımın FFT'si

Temel bileşenin (1, yani 50 Hz'deki bileşen) RMS değerinin hesaplamak için öncelikle FFT görüntüsündeki temel bileşen 2 ile çarpılıp, tepe değeri bulunur. Çünkü hem pozitif hem de negatif frekans spektrumuna yayılan sinyalin, pozitif spektrumda sadece $V_{max}/2$ 'lik genliği görülür.

RMS için sinüs formundaki sinyal, $\sqrt{2}$ 'ye bölünür. Böylece temel bileşenin RMS değeri bulunur. Temel bileşen dışında kalan harmoniklerin RMS değeri de aynı şekilde hesaplanır.

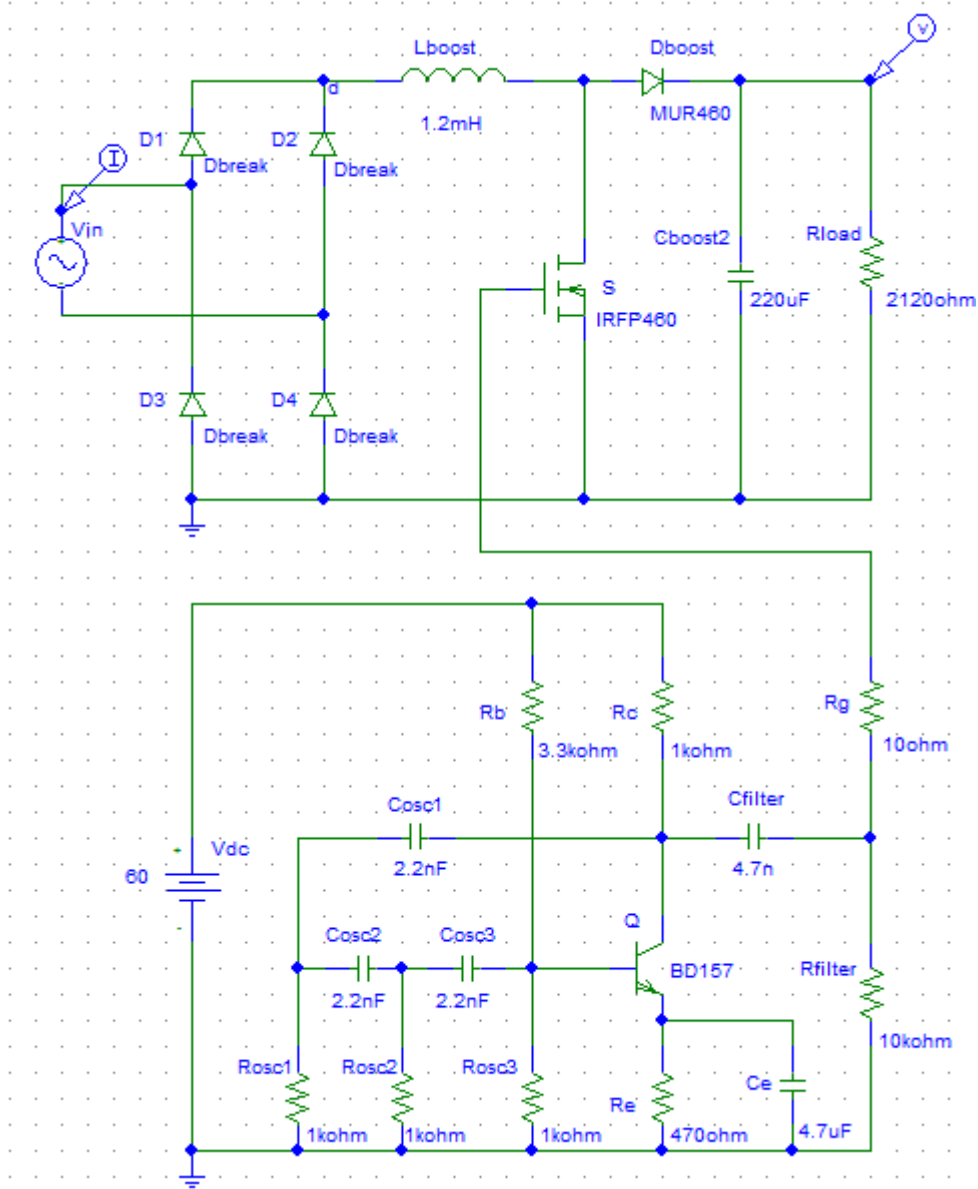
Çizelge 3.1.Matematiksel olarak devrenin sonuçları

$V_{in}(rms)$ (V)	$I_{L_peak}(\pi/2)$ (A)	I_{in_rms} (A)	f_{sw} (Hz.)	T_s ($\mu s.$)	$Duty$ (%)	$Duty$ time ($\mu s.$)	S (VA)	P_{in} (W)	V_o (V) DC	P_{out} (W)	PF (P_{in}/S)	THD (%)	$Efficiency$ (P_{out}/P_{in}) (%)
220	1.814	0.362	23830	41.96	16.68	7	79.56	76.45	402	76.45	0.961	28.381	100

Matematiksel sonuçlar Çizelge 3.1'de verilmiştir ve Şekil 3.9'daki sonuçlar (PF = 0.960) ile uyumludur. Çıkış gerilim ve gücü de istenen değerdedir. Matematiksel olarak teyit edilmiştir.

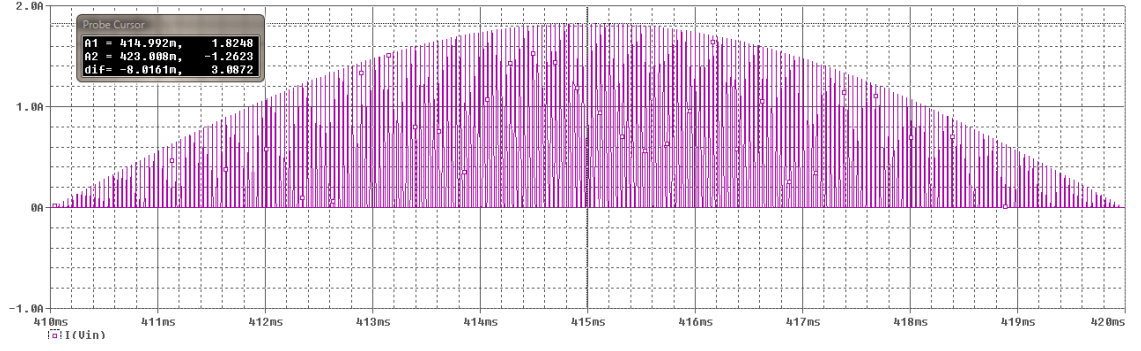
3.2.6. Tasarlanan devrenin simülasyonu

Tasarlanan devrenin simülasyonu Pspice programında yapılmıştır. Pspice programında kurulan devre Şekil 3.15'te verilmiştir.



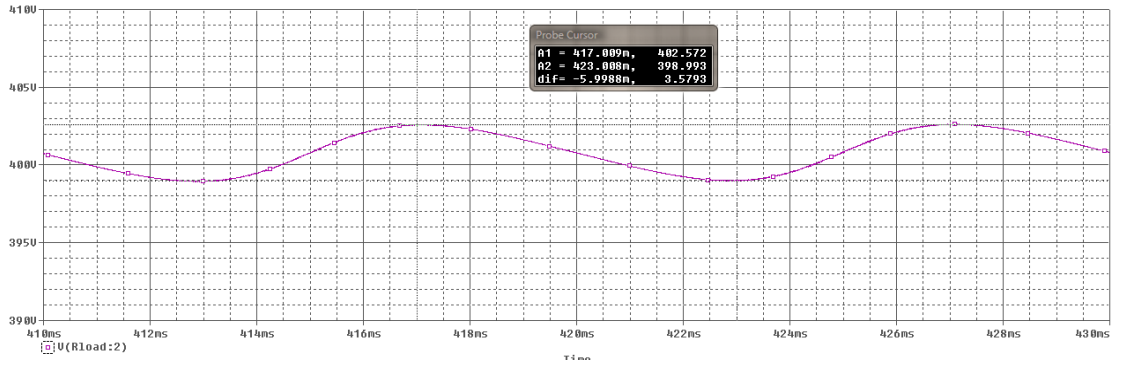
Şekil 3.17. Tasarlanan devrenin Pspice programında kurulmuş hali

Tasarlanan devre, hesaplanan değerler ile Pspice programında kurulmuş ve simülasyonu yapılmıştır. Şebekeden çekilen akımın dalga şekli, Şekil 3.18'deki gibidir.



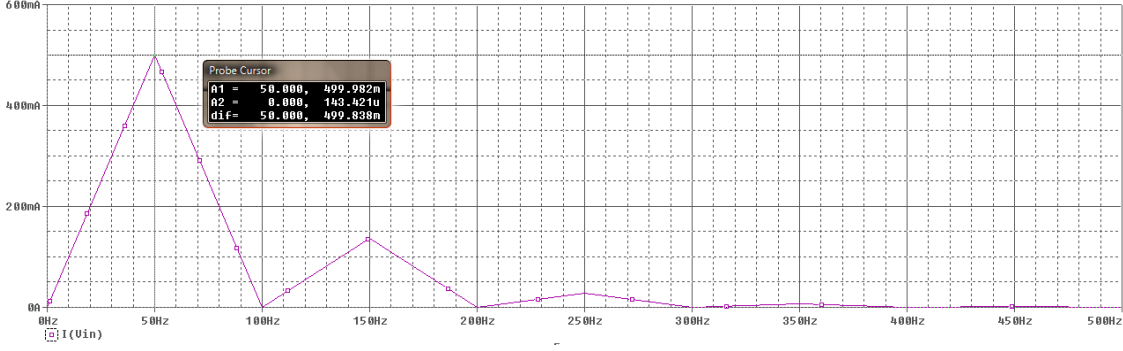
Şekil 3.18. Şebeke girişinden çekilen akımın dalga şekli, giriş şebeke periyodu yarı süresi için. ($\pi/2$ 'de 1.824A'dır.)

Tasarlanan devrenin çıkış gerilimine ait dalga şekli Şekil 3.19'da verilmiştir.



Şekil 3.19. Çıkış gerilimi V_o dalga şekli. (Ortalama 401V DC, min.=399V DC, mak.=403V DC, dalgalanma=4V DC, dalgalanma oranı=%1)

Tasarlanan devrenin Pspice simülasyon matematiksel sonuçları ile simülasyon sonuçları birbirini tutmaktadır. Girişten çekilen akımın RMS değeri ve diğer hesaplar için de, simülasyon sonuçları Mathcad'a aktarılıp incelenmiştir. Akımın RMS değerini hesaplamak için, Pspice'in kendi gömülü FFT özelliği kullanılmış olup, FFT görüntüsü Şekil 3.20'de verilmiştir. Mathcad'ın FFT fonksiyonundan farklı olarak, sadece pozitif frekans bileşenlerinin FFT'si gösterildiği için temel frekanstaki bileşen, akımın temel bileşeninin (50 Hz'deki bileşeninin) yarısı değil, direkt olarak genliğin kendisidir. $I_{in_rms,1}$ 'i hesaplamak için genliği "2" ile çarpmaya gerek yoktur.



Şekil 3.20. Şebekeden çekilen akımın FFT görüntüsü. (50Hz temel bileşenin tepe değeri 499.98 mA'dir.)

Matematiksel hesaplamalarda akımın, 50Hz temel bileşenin tepe değeri 492.00 mA olarak hesaplanmış olup, simülasyon sonucu ile uyumludur ve teyit edilmiştir. Sonuçlar Çizelge 3.2'de verilmiştir.

Çizelge 3.2.Simülasyon olarak devrenin sonuçları

$V_{in}(ms)$ (V)	$I_{L_peak}(\pi/2)$ (A)	I_{in_rms} (A)	f_{sw} (Hz.)	T_s (μs)	$Duty$ (%)	$Duty$ time (μs)	S (VA)	P_{in} (W)	V_o (V) DC	P_{out} (W)	PF (P_{in}/S)	THD (%)	$Efficiency$ (P_{out}/P_{in}) (%)
220	1.824	0.379	23830	41.96	16.68	7	83.38	80.12	401	75.85	0.961	29.56	94.68

Simülasyon sonuçları, matematiksel sonuçlar ile örtüşmekte olup, simülasyonun doğruluğu teyit edilmiştir. Bir sonraki aşama olan devrenin elektronik baskı kart üzerine kurulup deneysel olarak teyit edilmesine geçilebilir.

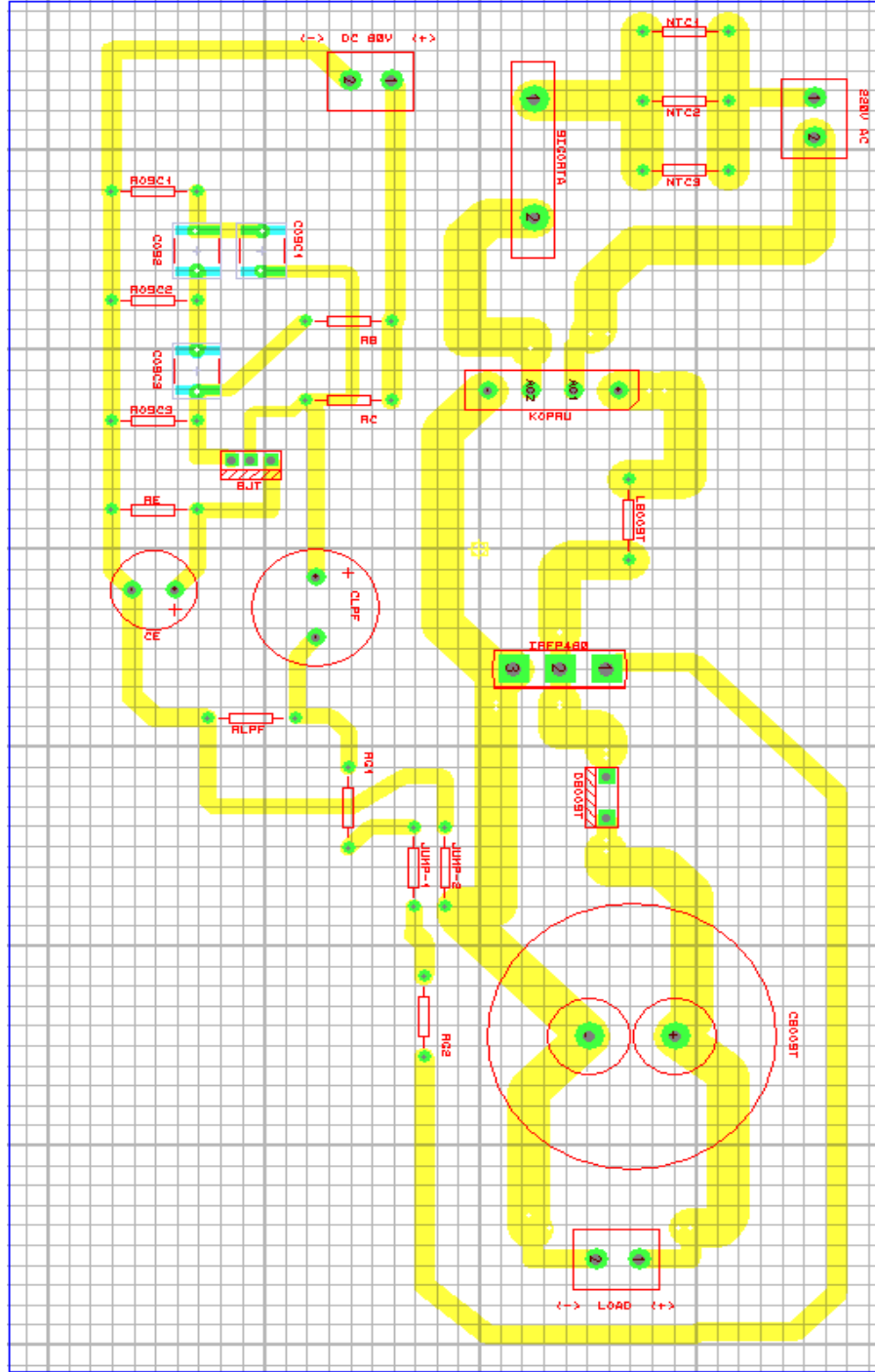
Deneysel sonuçlarda da; 75W çıkış gücü, 400V DC çıkış gerilimi, 0.961 civarında PF, $\pi/2$ 'de tepe değeri 1.824A ve RMS değeri 0.379A olan giriş akımı beklenmektedir. Deneysel sonuçlarda malzeme tolerans ve kayıpları önemlidir.

3.2.7. Tasarlanan devrenin deneysel analizi

Tasarlanan devrenin deneysel analizi yapılabilmesi için, öncelikli olarak devre Proteus programı ile elektronik baskı kart üzerine kurulmuş ve sonrasında, kartın laboratuarda bulunan baskı makinesi ile yapımını takiben malzemeler üzerine lehimlenmek suretiyle gerçekleştirilmiştir. Alınan malzemelerin, seçimi yapılan malzemeler ile birebir aynı olmasına dikkat edilmiştir.

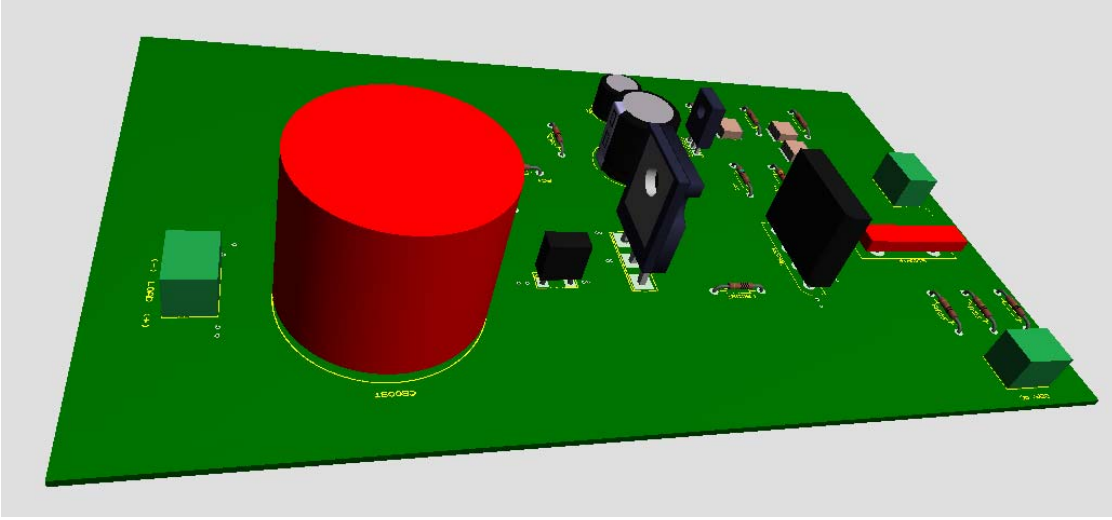
3.2.7.1. Tasarlanan devrenin PCB simülasyon ve gerçekgörüntüsü

Proteus programı ile çizilen devrenin PCB'si Şekil 3.21 ve 3.22'de verilmiştir.



Şekil 3.21. Tasarlanan devrenin Proteus programı kullanılarak çizilmiş PCB simülasyon görüntüsü (alt katman)

Tasarımı yapılan devrenin kart üzerine kurulmuş gerçek hali, Şekil 3.23'te verilmiştir.

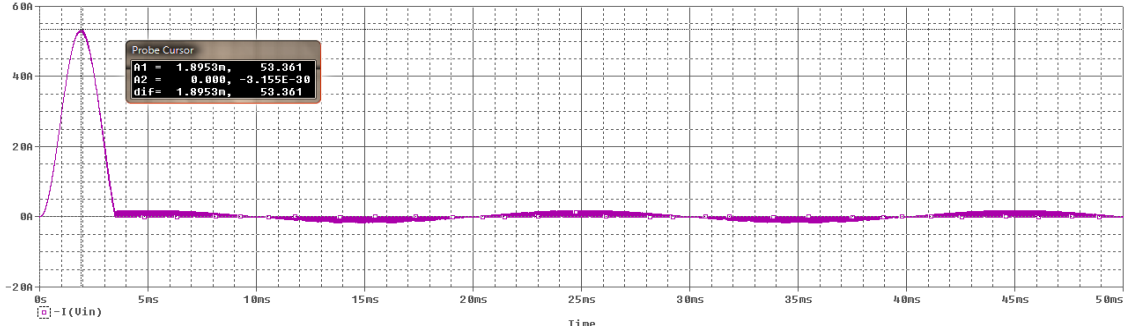


Şekil 3.22. Tasarlanan devrenin Proteus programı 3 boyutlu simülasyon görüntüsü



Şekil 3.23. Tasarlanan devrenin gerçek görüntüsü

Devrenin laboratuvar ortamında testi aşamasında karşılaşılan ilk giriş ani akımı nedeni ile arızalandığı tespit edilmiş olup, simülasyon ile incelenmiştir.



Şekil 3.24. Devrenin ilk çalıştırıldığında 3.5ms için şebekeden çektiği ani 53A akım

Şekil 3.24’te görülen ani akımın şebekeden 3,5ms için 53A çektiği gözlenmiş ve çözüm olarak, giriş hattına seri olarak 1 adet 10S100L (10Ω, $I_{maks}=3.00A$) negatif sıcaklık katsayılı (NTC: Negative Temperature Coefficient) termistör eklenmiştir. Termistörü ve devreyi korumak için, yine giriş hattına seri 3.00A sigorta eklenmiştir.

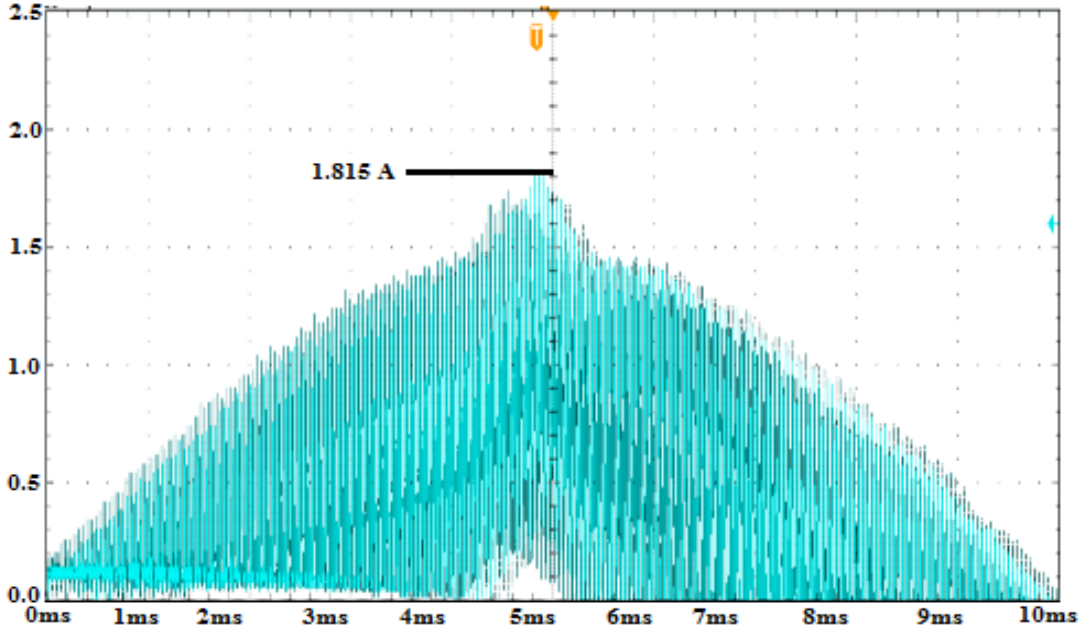
3.2.7.2.Tasarlanan devrenin deneysel sonuçları

Tasarlanan devrenin deneysel sonuçları, laboratuvarında bulunan osiloskop sayesinde görsel ve veri (*.csv dosyası olarak) bilgisayara aktarılmıştır. Alınan görüntüler incelenmiş ve Mathcad programı ile analiz edilmiş ve sonuçlar Çizelge 3.3’te verilmiştir.

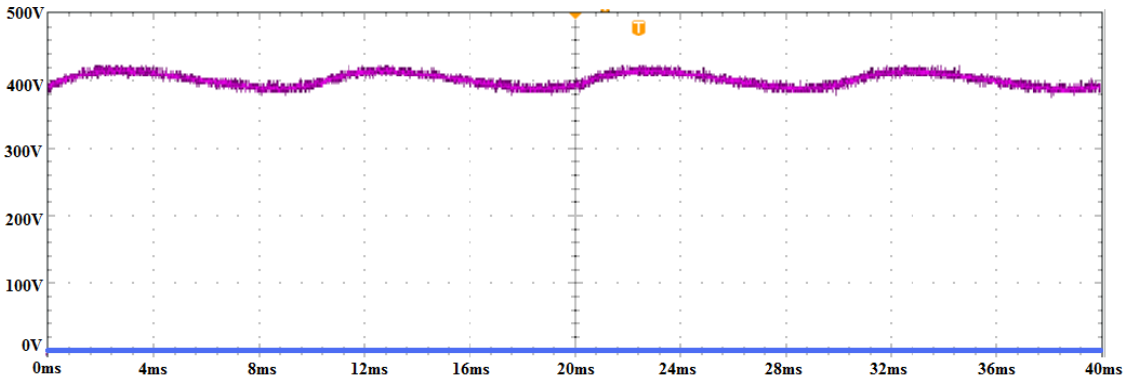
Çizelge 3.3.Deneysel olarak devrenin sonuçları

$V_{in}(rms)$ (V)	$I_{L_peak}(\pi/2)$ (A)	I_{in_rms} (A)	f_{sw} (Hz.)	T_s (us.)	Duty (%)	Duty time (us.)	S (VA)	P_{in} (W)	V_o (V) DC	P_{out} (W)	PF (P_{in}/S)	THD (%)	Effeciency (P_{out}/P_{in}) (%)
220	1.815	0.389	23830	42	16.7	7	85.5	82	400	75.5	0.959	30.28	92.09

Girişten çekilen akımın şebeke periyodu yarı süresi için dalga şekli 3.25’te, çıkıştan alınan DC gerilimin dalga şekli Şekil 3.26’da verilmiştir. Sonuçlar simülasyon sonuçlarına oldukça yakın ve uyumludur.

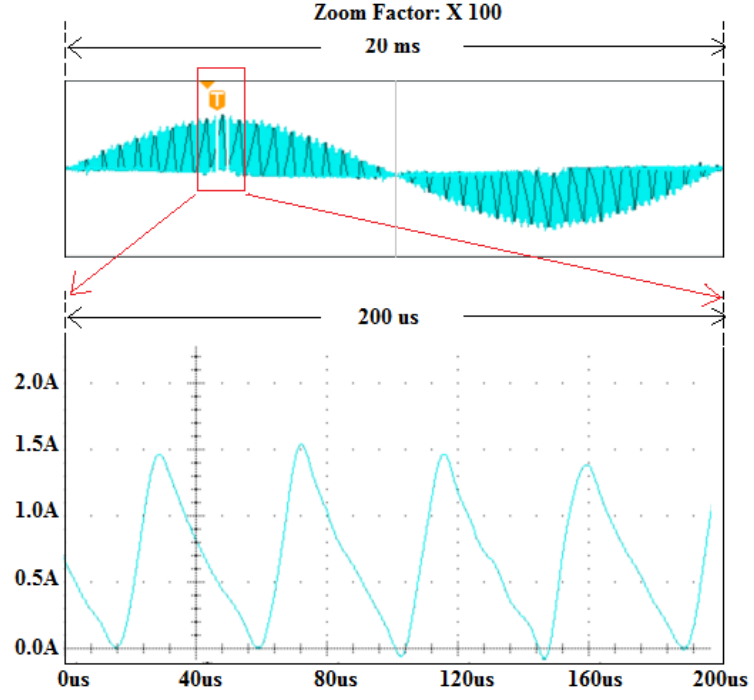


Şekil 3.25. Şebeke girişinden çekilen akımın dalga şekli, giriş şebeke periyodu yarı süresi için. ($\pi/2$ 'de 1.815A'dır.) Y-ekseni: 0.5A/bölme, X-axis: 1ms/bölme.

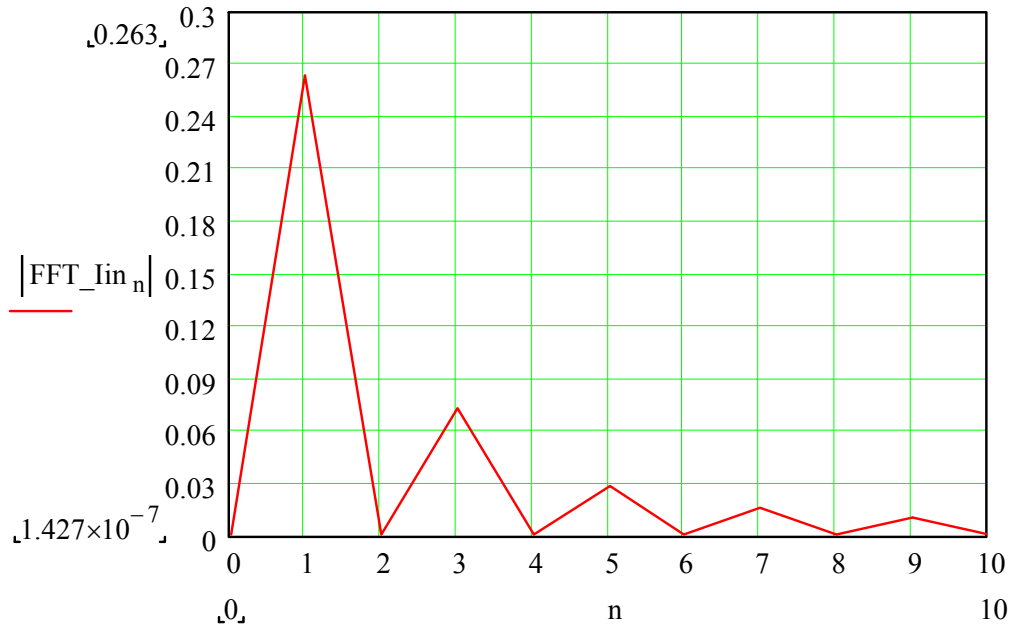


Şekil 3.26. Çıkış gerilimi V_o dalga şekli, Y-ekseni: 100V/bölme, X-axis: 4ms/bölme, (Ortalama 400V DC, min.=380V DC, mak.=420V DC, dalgalanma=4V DC, dalgalanma oranı=%10)

Sürekli iletim modunda (DCM) çalışan devrenin $\pi/2$ 'deki yaklaşılmış (x100) hali Şekil 3.27'de verilmiştir. Tasarlanan Devrenin deneysel sonuçlarının bilgisayarda işlendikten sonra, girişten çekilen akımın FFT görüntüsü Şekil 3.28'deki gibidir.



Şekil 3.27. Girişten çekilen akım dalga şeklinin yakınlaştırılmış hali (x100 kat)



Şekil 3.28. Girişten çekilen akım FFT görüntüsü (işlenmiş “data.csv” üzerinden)

3.2.7.3.Sonuçların birbiri ile karşılaştırılması

Şekil 3.12’de verilen akış diyagramı gereği, matematiksel, simülasyon ve deneysel sonuçların birbiri ile karşılaştırılması ve birebir olmasa bile (malzeme kayıplarından ve ideal olmayan gerçek hayattan dolayı) çok yakın sonuçların elde edilmesi beklenmektedir. Yapılan matematiksel analiz, simülasyon ve deneysel sonuçlar, tek bir başlık altında Çizelge 3.4’te verilmiştir.

Çizelge 3.4.Tüm sonuçların karşılaştırılması

Sonuç Alma Yöntemi	$V_{in}(rms)$ (V)	$I_{L_peak}(\pi/2)$ (A)	I_{in_rms} (A)	f_{sw} (Hz.)	T_s (us.)	Duty (%)	Duty time (us.)	S (VA)	P_{in} (W)	V_o (V) DC	P_{out} (W)	PF (P_{in}/S)	THD (%)	Effeciency (P_{out}/P_{in}) (%)
Matematiksel	220	1.814	0.362	23830	42	16.7	7	79.6	76.5	402	76.5	0.961	28.38	100.00
Simülasyon	220	1.824	0.379	23830	42	16.7	7	83.4	80.1	401	75.9	0.961	29.56	94.68
Deneysel	220	1.815	0.389	23830	42	16.7	7	85.5	82	400	75.5	0.959	30.28	92.09

Çizelge 3.4’den görüleceği üzere, matematiksel hesaplar, simülasyon ve deneysel sonuçlar birbiri ile örtüşmektedir. Bu da yapılan çalışmanın teyit edildiğini ve doğru olarak yapıldığını göstermektedir.

Deneysel olarak, 75W çıkış güce, 400V DC çıkış gerilimine, %92.09 verime, 0.959PF’e, %30.28THD’ye sahip DCM çalışan bir yükseltici tip çevirici yapılmıştır. Bu çevirici, şebeke gerilimi değişmeme garantisi olan 220V RMS, 50 Hz şebekelerde kullanılacak iki bölümlü SMPS’lerin PFCbölümü olarak kullanılabilir. PFC olmaksızın gözlenen sonuçlar, mevcutta kullanılan IC’li PFC çözümler ve IC’siz PFC çözümler ile malzeme ve performans kıyaslaması, maliyet yönünden IC’li çözümlere göre ne kadar maliyet düşüştü getirdiği ilerleyen bölümlerde verilecektir.

4. BULGULAR ve TARTIŞMA

Çizelge 3.4'te verilen sonuçlara göre, matematiksel, simülasyon ve deneysel sonuçlar birbiri ile örtüşmektedir. Buna göre tasarlanan devre başarılı bir şekilde çalışmaktadır.

4.1. Tasarlanan Devrenin Malzeme, Performans ve Fiyat Kıyaslaması

Tasarlanan devrenin deneysel sonuçlarının, PFC yapılmamış durum ve mevcuttaki PFC'ler ile kıyaslandığı tablo, Çizelge 4.1'de verilmiştir.

Çizelge 4.1. Deneysel sonuçların mevcutta bulunan çözümler ile karşılaştırılması

Malzeme / Performans	PFC yapılmaksızın	PFC Entegreli Çözümler			PFC Entegresiz Çözümler			Tasarlanan PFC çevirici
	PFC yapılmaksızın	Değişken Duty Sabit Frekans IC'li PFC çevirici	Sabit Duty Değişken Frekans IC'li PFC çevirici	Sabit Duty Sabit Frekans IC'li PFC çevirici	Valley Fill PFC çözümü	Valley Fill+İleri Yönlü Çevirici ***	Kendinden Salımlı PFC ****	
Mosfet	Hayır	Evet	Evet	Evet	Hayır	Evet	Evet (x 2)	Evet
Bobin	Hayır	Evet	Evet	Evet	Hayır	Evet	Evet (x 2)	Evet
Kapasitör	Evet	Evet	Evet	Evet	Evet (x2)	Evet (x2)	Evet	Evet
Diğer	Evet	Evet	Evet	Evet	Evet	Evet	Evet	Evet
PFC Entegresi	Hayır	Evet	Evet	Evet	Hayır	Hayır	Hayır	Hayır
Transistör	Hayır	Hayır	Hayır	Hayır	Hayır	Hayır	Hayır	Evet
PF	0.600	>0.995	>0.995	0.960 *	0.850	0.970	0.992	0.959
THD	134.00%	<5.00%	<5.00%	20.59% **	32.00%	26.00%	13.00%	30.28%
Vo Dalgalanma	Büyük	Çok Küçük	Çok Küçük	Çok Küçük	Büyük	Çok Küçük	Çok Küçük	Çok Küçük

Çizelge 4.1'e göre, yapılan tasarım, IC'siz ve PFC'siz duruma göre oldukça iyi PF (0.959) vermektedir. PFC yapılmaksızın PF 0.600, THD %134.00'tür. Tasarlanan devre ile her iki parametre de çok iyileştirilmiştir. Choi ve Lee (2003) yaptığı çalışmada Valley-Fill devresini geliştirmiş ve 0.970 PF, %26 THD elde etmiştir fakat yapılan çalışmanın giriş gerilimi değişse bile performansı sabittir. Öte yandan, sabit işlem oranı ve sabit frekansta çalışan DCM yükseltici tip çeviricinin düşük şebeke gerilimlerinde (110V AC) performansı 0.990 PF'e kadar çıkabilmektedir.

Gomes de Freitas ve arkadaşlarının (2004) yaptığı çalışmada ise, ERSC kendinden salımlı bobinler ile sürülmekte olup, iki kat mosfet ve birden fazla bobine ihtiyaç duymaktadır. Ayrıca bu çalışma 220V RMS'den daha düşük bir giriş şebeke gerilimi için yapılmış olur, giriş gerilimi düştükçe PF yükseldiği daha önce grafik olarak verilmiştir.

Açıktır ki, IC'li PFC çözümler tasarlanan devreye göre daha iyi performans sağlarken maliyeti fazladır. Kendinden salınım yapan devre ile yapılan çözümde de iki kat mosfet ve birden fazla bobin kullanılması gibi bir dezavantaj vardır.

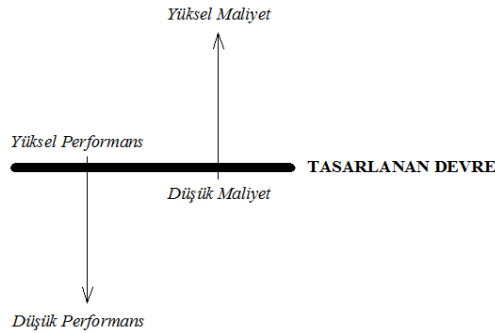
* (Yoa vd 2011), ** (Athab 2007), *** (Choi ve Lee 2003), **** (Gomes de Freitas vd 2004)

Tasarlanan devrenin sürücü bölümüne ait maliyet analizi, internet üzerinden büyük bir elektronik dağıtıcısı firmanın internet sitesi (www.digikey.com) fiyatları kullanılarak hesaplanmıştır. Mevcut IC'li çözüme göre, tasarlanan devre 0,770 USD (Amerikan Doları) malzeme fiyatı indirimi sağlamıştır ve Çizelge 4.2'de verilmiştir.

Çizelge 4.2.PFC IC'li çözüm ile tasarlanan devrenin fiyat kıyaslaması[¥]

ENTEĞRELİ ÇÖZÜM			
Malzeme Adı	Adet	Birim Fiyat USD	Toplam Fiyat USD
PFC IC (L6561)	1	0.92	0.92
PFC IC'nin çevresel donanım malzemeleri			
Direnç	4	0.09	0.36
Zener Diyot	1	0.42	0.42
Diyot	2	0.42	0.84
Kapasitör	4	0.33	1.32
Toplam			3.86
TASARLANAN DEVRE			
Malzeme Adı	Adet	Birim Fiyat USD	Toplam Fiyat USD
Transistör (BD139 /16S)	1	0.48	0.48
Transistör'ün çevresel donanım malzemeleri			
Direnç	7	0.09	0.63
Kapasitör	6	0.33	1.98
Toplam			3.09
Fiyat Farkı			0.77
http://www.digikey.com			

Maliyet olarak kıyaslandığında yapılan tasarıma göre daha iyi performans sağlayanlar daha pahalı iken, daha kötü performans sağlayanlar daha ucuzdur. Şekil 4.1'de verilen performans maliyet ölçeğinde belirtilen bölüme tasarımıımız yerleşmiştir.

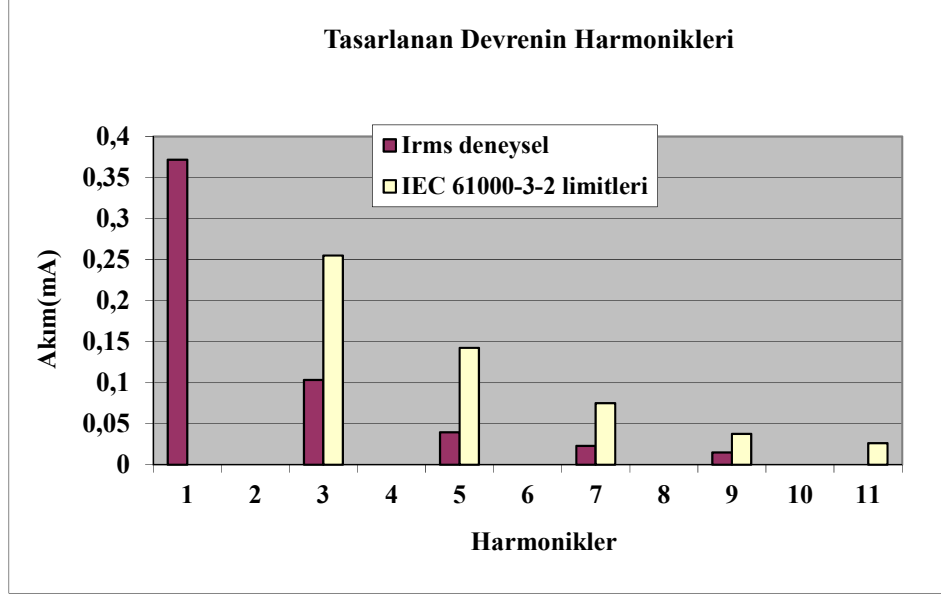


Şekil 4.1. Tasarlanan devrenin, performans ve maliyet ölçeğindeki yeri

[¥]Verilen fiyatlar, sadece bilgi verme amaçlıdır. Fiyatlar bir adet malzeme siparişi için olup, toplu siparişlerde fiyatlar değişiklik gösterebilir. Fiyatlardaki değişim, bu tezi bağlayıcı değildir (www.digikey.com).

4.2. Tasarlanan Devrenin IEC 61000-3-2 Regülasyonuna Uygunluğu

Şekil 3.28’de verilen FFT görüntüsünün 75W’lık çıkış gücü olan bir anahtarlamalı güç kaynağı için limitleri ve deneysel sonuçların kıyaslandığı durum Şekil 4.2’de verilmiştir.



Şekil 4.2. Tasarlanan 75W devresinin IEC 61000-3-2 standartları ile uyumu

Şekil 4.2’de görüldüğü üzere tasarlan devre, uluslar arası standart olan IEC 61000-3-2 limitleri dahilinde ve hatta oldukça iyidir. IEC’nin THD limiti %32.38 olup, tasarlanan devrenin THD’si de %30.28’dir ve limitler içerisindedir.

5. SONUÇ

Tezin konusu olan bu yeni PFC yöntemi, herhangi bir PFC IC yada herhangi bir IC tipi eleman olmaksızın aktif PFC çözümü sunmaktadır. Tasarlanan ve deneysel olarak gerçekleştirilen devre DCM çalışan yükseltici tip (boost) çevirici olup, 75W çıkış gücü ve 400V DC çıkış gerilimi vermektedir. Özellikle iki bölümlü SMPS'lerin birinci bölümü olarak kullanılabilen bu yeni tasarım devre, 0.959 PF, %30.28 THD ve %92.09 verim (efficiency) sunmaktadır. Ayrıca tasarlanan devre uluslararası standart olan IEC 61000-3-2 limitleri ile de; tasarlanan 75W çıkış gücü için; uyumludur.

Tasarımın en büyük avantajlarından birisi de maliyet yönünden uygunluğudur. IC'li çözümlere göre yaklaşık 0,770 USD ucuz olan devre, yukarıda verilen performansı da bu maliyet düşüşüne karşın sağlayabilmektedir. Her bir ürün başına bu kadar maliyet düşüşü elektronik sektörü için çok önemlidir.

Tasarlanan devre, bu avantajlarına karşın, giriş geriliminin değişmesi durumunda çıkış gerilimi ve gücünün de değişmesi gibi bir dezavantaja sahiptir. Türkiye gibi yerel yönetmelikler ile zorunlu hale getirilmiş, sabit ve kararlı bir dağıtım şebeke gerilimi (Türkiye için 220V RMS, 50Hz şebeke gerilimi sunmak dağıtım şirketleri tarafından garanti altındadır) sunma garantisi olan ülkelerde, bu tezin konusu olan güç faktörü düzeltme yöntemi gerekli koruma önlemleri alınarak kullanılabilir. Bu durumlarda, tasarlanan devre, maliyet/performans açısından en efektif aktif PFC çözümüdür. Ayrıca çok fazla şebeke dalgalanması olmaması durumunda, mevcut iki bölümlü SMPS'lerin ikinci bölümü olan DC/DC çevirici katı gerekli dengelemeyi sağlayabilir. Özellikle şebeke geriliminin yukarı yönlü dalgalanmasında, devrenin zarar görmemesi için çıkış kapasitörü 450V yerine 800V yada 1000V üst limit değerli seçilirse ve uygun giriş sigortası ile devre korunursa problem yaşanma ihtimali düşürülür.

6. KAYNAKLAR

- ATHAB, H.S. and KHAN, P.K.S. 2007. A Cost Effective Method of Reducing Total Harmonic Distortion (THD) in Single-Phase Boost Rectifier. *Power Electronics and Drive Systems, PEDS '07. 7th International Conference*, pp. 669-674, Bangkok.
- BELTRAME, F., ROGGIA, L., SCHUCH, L. and PINHERIO, J.R. 2010. A Comparison of High Power Single-Phase Power Factor Correction Pre-Regulators. *Industrial Technology (ICIT), IEEE International Conference*, pp. 625-630, Via del Mar.
- CHEN, W. and LEE, F.C. 1998. Single Magnetic, Unity Power Factor, Isolated Power Converter With Ripple Free Input Current. *Power Electronics Specialists Conference, PESC 98 Record. 29th Annual IEEE*, vol. 2, pp. 1450-1455, Fukuoka.
- CHEN, Y.-L., CHEN, Y.-M. and WU, C.-N. 2012. The Time-Domain Analysis for Constant On-Time Critical Mode Boost-Type PFC Converters. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE*, pp. 4643-4648, Raleigh, NC.
- CHOI, N.Y. and LEE, C.H. 2003. A New Single-Stage Converter for Improving THD. *Power Electronics and Drive Systems, PEDS, The Fifth International Conference*, vol. 2, pp. 1476-1479, Singapore.
- CHUANG, Y.-C. And CHENG, H.-L. 2006. Single-Stage Single-Switch High-Power-Factor Electronic Ballast for Fluorescent Lamps. *Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference, IEEE*, pp. 1-7.
- CHUANG, Y.-C. and CHENG, H.-L. 2007. Single-Stage Single-Switch High-Power-Factor Electronic Ballast for Fluorescent Lamps. *Industry Applications, IEEE Transactions*, vol. 3, no 6, pp. 1434-1440.
- DE GUESSEME, K., VAN DE SYPE, D.M. and MELKEBEEK, J.A.A. 2002. Design Issues for Digital Control of Boost Power Factor Correction Converters. *Industrial Electronics, ISIE, Proceedings, IEEE International Symposium*, vol. 3, pp. 731-736.
- GOMES DE FREITAS, L.C., COELHO, E.E.A., VIERRA, J.B.Jr., DE FREITAS, L.C. 2004. A Single-Stage PFC Converter Applied as an Electronic Ballast for Fluorescent Lamps. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '04. Nineteenth Annual IEEE*, vol. 1, pp. 164-169, Anaheim, CA, USA.
- GÖKSU, M.S. and ALAN, I. 2003. 250W Flyback SMPS Design for a Big Size CTV. *Consumer Electronics, IEEE Transactions*, vol. 49, no 4, pp. 911-916.
- GRIGORE, W., KYIRA, J. and RAJAMAKI, J. 1999. Input Filter Design for Power

- Factor Correction Converters Operating in Discontinuous Conduction Mode. *Electromagnetic Compatibility, IEEE International Symposium*, vol. 1, pp.145-150, Seattle, WA.
- HART, D.W. 1997. Introduction to Power Electronics. *Prentice-Hall Inc.*, pp. 34, 36-43, 196-200, 218-221, 403-404, New Jersey.
- HOPKINS, D.C. and ROOT, D.W. 1994. Synthesis of a New Class of Converters That Utilize Energy Recirculation. *Power Electronics Specialists Conference, PESC '94 Record, 25th Annual IEEE*, vol. 2, pp. 1167-1172, Taipei.
- JAPPE, T.K. and MUSA, S.A. 2009. Discrete-Time Current Control Techniques Applied In PFC Boost Converter At Instantaneous Power Interruption. *Power Electronics Conference, COBEP '09*, pp.1118-1123.
- JOHNSON, R.W. 1945. Extending the Frequency Range of the Phase-Shift Oscillator. *Proceedings of the IRE*, vol. 33, no 9, pp. 597-603.
- JOHNSON, R.W. 1954. Generalized Equations for RC Phase-Shift Oscillators. *Proceedings of the IRE*, vol. 42, no 7, pp. 1169-1172.
- LIU, K.-H. and LIN, Y.-L. 1989. Current Waveform Distortion In Power Factor Correction Circuits Employing Discontinuous-Mode Boost Converters. *Power Electronics Specialists Conference, PESC '89 Record, 20th Annual IEEE*, vol. 2, pp. 825-829, Milwaukee, WI.
- LO, Y.-K., OU, S.-Y. and SONG, T.-H. 2001. Varying Duty Cycle Control for Discontinuous Conduction Mode Boost Rectifiers. *Power Electronics and Drive Systems, Proceedings, 4th IEEE International Conference*, vol. 1, pp. 149-151.
- LO, Y.-K., LIN, J.-Y. and OU, S.-Y. 2007. Switching-Frequency Control for Regulated Discontinuous-Conduction-Mode Boost Rectifiers. *Industrial Electronics, IEEE Transactions*, vol. 54, no 2, pp. 760-768.
- MAHESH, M. and PANDA, A.K. 2012. A High Performance Single-Phase AC-DC PFC Boost Converter with Passive Snubber Circuit. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE*, pp. 2888-2894, Raleigh, NC.
- MASET, E., DEDE, E. HAU, G. and LEE, F.C. 1993. 100 kHz, 2 kW Boost ZVT-PWM Converter For Power Factor Correction. *Power Electronics Congress, Technical Proceedings CIEP 93., 2nd International*, pp. 102-106, Cuernavaca.
- MATSUURA, I., SMITH, K.M. and SMEDLEY, K.M. 1998. A Comparison of Active and Passive Soft Switching Methods for PWM Converters. *Power Electronics Specialists Conference, PESC 98 Record, 29th Annual IEEE*, vol. 1, pp.94-100, Fukuoka.
- MOLLOV, S.V., FORSYTH, A.J. and NUTTALL, D.R. 2005. Performance/Cost

- Comparison between Single-Stage and Conventional High Power Factor Correction Rectifiers. *Power Electronics and Drives Systems, PEDS. International Conference*, vol. 2, pp. 876-881, Phuket.
- PONCE, M., ARAU, J., LOPEZ, A. and ALONSO, J.M. 2000. A Novel High-Power-Factor Single-Switch Electronic Ballast for Compact Fluorescent Lamps. *Power Electronics Congress, CIEP. VII IEEE International*, pp. 194-198, Acapulco.
- REDL, R. 1997. Reducing Distortion in Boost Rectifiers with Automatic Control. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '97 Conference Proceedings, Twelfth Annual*, vol. 1, pp. 74-80, Switzerland.
- SHIN-YOUNG, C., IL-OUN, L., JEONG-EON, P. and GUN-WOO, M. 2012. Two-stage Configuration for 60W Universal-line AC-DC Adapter, *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1445-1450, Montreal, QC.
- TANIGUCHI, K. and NAKAYA, Y. 1997. Analysis and Improvement of Input Current waveforms for Discontinuous-Mode Boost Converter with Unity Power Factor. *Power Conversion Conference, Proceedings*, pp. 397-402, Nagaoka.
- UÇAR, H.M. 1996. Anahtarlamalı Güç Kaynağı ve Güç Çarpanı Düzeltme Devresinin Tasarımı. *Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, pp. 5-7, İstanbul.
- YE, Z.Z., JOVANOVIĆ, M.M. and IRVING, B.T. 2005. Digital Implementation of a Unity-Power-Factor Constant-Frequency DCM Boost Converter. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC. Twentieth Annual IEEE*, vol. 2, pp. 818-824, Austin, TX.
- YOA, K., RUAN, X., MAO, X. and YE, Z. 2010. DCM Boost PFC Converter with High Input PF. *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*, pp. 1405-1412, Palm Springs, CA.
- YOA, K., RUAN, X., MAO, X. and YE, Z. 2011. Variable-Duty-Cycle Control to Achieve High Input Power Factor for DCM Boost PFC Converter. *Industrial Electronics, IEEE Transactions*, vol. 58, no. 5, pp. 1856-1865.

7. EKLER

Ek-1. Üçgen Dalganın RMS Değerinin Hesaplanması

Üçgen dalganın RMS değerini hesaplamadan önce, bir sinyalin RMS değeri nasıl hesaplanırdı onu hatırlamak için, (1.3)'ü yeniden genelleştirip (E-1.1)'deki gibi verilebilir.

$$X_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T X^2(t) dt} \quad (E-1.1)$$

verilebilir. Tezin konusu DCM sinyaller olduğu için Şekil 3.2a'daki süreksiz bir sinyalin analizi verilecektir.

Şekil 3.2a'daki sinyalin RMS değerleri $D_{rise}T_s$ 'e kadar ve $D_{rise}T_s$ 'ten $(D_{rise} + D_{fall})T_s$ 'e kadar ayrı ayrı hesaplayıp (E-1.2)'den faydalanarak toplam akımın RMS'ini bulabiliriz (Hart 1997).

$$I_{rms} = \sqrt{I_{1,rms}^2 + I_{2,rms}^2 + I_{3,rms}^2 + \dots} = \sqrt{\sum_{n=1}^N I_{n,rms}^2} \quad (E-1.2)$$

$D_{rise}T_s$ 'e kadar olan akımın denklemini yazarsak;

$$I_1(t) = \frac{t}{D_{rise}T_s} I_{in_peak} \quad (E-1.3)$$

Bu sinyalin RMS değerini hesaplamak için (E-1.1)'de yerine koyar ve integrali çözersek;

$$I_{1,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_1^2(t) dt} = \frac{1}{T_s} \sqrt{\int_0^{D_{rise}T_s} \left(\frac{t}{D_{rise}T_s}\right)^2 (I_{in_peak})^2 dt} = I_{in_peak} \sqrt{\frac{D_{rise}}{3}} \quad (E-1.4)$$

bulunur. $D_{fall}T_s$ bölümü için de aynısını uygularsak;

$$I_{2,rms} = \frac{1}{T_s} \sqrt{\int_0^{D_{rise}T_s} \left(\frac{(D_{rise} + D_{fall})T_s - t}{D_{fall}T_s}\right)^2 (I_{in_peak})^2 dt} = I_{in_peak} \sqrt{\frac{D_{fall}}{3}} \quad (E-1.5)$$

bulunur. (E-1.2)'den yararlanarak, toplam şebekeden çekilen akım;

$$I_{rms} = \sqrt{I_{1,rms}^2 + I_{2,rms}^2} = I_{in_peak} \sqrt{\frac{D_{rise} + D_{fall}}{3}} \quad (E-1.6)$$

olarak hesaplanır.

Ek-2. Fourier Dönüşümü

Matematik ve mühendislik alanında sıkça kullanılan Fourier dönüşümü (FFT: Fast Fourier Transform), sinüs formunda olmayan dalgaların, sinüs formu bileşenlerini bulmaya ve sinüs formunda yazmaya yarayan çok kullanışlı bir dönüşüm sistemidir. Periyodik fakat sinüs formunda olmayan $f(t)$ sinyalinin, Fourier dönüşümü yapılmış hali;

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(nw_0t) + b_n \sin(nw_0t)] \quad (\text{E-2.1})$$

Burada a_0 , a_n ve b_n ise;

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) dt \quad (\text{E-2.2})$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cos(nw_0t) dt \quad (\text{E-2.3})$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \sin(nw_0t) dt \quad (\text{E-2.4})$$

olarak verilir.

ÖZGEÇMİŞ

İhsan Murat LÜLECİ 1981 yılında Nevşehir’de doğdu. İlk, orta, lise öğrenimini İzmir’de tamamladı. 1998 yılında girdiği Ege Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü’nden 2003 yılında Elektrik-Elektronik Mühendisi olarak mezun oldu. 2004 yılında askerlik hizmetini tamamlayarak 2005 yılında Vestel Dayanıklı Tüketim Malları Pazarlama A.Ş.’ye Teknik Ürün Sorumlusu olarak girdi. 2009 yılı Aralık ayından bu yana da Antalya Emniyet Müdürlüğü’nde Elektrik-Elektronik Mühendisi olarak görev yapmaktadır. SMPS devreleri, güç elektroniği ve endüstriyel otomasyon konuları ile ilgilenmektedir. Evli ve bir kız çocuk babasıdır.