

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME DEVRELERİNİN
İNCELENMESİ VE BİR UYGULAMA DEVRESİNİN
GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

Elektrik Müh. Gürcan YANIK

**FBE Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik Makineleri ve Güç Elektronik Programında
Hazırlanan**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı: Prof. Dr. M. Hadi SARUL (YTÜ)

İSTANBUL, 2010

İÇİNDEKİLER

İÇİNDEKİLER.....	ii
SİMGE LİSTESİ	iv
KISALTMA LİSTESİ.....	v
ŞEKİL LİSTESİ	vi
ÇİZELGE LİSTESİ.....	viii
ÖNSÖZ	ix
ÖZET	x
ABSTRACT	xi
1. GÜÇ FAKTÖRÜ KAVRAMI.....	1
1.1 Giriş	1
1.2 Güç Faktörü	1
1.3 Harmonikler ve Harmonik Standartları	2
2. GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME YÖNTEMLERİ	10
2.1 Pasif Filtreler	11
2.2 Yüksek Frekanslı AC-DC Dönüştürücüler	12
2.2.1 İki Aşamalı AC-DC Dönüştürücüler	14
2.2.2 Tek Aşamalı AC-DC Dönüştürücüler	17
2.3 Güç Faktörü Düzeltme Yöntemlerinin Karşılaştırılması.....	21
2.4 Önemli Bazı Güç Faktörü Düzeltme Devreleri	23
2.4.1 Geri Dönüştürücü-Yükseltici Güç Faktörü Düzeltme Hücresi.....	23
2.4.2 Düşürücü Yükseltici ve Yükseltici Dönüştürücülerin Kullanıldığı Bir Güç Faktörü Düzeltme Devresi.....	26
3. GELİŞMİŞ BİR GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME DEVRESİNİN ANALİZİ	29
3.1 Çalışma Aralıkları.....	30
3.1.1 Durum 1	30
3.1.2 Durum 2	33
3.2 Enerjinin İşlenmesi	34

3.3	Tasarım Ölçütleri	38
4.	SİMÜLASYON VE UYGULAMA ÇALIŞMALARI	41
4.1	Simülasyon Çalışmaları	41
4.2	Gelişmiş Güç Faktörü Düzeltme Devresinin Uygulaması	50
4.2.1	Uygulama Devresinin Gerçekleştirilmesi	50
4.2.2	DeneySEL Sonuçlar	53
5.	SONUÇLAR.....	57
	KAYNAKLAR.....	58
	ÖZGEÇMİŞ.....	61

SİMGE LİSTESİ

$\cos\phi$	Faz farkı
d	Bağıl iletim süresi, λ
f_p	Anahtarlama frekansı
$I_{1,ef}$	Akımın temel bileşeninin efektif değeri
I_{ef}	Efektif Akım
$I_{n,ef}$	Akımın n. bileşeninin efektif değeri
K	Yük parametresi
$k_{bozulma}$	Bozulma faktörü
$k_{faz\ farkı}$	Faz farkı faktörü
K_p	Doğrudan aktarılan güç oranı
P_O	Çıkış gücü
V_{ef}	Efektif Gerilim
V_{IN}	Giriş gerilimi
V_O	Çıkış gerilimi
α	Endüktans oranı
λ	Bağıl iletim süresi, d

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternating current, alternatif akım
CCM	Continuous conduction mode, kesintisiz akım modu
DC	Direct current, doğru akım
DCM	Discontinuous conduction mode, kesintili akım modu
GF	Güç faktörü
GFD	Güç faktörü düzeltme
IEC	International electrotechnical commission, uluslararası elektroteknik komisyonu
IEEE	Institute of electrical and electronics engineers, elektrik ve elek. müh. enstitüsü
P	Aktif güç
PF	Power factor, güç faktörü
PFC	Power factor correction, güç faktörü düzeltme
PFP	Powerfactor pre-regulator, güç faktörü ön regülatörü
Q	Reaktif güç
S	Görünen güç
THD	Toplam harmonik distorsiyonu
TS	Türk standartları

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 1.1	Temel bileşen ve harmonikler	3
Şekil 1.2	Üçüncü harmoniğin temel bileşen üzerine etkisi	3
Şekil 1.3	Sınıflandırmanın belirlenmesi için akış diyagramı (IEC61000 3-2)	7
Şekil 2.1	Tek fazlı doğrultucu çıkış gerilimi ve şebeke akımı	11
Şekil 2.2	Tek fazlı doğrultuculu sistemde şebeke akımı harmonikleri ve THD	11
Şekil 2.3	Pasif filtreli AC-DC dönüştürücüde dalga şekilleri, devre şeması ve gerekli endüktans değerleri	12
Şekil 2.4	PFC devresinde endüktans akımı (Kesintili akım modu, DCM) (Fairchild Semi., 2004)	13
Şekil 2.5	İki (a) ve bir (b) aşamalı GFD devreleri	13
Şekil 2.6	Güç akışına göre yüksek frekanslı AC-DC dönüştürücülerin sınıflandırılması (Tse ve Chow, 1998)	14
Şekil 2.7	İki aşamalı yüksek frekanslı AC-DC dönüştürücü (Garcia vd., 2003)	15
Şekil 2.8	Yükseltici ve geri dönüşlü dönüştürücülerin birleşiminden oluşan iki aşamalı PFC sistemi (Garcia vd., 2003)	15
Şekil 2.9	Şebeke akım kalitesi ve maliyet ilişkisi (Garcia vd., 2003)	17
Şekil 2.10	Yüksek harmonik içeren, IEC 61000-3-2 ile uyumlu bir akım örneği (Lu vd., 2008)	17
Şekil 2.11	Örnek bir tek aşamalı GFD devresi (Yao vd., 2009)	18
Şekil 2.12	Tek aşamalı PFC AC-DC dönüştürücü (Ismail vd., 2008)	19
Şekil 2.13	Tek aşamalı, tek kontrol çevrimli PFC AC-DC dönüştürücü (Rodriguez vd., 1998)	20
Şekil 2.14	Doğrudan güç aktarımı prensip şeması	20
Şekil 2.15	Güç faktörü düzeltme yöntemlerinin uygulama alanları (Lazaro vd., 2007)	22
Şekil 2.16	Geri dönüşlü yükseltici (flyboost) dönüştürücü devre şeması (Luo vd., 2005)	23
Şekil 2.17	Flyboost dönüştürücüde, (a) Çalışma aralıkları, (b) Geri dönüşlü modunda temel dalga şekilleri, (c) Yükseltici modunda temel dalga şekilleri (Luo vd., 2005)	24
Şekil 2.18	Flyboost dönüştürücü giriş gerilimi (100V/div) ve filtrelenmiş giriş akımı (1A/div) (Luo vd., 2005)	25
Şekil 2.19	Dönüştürücüye ait devre şeması (Ismail vd., 2008)	26
Şekil 2.20	Düşürücü-yükseltici dönüştürücülü GFD devresine ait çalışma aralıkları (Ismail vd., 2008)	27
Şekil 2.21	Dönüştürücü giriş gerilimi (50V/div) ve filtrelenmiş giriş akımı (1A/div) (Ismail vd., 2008)	28
Şekil 3.1	Tek aşamalı yüksek frekanslı AC-DC dönüştürücü (Lazaro vd., 2007)	29
Şekil 3.2	Şebeke geriliminin değişimine göre çalışma durumları (Lazaro vd., 2007)	30
Şekil 3.3	Durum 1'e ait eşdeğer devreler ve teorik temel dalga şekilleri (Lazaro vd., 2007)	32
Şekil 3.4	Durum 2 için dönüştürücünün çalışma aralıkları ve teorik temel dalga şekilleri (Lazaro vd., 2007)	33
Şekil 3.5	Enerji akışı ve blok diyagramları (a) 1. ve 2. dönüştürücüler (b) Enerji akışı (Lazaro vd., 2007)	35
Şekil 3.6	Hat geriliminin değişimine göre (a) Bağlı iletim süresi, d (λ) (b) Giriş akımı (c) ve (d) Çıkışa doğrudan ve işlenerek aktarılan gücün değişimi (Lazaro vd., 2007)	36
Şekil 3.7	(a) Doğrudan aktarılan ve işlenerek aktarılan enerji (b) C_1 kapasitesine aktarılan enerji ve $i_{DS1-AUX}$ akımı (Lazaro vd., 2007)	37

Şekil 3.8	(a) α ve K_p 'nin doğrudan aktarılan güce ve giriş akımının şekline etkisi (b) farklı K_p değerleri için giriş akımı harmonikleri (Lazaro vd., 2007)	39
Şekil 3.9	Endüktans oranı α 'nın, farklı n_1 dönüşüm oranları için, doğrudan aktarılan gücün oranı K_p 'ye etkisi (Lazaro vd., 2007).....	40
Şekil 3.10	Farklı α ve n_1 değerleri için K_p 'nin değişimi	40
Şekil 4.1	Simülasyon Devresi.....	42
Şekil 4.2	Durum 2 'ye ait dalga şekilleri	43
Şekil 4.3	Durum 1'e ait dalga şekilleri.....	44
Şekil 4.4	Sınır açısı α_{12} anında akımların değişimi	44
Şekil 4.5	$\alpha=10$ için elde edilen dalga şekilleri.....	45
Şekil 4.6	$\alpha=5$ için elde edilen dalga şekilleri.....	46
Şekil 4.7	$\alpha=3.34$ için elde edilen dalga şekilleri.....	47
Şekil 4.8	α 'nın değişimine göre elde edilen giriş akımı harmonikleri ve D sınıfı limitleri	48
Şekil 4.9	Şebeke akımı ve şebeke gerilimi.....	49
Şekil 4.10	Simülasyon sonuçlarına göre şebeke akım harmonikleri	49
Şekil 4.11	Uygulama devresi.....	50
Şekil 4.12	SG 3524 entegresi iç yapısı ve pin diyagramı (TI SG3524, 2003)	52
Şekil 4.13	Sürme entegreleri pin diyagramları (Agilent Tech., 2004; IXYS AN0002, 2001)	53
Şekil 4.14	I_p akımı (Kanal 1), I_s akımı (Kanal 2) ve V_{S1} gerilimi (Kanal A)	54
Şekil 4.15	I_{L2} (Kanal 1), IDS_{1-2} (Kanal 2) ve IDS_{1-AUX} (Kanal A) akımları	55
Şekil 4.16	Şebeke gerilimi (Kanal 1), şebeke akımı (Kanal 2) ve bağlı iletim süresinin değişimi (Kanal B).....	55
Şekil 4.17	Elde edilen deneysel sonuçlara göre harmonik içerik.....	56

ÇİZELGE LİSTESİ

Çizelge 1.1	Muhtelif akım şekillerine ait dalga şekilleri, harmonik içerik ve THD değerleri .5
Çizelge 1.2	EN61000 3-2 standartlarına göre sınıflandırma tablosu8
Çizelge 1.3	Sınıflara göre harmonik limitleri (Schaffner EMV AG,2006).....8
Çizelge 4.1	Simülasyon Parametreleri41
Çizelge 4.2	Sekonder ve yükseltici endüktansları ile α 'nın değişimi45
Çizelge 4.3	Uygulama Elemanları.....51

ÖNSÖZ

Enerji ihtiyacının giderek arttığı ve enerji kaynaklarının giderek azaldığı dünyada, enerjinin kullanılmasındaki kalite ve verimin önemi de giderek artmaktadır. Bu tezin konusu olan güç faktörü kavramı da, en çok kullanılan enerji türü olan elektrik enerjisinin kullanımındaki kalite ve verimliliği ifade eder. Son yıllarda güç faktörünün düzeltilmesi ve harmoniklerin azaltılması amacıyla çok sayıda çalışma yapılmıştır.

Bu çalışma kapsamında, güç faktörü kavramı ile güç faktörü düzeltme yöntemlerinden yüksek frekanslı AC-DC dönüştürücüler incelenmiş, gelişmiş bir devrenin simülasyon çalışmaları yapılmış ve uygulama devresi gerçekleştirilmiştir. Simülasyon ve uygulama çalışmaları ile yapılmış olan teorik analiz desteklenmiştir.

Çalışmalarım boyunca beni yönlendiren ve destekleyen tez danışmanım Prof. Dr. M. Hadi SARUL'a, yardımlarını esirgemeyen hocalarım Prof. Dr. Hacı BODUR ve Yrd. Doç. Dr. A. Faruk BAKAN ile yardım ve anlayışları için Arş Gör. Evren İŞEN'e, Arş. Gör. Sevilay ÇETİN'e ve Arş. Gör. Nihan ALTINTAŞ'a teşekkür ederim.

Ayrıca her günümde olduğu gibi bu çalışma boyunca da bana verdikleri destek ve gösterdikleri anlayış için aileme minnet ve şükranlarımı sunarım.

ÖZET

Elektrik enerjisinin kullanımındaki kalite verimliliği ifade eden güç faktörü kavramı, bu tez çalışmasının konusunu oluşturmuştur. Bu çalışmada, güç faktörü kavramı açıklanmış, güç faktörünün bozulmasına sebep olan harmonikler ve bu harmonikleri sınırlayan uluslararası standartlar incelenmiştir.

Güç faktörü düzeltme yöntemleri sıralanmış ve önce bu yöntemlerden en basit ve yaygın olan pasif filtreler açıklanmıştır. Sonra günümüzde kullanımı ve önemi giderek artan yüksek frekanslı AC-DC dönüştürücüler ve bu devrelerin güç faktörünün düzeltilmesindeki rolü anlatılmıştır. Literatürde yer alan düşük güçlü ve tek aşamalı bazı yüksek frekanslı AC-DC dönüştürücüler detaylı olarak incelenmiştir.

Literatürdeki mevcut gelişmiş bir dönüştürücünün etrafı bir teorik analizi verilmiş, simülasyon çalışmaları yapılmış ve uygulama devresi gerçekleştirilmiştir. Alınan simülasyon ve uygulama sonuçları ile teorik analiz doğrulanmıştır.

Anahtar Kelimeler: Güç faktörü, güç faktörünün düzeltilmesi, harmonik standartları, tek aşamalı yüksek frekanslı AC-DC dönüştürücüler.

ABSTRACT

Term of power factor, represents quality and efficiency of electrical energy usage, is the subject of this study. Power factor concept is explained, harmonics as a cause of low power factor and limitation of this harmonics with international standards are examined.

Power factor correction methods are examined in the scope of the study. First, easiest and widely used passive filters are explained. Than high frequency AC-DC converters and their role in power factor correction are examined. Some of the low powered, single stage high frequency AC-DC converters in the literature are studied.

Detailed theoretical analysis of an advanced converter in the literature is given, simulation and prototype studies are performed. Theoretical analysis has been confirmed with the simulation and experimental results.

Keywords: Power factor, power factor correction, harmonic standards, single stage power factor correction circuits.

1. GÜÇ FAKTÖRÜ KAVRAMI

1.1 Giriş

Teknolojinin gelişmesi ile birlikte, modern hayatın bir getirisi olarak, ihtiyaç duyulan enerji miktarı her geçen gün artmaktadır. Günlük hayatımızda tükettiğimiz enerjinin büyük bir kısmını ise, elektrik enerjisi oluşturur. Elektrik enerjisi günlük hayatımızda sanayi tesislerinden ulaşım sistemlerine, sosyal tesislerden evimize kadar, her alanda kullanılmaktadır. Bu kadar yoğun bir şekilde ihtiyaç duyulan enerjinin, kaliteli ve verimli kullanılmasının önemi her geçen gün artmaktadır.

Gelişen teknoloji ile elektrik enerjisinin kullanıldığı yükler karmaşık hale gelmiştir. Şarj aletleri, motor sürücüler, bilgisayarlar gibi karmaşık yükler şebekeden sinüzoidal olmayan akımlar çekerler. Bu akımlar şebekede harmonik adı verilen bozulmalara sebep olur ve reaktif güç çekerek şebekeyi gereksiz yere meşgul edip, verimi düşürürler. Verimliliği arttırmak ve reaktif gücü azaltmak son yıllarda önemli bir hedef ve çalışma konusu olmuştur. Enerjinin daha kaliteli ve verimli kullanılması amacıyla, ulusal ve uluslar arası düzeyde, güç faktörü ve harmonik içerik için standartlar geliştirilmektedir.

Güç faktörünün düzeltilmesi amacıyla endüstriyel ve akademik olarak çok sayıda çalışmalar yapılmaktadır. Güç faktörünü düzeltmek amacıyla, geleneksel olarak kullanılan kompanzasyon kondansatörleri, pasif filtreler, aktif filtreler ve yüksek frekanslı AC-DC dönüştürücüler gibi çok farklı yöntemler bulunmaktadır. Maliyet, boyut, verim gibi pek çok avantaja sahip yüksek frekanslı AC-DC dönüştürücüler son yıllarda yaygın olarak kullanılmakta ve geliştirilmektedir (Garcia vd.,2003; Garcia vd., 2001).

1.2 Güç Faktörü

Güç faktörü bir alternatif akım kaynağından çekilen gücün, yüke ne kadar kaliteli ve verimli aktarıldığını gösteren bir tanımdır. Şebeke akımının bozulma oranını ve akım ile gerilim arasındaki faz farkını temsil eder.

Görünen güç, hat üzerindeki görünen toplam güçtür. Efektif olarak şebeke akımı ve geriliminin çarpımı olan görünen güç, aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$S = V_{ef} \cdot I_{ef} \quad (1.1)$$

Reaktif ve aktif güçlerin vektörel toplamı görünen gücü (S) verir.

Aktif güç, görünen gücün gerilim ile aynı fazda olan bileşenidir. Gerçek güç olarak da ifade edilen aktif güç, yüke aktarılan enerjinin faydalı, istenen, işe dönüşen kısmıdır. Aktif güç, harmonik içermeyen sistemlerde, akım ve gerilimin efektif değerleri ile bunlar arasındaki faz farkının kosinüsünün çarpımıdır (1.2).

$$P = V_{ef} \cdot I_{ef} \cdot \cos \varphi \quad (1.2)$$

Reaktif güç ise, görünen gücün, gerilim ile faz farkı olan bileşeni olup, harmonik içermeyen sistemlerde,

$$Q = V_{ef} \cdot I_{ef} \cdot \sin \varphi \quad (1.3)$$

şeklinde ifade edilir.

Harmonik içermeyen bir sistemde, kaynaktan çekilen aktif gücün, görünen güce oranı güç faktörü olarak tanımlanır ve aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\text{Güç Faktörü (GF, PF)} = \frac{\text{Aktif Güç (P)}}{\text{Görünen Güç (S)}} = \frac{V_{ef} \cdot I_{ef} \cdot \cos \varphi}{V_{ef} \cdot I_{ef}} = \cos \varphi \quad (1.4)$$

(1.4)'e göre, akım ile gerilimin faz farkının sıfır olması, birim güç faktörü ile çalışma durumudur. Yani faz farkı sıfır olduğunda güç faktörü "1" olmaktadır. Harmonik içeren sistemlere ise, aktif ve reaktif güçler, temel akımın aktif ve reaktif bileşenleri ile hesaplanır. Bu durumda, güç faktörünün genel bağıntısı,

$$GF = \frac{P}{S} = \frac{V_{ef} \cdot I_{1ef} \cdot \cos \varphi_1}{V_{ef} \cdot I_{ef}} = \frac{I_{1ef}}{I_{ef}} \cos \varphi_1 = k_{bozulma} \cdot k_{faz fark} \quad (1.5)$$

olarak tanımlanır. (1.5)'te, $k_{faz fark} = \cos \varphi_1$ olup, şebeke gerilimi ile akımın temel bileşeni

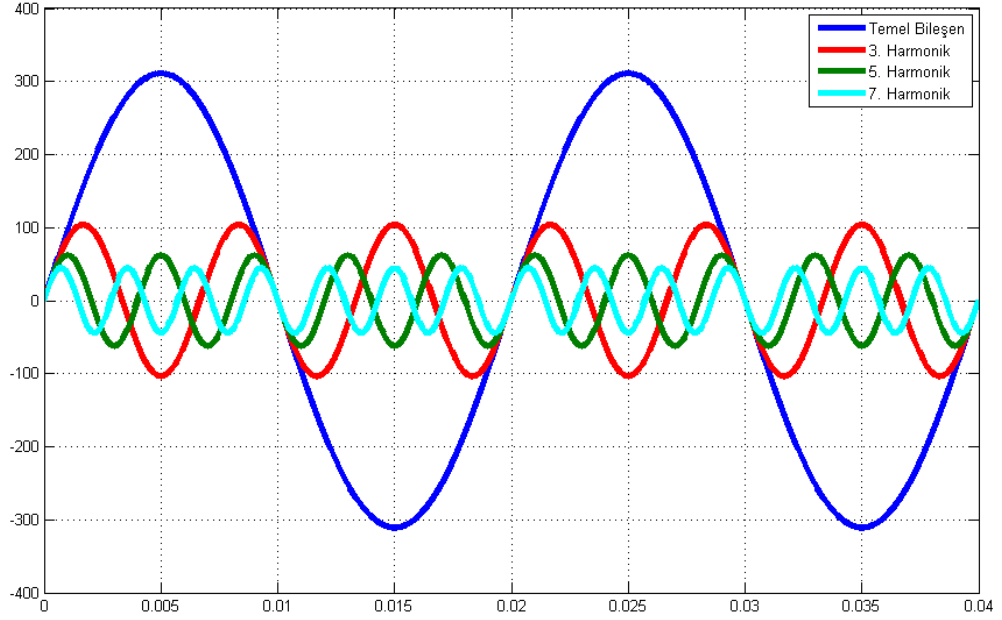
arasındaki faz farkını temsil eder. $k_{bozulma} = \frac{I_{1ef}}{I_{ef}}$ olarak ifade edilir ve harmoniklerin

oluşturduğu bozulmayı temsil eder. (1.5) bağıntısından, güç faktörünün hem faz farkı hem de bozulma faktörüne bağlı olduğu görülür.

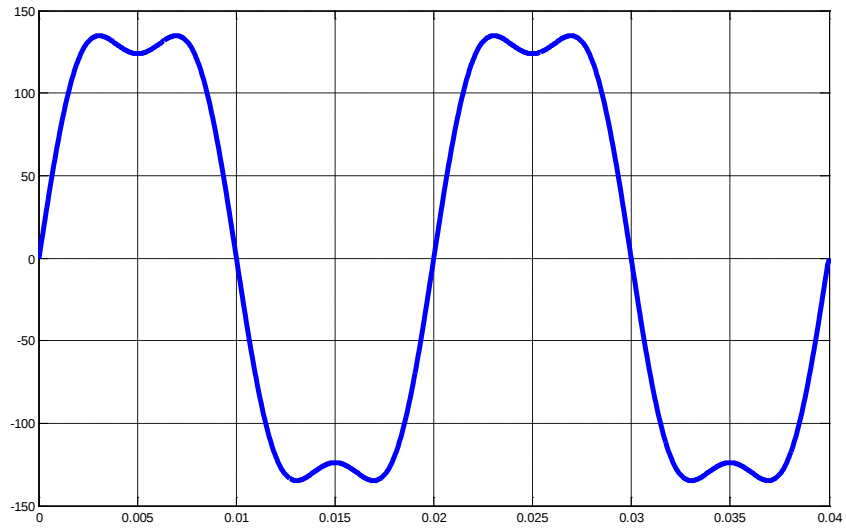
1.3 Harmonikler ve Harmonik Standartları

Bir dalga şeklinin temel bileşen frekansının katlarında oluşan bileşenlerine harmonikler adı verilir. Lineer olmayan yükler, şebekeden harmonik içerikli akımlar çekerler. İdeal olarak, kullanıcıların elektrik şebekesinden elde ettikleri besleme gerilimi, temel bileşen frekanslı (Türkiye ve Avrupa ülkeleri için 50 Hz, Kuzey Amerika için 60 Hz) tam bir sinüs dalgası şeklindedir. Ancak gerçekte, lineer olmayan yüklerin çektiği bu harmonik akımlar, şebeke geriliminde bozulmalara yol açar.

Harmonik akımlar, şebekede ilave kayıplara, gerilim bozulmalarına, doyumlara ve salınımlara sebep olur. Ayrıca aynı şebekeden beslenen diğer alıcılar da bu harmoniklerden olumsuz etkilenebilir. Şekil 1.1’de akımın temel bileşeni ve bazı harmonikleri, Şekil 1.2’de ise üçüncü harmoniğin akım üzerindeki bozucu etkisi görülmektedir.



Şekil 1.1 Temel bileşen ve harmonikler



Şekil 1.2 Üçüncü harmoniğin temel bileşen üzerine etkisi

Bir hattaki akım harmoniklerinin toplam miktarının ölçülmesi ve ifade edilmesi için toplam harmonik distorsiyonu (THD) kavramı ortaya konulmuştur. THD, dalga şeklinin içerdiği

toplam akımın efektif değerinin temel akım bileşeninin efektif değerine oranı şeklinde tanımlanır ve aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} I_{n,ef}^2}{I_{1,ef}^2}} \quad (1.6)$$

Akımdaki bozulma miktarını belirten THD, bir oran olarak ifade edilse de, yüzdesel olarak da gösterilebilir. Bu durumda, %THD aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$\%THD = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} I_{n,ef}^2}{I_{1,ef}^2}} \times 100 \quad (1.7)$$

Bozulma faktörü THD eşitliğinden (1.7) yararlanılarak

$$k_{bozulma} = \frac{1}{\sqrt{1 + (THD)^2}} \quad (1.8)$$

şeklinde yazılabilir. Bozulma faktörü $k_{bozulma}$ da faz farkını ifade eden $k_{faz\ fark}$ gibi “0” ile “1” arasında değişir. Dalga şekli sinüsten uzaklaştıkça bu değer sıfıra yaklaşır. Tam sinüzoidal bir akım dalga şeklinde ise “1” değerini alır.

(1.5) Eşitliğinde görüldüğü gibi, güç faktörü yalnızca faz farkı ile alakalı değildir. Bozulma faktörü de (1.8) güç faktörü üzerinde etkili rol oynar.

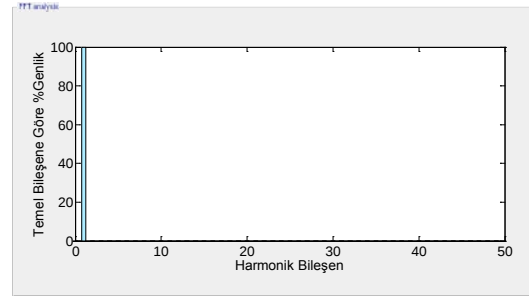
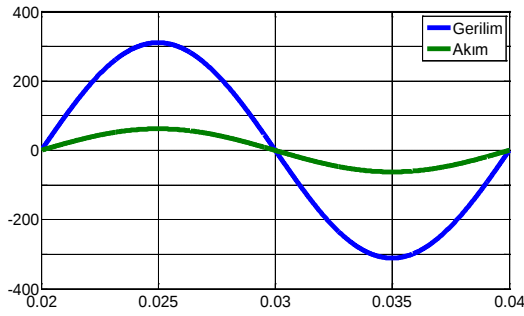
Çizelge 1.1’de muhtelif akımlara ait dalga şekilleri, harmonik içerikleri ve THD değerleri verilmiştir. Çizelge 1.1 (a)’da tam omik yükün çektiği sinüzoidal akım görülmektedir. Böyle bir akım tam sinüzoidal olup ($k_{bozulma} = 1$), faz farkı oluşmadığından ($\cos \varphi = 1$) güç faktörü “1” değerini alır. Çizelge 1.1 (b)’de ise faz farkı içeren ($\cos \varphi = 0.7277$), tam sinüzoidal bir akım ($k_{bozulma} = 1$) gözükmemektedir (omik-endüktif yük). Bu durumda ise faz farkının etkisi ile GF=0.7277 olmuştur.

Çizelge 1.1’deki farklı akım şekillerine ait harmonik bileşenler ve güç faktörü değerleri incelendiğinde, akımın her bir alternans içinde toplam süreye yayılmasının harmonik içeriğini azalttığı görülür. Kısaca akım periyot içinde ne kadar sürekli ve şekli sinüzoidale ne kadar yakınsa, harmonik içeriği o kadar az olur.

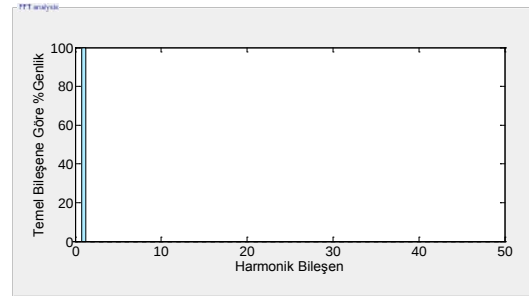
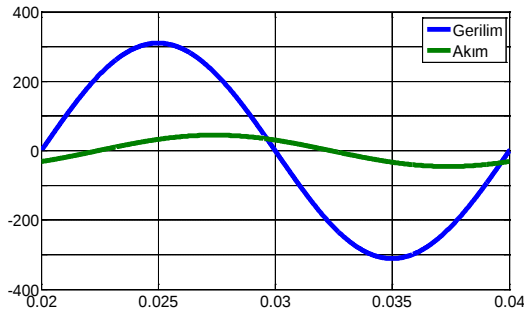
Güç faktörü düzeltme devrelerinin temel amacı, geleneksel köprü doğrultuculu ve kondansatör filtreli sistemin çektiği tepe değeri yüksek ve kısa süreli akım (Şekil 2.1) yerine,

periyot içinde sürekli ve gerilimin sinüzoidal şeklini takip eden bir akım çekmektir. Böylece harmonikler azaltılabilir, faz farkı ortadan kaldırılabilir.

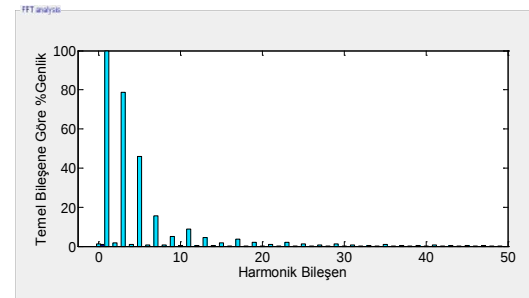
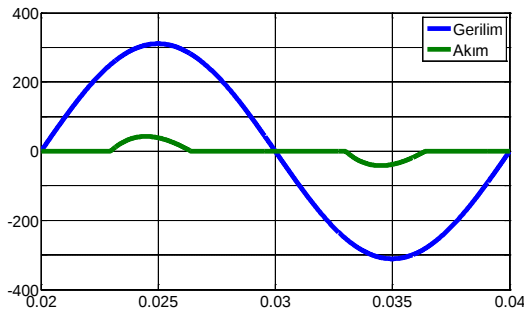
Çizelge 1.1 Muhtelif akım şekillerine ait dalga şekilleri, harmonik içerik ve THD değerleri



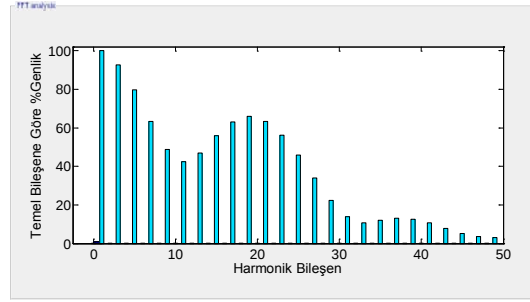
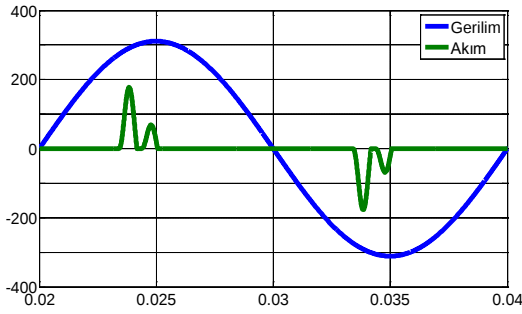
a) $k_{\text{faz farkı}}=1$, $k_{\text{bozulma}}=1$, $GF=1$, $\%THD=\%0$



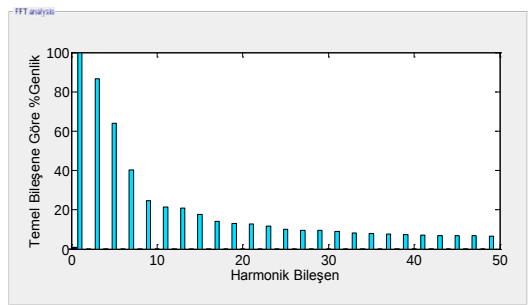
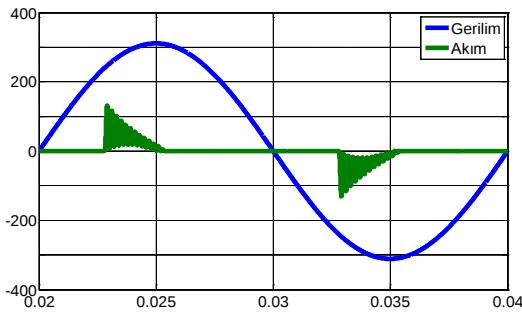
b) $k_{\text{faz farkı}}=0.7277$, $k_{\text{bozulma}}=1$, $GF=0.7277$, $\%THD=\%0$



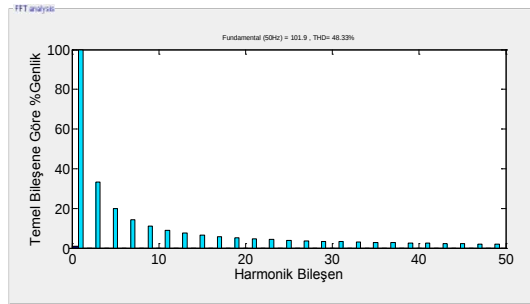
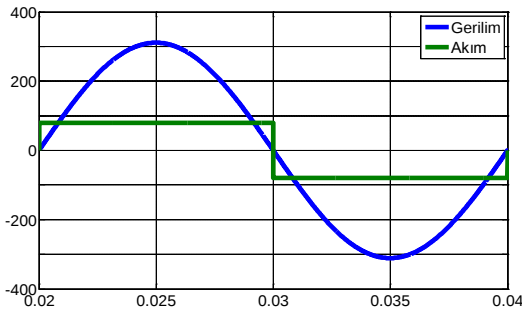
c) $k_{\text{faz farkı}}=0.9928$, $k_{\text{bozulma}}=0.7306$, $GF=0.7254$, $\%THD=\%93.45$



d) $k_{\text{faz farkı}}=0.958$, $k_{\text{bozulma}}=0.4122$, $GF=0.3949$, $\%THD=\%221$



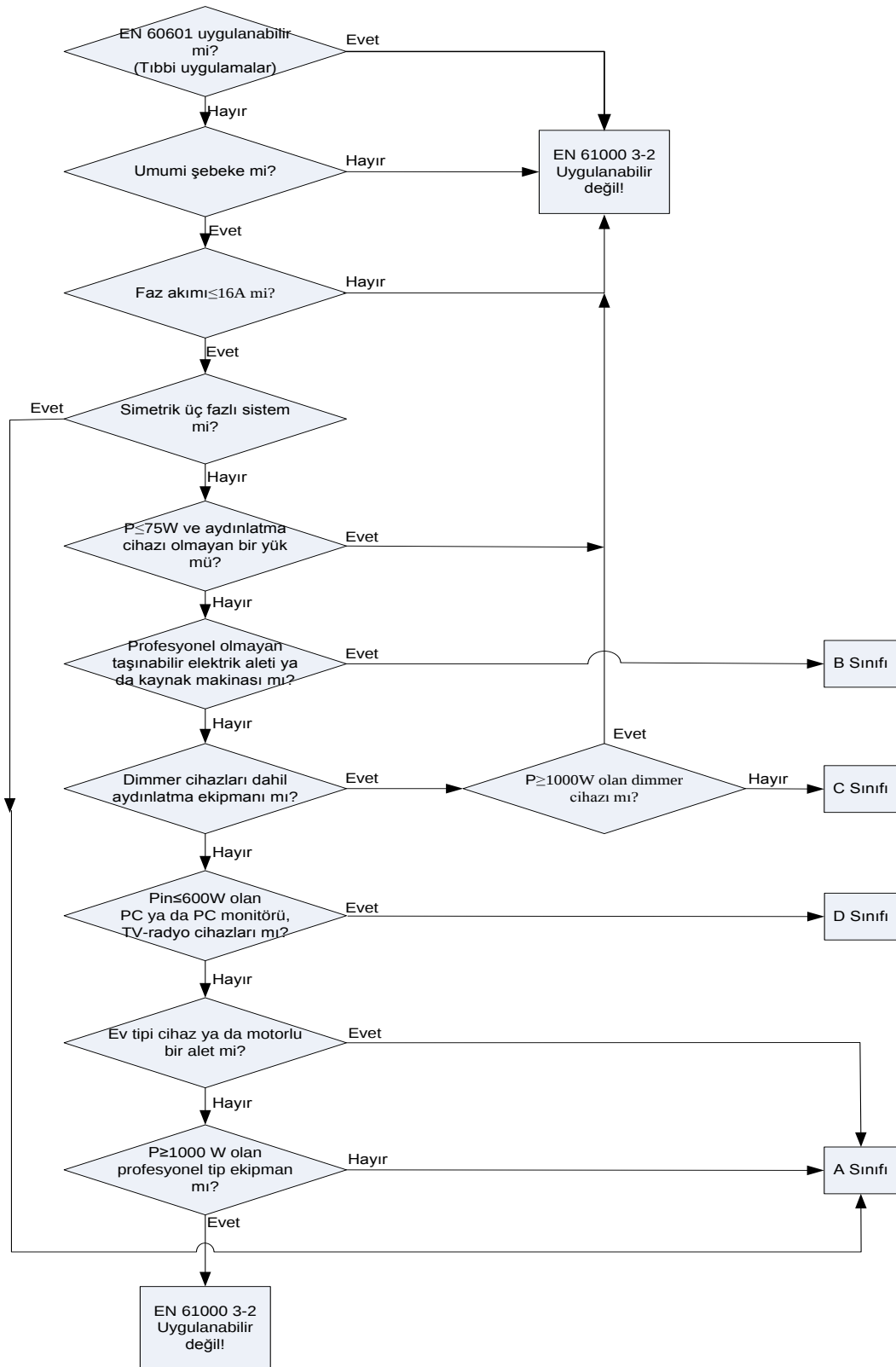
e) $k_{\text{faz farkı}}=0.9138$, $k_{\text{bozulma}}=0.541$, $GF=0.4944$, $\%THD=\%155$



f) $k_{\text{faz farkı}}=1$, $k_{\text{bozulma}}=0.9$, $GF=0.9$, $\%THD=\%48$

Şebekeden çekilen akım harmoniklerinin sınırlandırılması için, ulusal ve uluslararası birçok standart ortaya konmuştur. Ortaya konulan bu standartlar, farklı güç seviyelerinde ve uygulama alanlarında izin verilebilecek harmonik içeriği sınırlamaktadır. IEEE 519 ve IEC 61000, enerji kalitesi ile ilgili uluslararası standartlardır. Bu standartlardan IEC 61000 3-2, Türkiye’de TS-EN-61000-3-2 adı ile uygulanmaktadır.

IEC 61000 3-2, harmonik sınırlamalarını uygulama alanı ve güce göre belirlemekte ve sınıflandırmaktadır. Şekil 1.3’te bu sınıflamanın belirlenmesine ait akış diyagramı



Şekil 1.3 Sınıflandırmanın belirlenmesi için akış diyagramı (IEC61000 3-2)

Çizelge 1.2 EN61000 3-2 standartlarına göre sınıflandırma tablosu

A Sınıfı	> Dengeli yüklü üç fazlı cihazlar > Ses Ekipmanları > B,C ve D sınıflarında tanımlanmayan bütün cihazlar
B Sınıfı	> Taşınabilir el aletleri > Profesyonel olmayan ark kaynak makineleri
C Sınıfı	> Aydınlatma cihazları
D Sınıfı	75 W üstünde ve 600 W altındaki güçlerde; > Kişisel bilgisayarlar ve monitörleri > Televizyon ve televizyon alıcılarının güç kaynakları

Çizelge 1.3 Sınıflara göre harmonik limitleri (Schaffner EMV AG,2006)

Harmonik Numarası	A Sınıfı (A)	B Sınıfı (A)	C Sınıfı (Temel Bil. %'si)	D Sınıfı (mA/W)
Tek Harmonikler				
3	2.30	3.45	30	3.4
5	1.13	1.71	10	1.9
7	0.77	1.155	7	1.0
9	0.40	0.60	5	0.5
11	0.33	0.495	3	0.35
13	0.21	0.315	3	3.85/13
$15 \leq n \leq 39$	$0.15 \times 15/n$	$0.225 \times 15/n$	3	$3.85/n$
Çift Harmonikler				
2	1.08	1.62	2	-
4	0.43	0.645	-	-
6	0.30	0.45	-	-
$8 \leq n \leq 40$	$0.23 \times 8/n$	$0.345 \times 8/n$	-	-

Çizelge 1.3'te sınıflara göre izin verilen harmonik limitleri verilmiştir. A ve B sınıfına dahil olan bir uygulamada, harmonik içeriğe Amper cinsinden kesin bir sınır konulmaktadır. C ve

D sınıfına dahil olan bir uygulamada ise, izin verilen harmonik içeriğin miktarını güç belirlemektedir. C sınıfı sınırlandırmalarında ilgili harmonik içeriğe ait izin verilen sınır temel bileşenin yüzdesi olarak alınırken, D sınıfında ise ilgili harmonik içerik W başına mA cinsinden sınırlandırılmaktadır. Tablodan görüldüğü gibi D sınıfı sınırlandırmaları çift harmonikleri incelememektedir. İlgili sınıfa ait bir uygulama için, şebeke akımı harmonikleri bu sınırları sağlamalıdır.

Güç faktörü düzeltme yöntemleri kullanılırken, bu standartlara uygunluk göz önüne alınmaktadır. Bundan sonraki bölümde, söz konusu güç faktörü düzeltme yöntemleri incelenecek ve anlatılacaktır.

2. GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME YÖNTEMLERİ

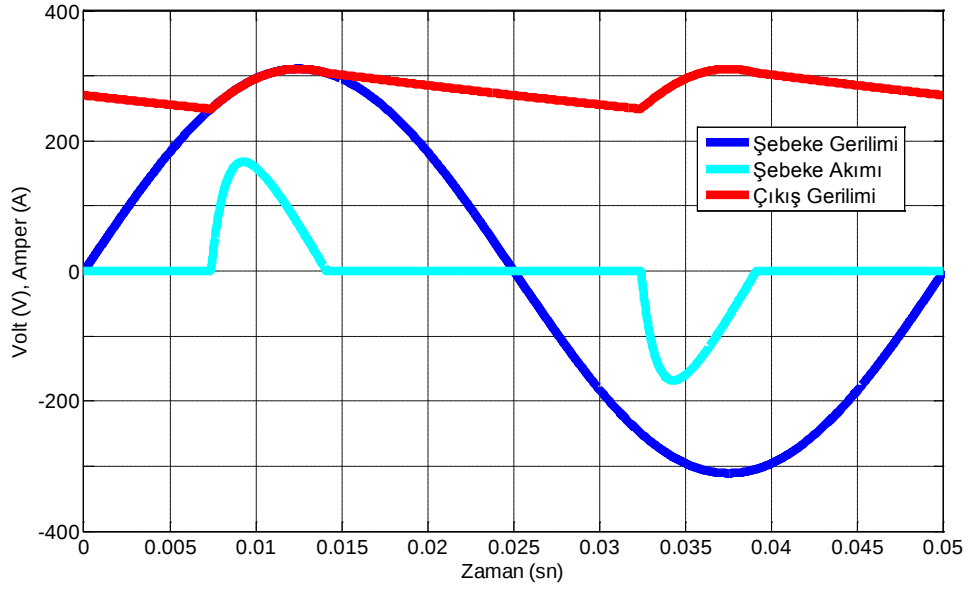
Güç faktörünün düzeltilmesi, şebekeden çekilen akım şeklinin sinüse yaklaştırılması ya da tam sinüs şekline getirilmesi ve faz farkının kaldırılmasıdır. Böylece şebekeden çekilen aktif güç, mümkün olan en yüksek seviyeye getirilir. İdeal olarak şebekeden beslenen yükün tam omik karakter taşıması, çektiği reaktif gücün sıfır olması istenir. Bu durum aynı güç için şebekeden çekilecek akımı mümkün olan en küçük değere getirerek kayıpları da azaltacaktır.

Güç faktörü düzeltme yöntemleri, beslenen yükün karakteri ne olursa olsun, şebeke tarafında omik özellik göstermesini hedefler. Böylece şebekeden çekilen akım gerilim ile aynı faz açısına sahip ve sinüzoidal olur. Bu amaçla pek çok farklı yöntem ortaya konulmuştur.

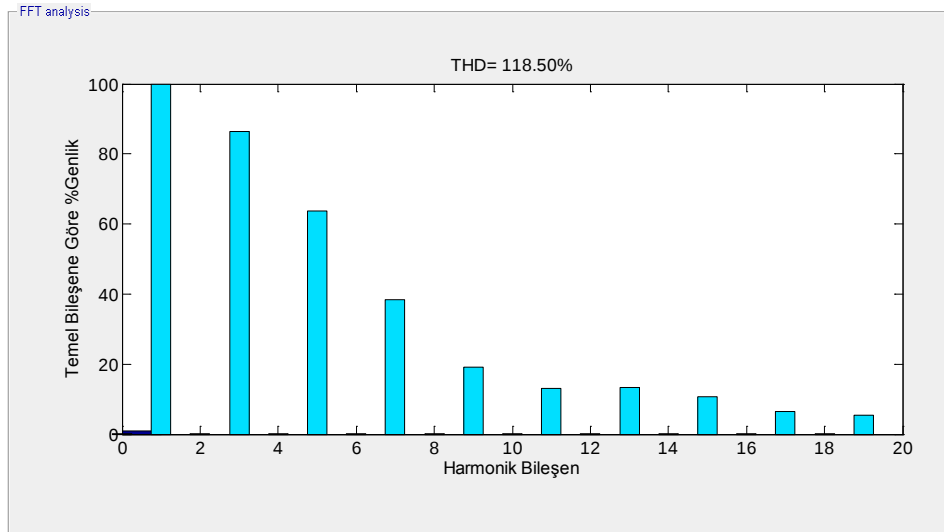
Yalnızca reaktif elemanlar kullanılarak güç faktörünün düzeltilmesi mümkündür. Sistemde bulunan reaktif güç tespit edilerek, karşı reaktif güç oluşturacak elemanların devreye eklenmesi ile güç faktörü düzeltilebilir. Endüstride sıkça kullanılan endüktif yüklerin yol açtığı faz farkını engellemek amacıyla kullanılan kompanzasyon kondansatörleri çok sık kullanılan geleneksel bir yöntemdir. Bu yöntemin en büyük avantajı basitliği, güvenilirliği ve EMI gürültüleri içermemesidir. Ancak bu avantajlarının yanı sıra bu reaktif elemanlar hantal ve pahalıdır (Garcia vd.,2003).

Günümüzde, gerek endüstriyel kullanıcıların, gerekse kişisel kullanıcıların ihtiyaç duyduğu enerji genellikle bir güç dönüştürücüsü tarafından şebekeden çekilen enerjinin işlenmesi yoluyla sağlanır. Bu güç kaynaklarının giriş katında genellikle diyot ya da tristörler ile sağlanan doğrultucu devreler bulunur. Geleneksel olarak bu doğrultucuların çıkışı bir kondansatör ile regüle edilmektedir. Doğrultucu ve kondansatörden oluşan bu yapı şebekeden yüksek harmonik içerikli bozuk akımlar çekmektedir (Mohan vd.,1995;Rashid vd.,2001).

Tam dalga doğrultucu çıkışındaki kondansatör, yalnızca şebeke geriliminin yüksek olduğu, 90° civarında şebekeden bir akım çeker. Periyodun kalanında çıkıştaki yükü kondansatör beslemektedir. Yükün ihtiyaç duyduğu enerjinin tamamı, 90° civarında çekilen bu kısa süreli akımla şebekeden elde edilir. Bu sebeple bu akım periyot içinde kısa süreli olmasının yanı sıra, yüksek tepe değerli bir akımdır. Şekil 2.1’de böyle bir sistemdeki akımın dalga şekli, Şekil 2.2’de ilgili akıma ait THD ve harmonik bileşenler gösterilmiştir.



Şekil 2.1 Tek fazlı doğrultucu çıkış gerilimi ve şebeke akımı

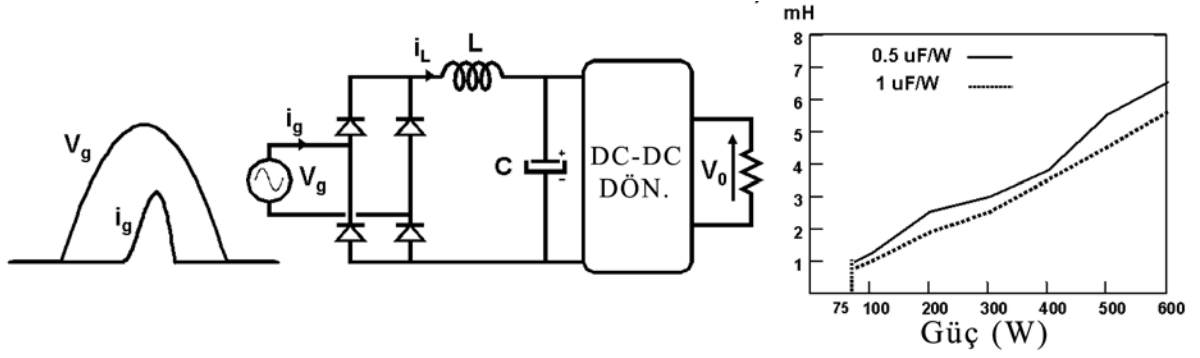


Şekil 2.2 Tek fazlı doğrultuculu sistemde şebeke akımı harmonikleri ve THD

Bu bozulmaların önüne geçmek için kullanılan diğer yöntemler ise, pasif filtreler ile son yıllarda yoğunlukla kullanılan yüksek frekanslı AC-DC dönüştürücülerdir.

2.1 Pasif Filtreler

Pasif filtreler genellikle bir endüktans, kapasite ya da her ikisinin birlikte kullanımından oluşmaktadır. Bu elemanlar şebeke ile yükü besleyen doğrultucu arasında yer alarak çekilen akımın dalga şeklini düzeltirler (Ünal, 2006). Şekil2.3'te temel pasif filtre ile güç faktörünün düzeltilmesi gösterilmiştir.



Şekil 2.3 Pasif filtreli AC-DC dönüştürücüde dalga şekilleri, devre şeması ve gerekli endüktans değerleri

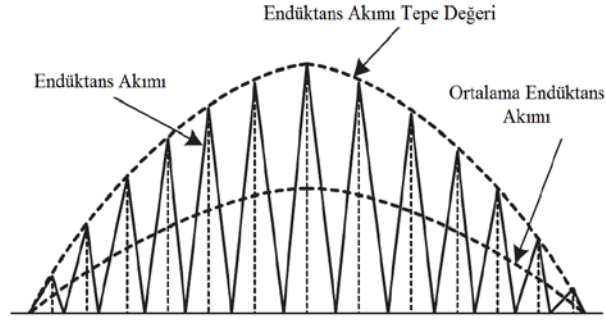
Şekil 2.3'te, EN 61000 3-2 standartlarını sağlayabilmek için, tam dalga doğrultucu ve çıkışında bir filtreleme kondansatörü kullanıldığında gerekli olan filtre endüktans değeri gösterilmiştir. Görüldüğü gibi güç arttıkça gerekli olan endüktans değeri de artmaktadır. 100 W için 1 mH gibi yüksek değerli bir endüktans gerekmektedir.

Pasif elemanlar faz farkını ve THD'nu azaltır. Basit yapısı sayesinde bu devreler, yüksek verimli ve kolay bir çözüm olarak kullanılabilir. Kontrollü bir elemanın olmayışı, yüksek verimi, güvenilirliği bu devrelerin temel avantajlarıdır. Ancak düşük frekanslardaki maliyetleri, yalnızca önceden belirlenen bir frekans aralığında harmonikleri filtrelemeleri, yüksek güçlerde boyut ve maliyetlerin çok yükselmesi dezavantajlar olarak sayılabilir.

2.2 Yüksek Frekanslı AC-DC Dönüştürücüler

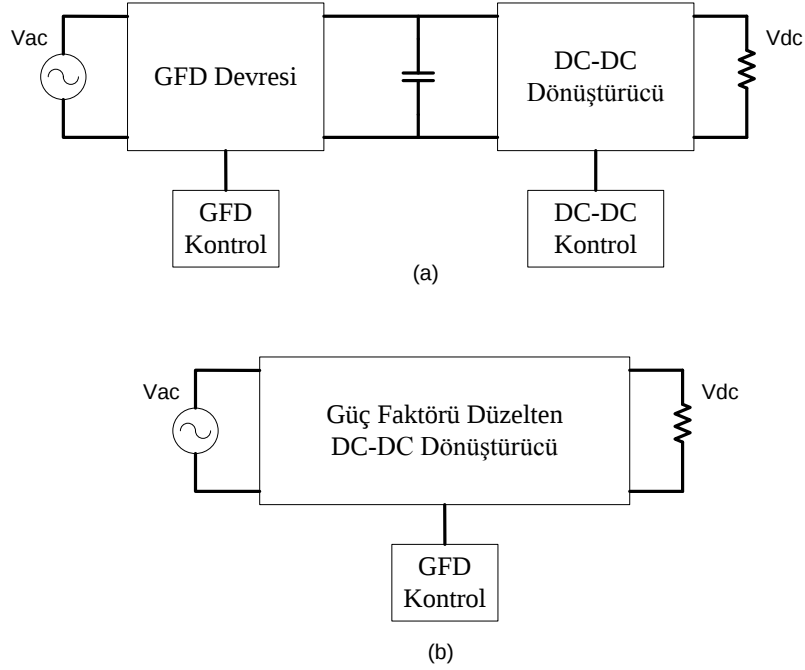
Yüksek frekanslı AC-DC dönüştürücüler, temel köprü doğrultucu yapısının ardından regülasyon için bir kapasite yerine, yüksek frekanslı bir DC-DC dönüştürücü kullanılması ile elde edilir.

Şebekeye yüksek değerli bir filtre olmaksızın bağlı olan doğrultucu çıkışında, 10 kHz'den birkaç 100 kHz'e kadar çalışabilen bir DC-DC dönüştürücü bulunur. Şebekeden çekilen akım, doğrultucu çıkışındaki kesintili ve bozuk kondansatör akımı yerine (Şekil 2.1) yüksek frekanslı ve sinüsü takip eden, periyot boyunca sürekli bir akım olarak görülür (Şekil 2.4).



Şekil 2.4 PFC devresinde endüktans akımı (Kesintili akım modu, DCM) (Fairchild Semi., 2004)

GFD devrelerinin en büyük avantajı çok yüksek (1'e yakın) güç faktörü ve düşük THD elde edilmesidir.

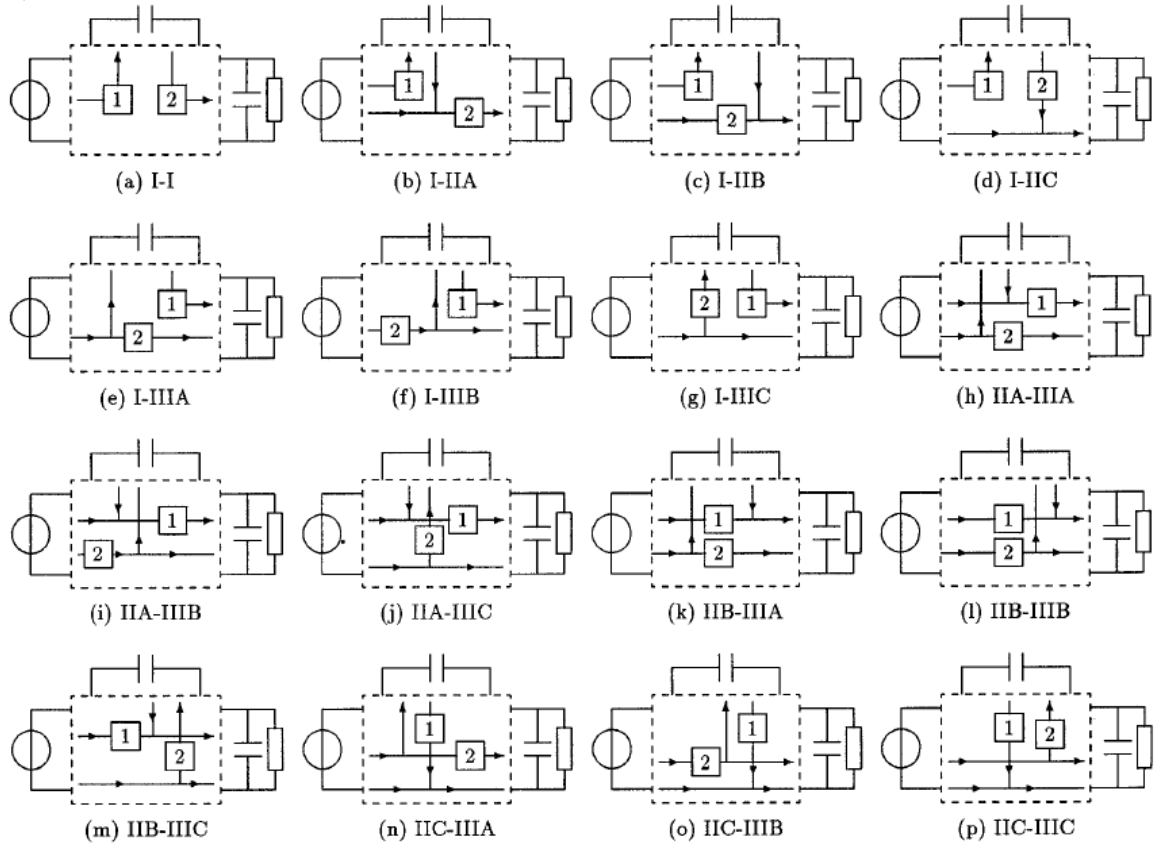


Şekil 2.5 İki (a) ve bir (b) aşamalı GFD devreleri

Güç faktörü düzeltme devreleri, PFC ile regülasyon işlemlerini ayrı ayrı yapan iki iki aşamalı devreler ve birlikte yapan tek aşamalı devreler olarak ikiye ayrılırlar.

Şekil 2.6'da güç akışına göre yüksek frekanslı AC-DC dönüştürücülerin sınıflandırılması gösterilmiştir. Şekilden de görüleceği, gibi, güç akışına göre çok farklı şekillerde güç faktörü düzelten yüksek frekanslı AC-DC dönüştürücüler mevcuttur. Şekil 2.6 (a)'da temel iki aşamalı dönüştürücü için güç akışı görülmektedir. Burada birinci dönüştürücü şebekeden çekilen akım ile bir depolama kondansatörü üzerinde enerji biriktirir, ikinci dönüştürücü ise

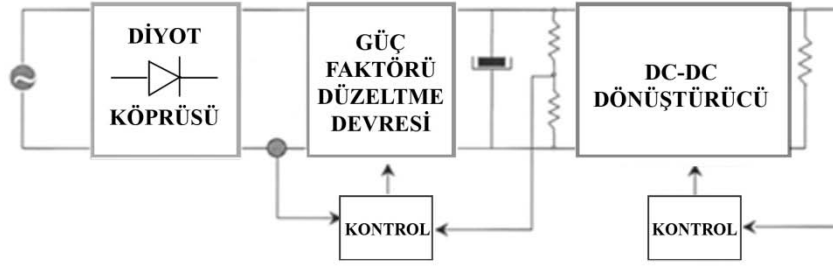
bu kondansatörde biriktirilen enerji ile regüleli bir çıkış gerilimi oluşturur. Şekildeki diğer devrelerde ise, şebekeden çekilen güç çok farklı şekillerde çıkışa aktarılmıştır. Giriş ile çıkış arasında bulunan iki dönüştürücünün ve depolama kondansatörünün yerleşimine göre, girişten çekilen güç çok farklı şekillerde işlenebilir. Çıkışa aktarılan gücün mümkün olduğunca az bir kısmının her iki dönüştürücü tarafından işlenmesi, kalanının doğrudan ya da tek bir dönüştürücü üzerinden çıkışa aktarılması verimi arttıracak için tercih edilmektedir. Bu durum doğrudan güç transferi olarak tanımlanmaktadır ve ilerleyen bölümlerde açıklanmıştır.



Şekil 2.6 Güç akışına göre yüksek frekanslı AC-DC dönüştürücülerin sınıflandırılması (Tse ve Chow, 1998)

2.2.1 İki Aşamalı AC-DC Dönüştürücüler

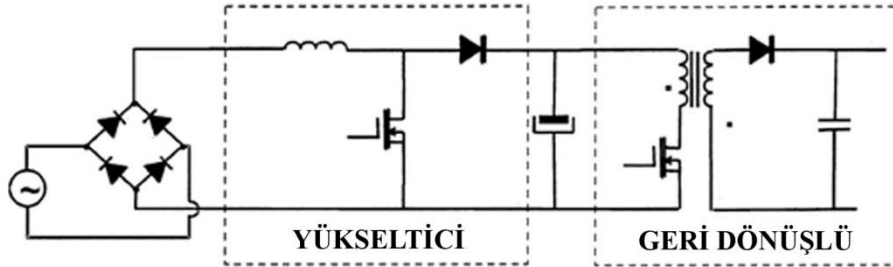
İki aşamalı AC-DC dönüştürücüler, iki farklı DC-DC dönüştürücünün birlikte ve senkronize kullanılması ile elde edilir. Ön-regülatör (pre-regulator, power factor pre-regulator, PFP), şebekeden çekilen akımı düzelterek güç faktörünü yükseltir, bir çıkış gerilimi oluşturur. Bu çıkış gerilimi bir depolama kondansatörü (bulk, storage capacitor) üzerinde depolanır. İkinci DC-DC dönüştürücü ise depolama kondansatörü gerilimini işleyerek, sistemin çıkış gerilimini regüle etmek amacıyla kullanılır. Şekil 2.7’de iki aşamalı bir güç faktörü düzeltme sisteminin prensip şeması görülmektedir.



Şekil 2.7 İki aşamalı yüksek frekanslı AC-DC dönüştürücü (Garcia vd., 2003)

Ön regülatör (PFP), giriş akımı üzerinden ve kendi çıkış gerilimi üzerinden geri besleme alır. Asıl amacı giriş akımını sinüzoidal yapmaktır. İkinci dönüştürücü ise, çıkış gerilimi regüleli olmayan ön regülatör devresinin çıkışında yer alır. Ön regülatörün ürettiği gerilim genellikle şebeke frekansının 2 katında dalgalanır. Bu durum ikinci dönüştürücü ile engellenmektedir.

Ön regülatör olarak genellikle yükseltici (boost) , geri dönüşlü (flyback) topolojileri tercih edilmektedir. İkinci aşamadaki DC-DC dönüştürücü ise gerilim ve güç ihtiyacına göre herhangi bir topoloji ile oluşturulabilir. Örnek bir iki aşamalı devre topolojisi Şekil 2.8’de gösterilmiştir.



Şekil 2.8 Yükseltici ve geri dönüşlü dönüştürücülerin birleşiminden oluşan iki aşamalı PFC sistemi (Garcia vd., 2003)

Birim güç faktörü ve iyi regüle edilmiş bir çıkış gerilimi elde etmek iki aşamalı yüksek frekanslı AC-DC dönüştürücülerin en büyük avantajıdır. Ancak çıkışa aktarılan enerji iki farklı dönüştürücü tarafından iki kez işlendiğinden boyut, maliyet ve verim açısından dezavantajlı bir sistemdir. Yine de aşağıdaki sebeplerden dolayı özellikle yüksek güçlerde en iyi çözüm olarak iki aşamalı AC-DC dönüştürücüler gösterilebilir (Garcia vd., 2003):

- Tam sinüzoidal giriş akımı her standarda tam uyum gösterir.
- Uluslar arası hat gerilimi aralığında iyi performans verir.

- Bekleme süresi (hold-up time) ve izolasyon gibi özellikler çok farklı şekillerde uygulanabilir, esnek bir yapıdır.

Giriş akımı sinüzoidal olduğunda, ön regülatörün çıkışına aktardığı anlık güç giriş frekansının iki katında dalgalanır, (100 Hz veya 120 Hz). Çıkıştaki yükün güç ihtiyacı sabit olduğundan, enerji depolayacak bir elemana ihtiyaç duyulur. Bu amaçla ön regülatör ile çıkıştaki DC-DC dönüştürücü arasında bir depolama kondansatörü bulunur. Kondansatördeki gerilimin dalgalanmasını azaltmak için genellikle ön regülatörlerde iki kapalı çevrimli kontrol kullanılarak, giriş akımının düzgünlüğü ile birlikte depolama kondansatörü geriliminin dalgalanmasının azaltılması hedeflenir. Bu kondansatör şebeke frekansının iki katındaki (100 Hz veya 120 Hz) dalgalanmayı filtrelemelidir, bu yüzden büyük değerli bir kondansatöre ihtiyaç duyulur. Son olarak bu kondansatörün çıkışında da ikinci bir DC-DC dönüştürücü bulunur (Garcia vd., 2003).

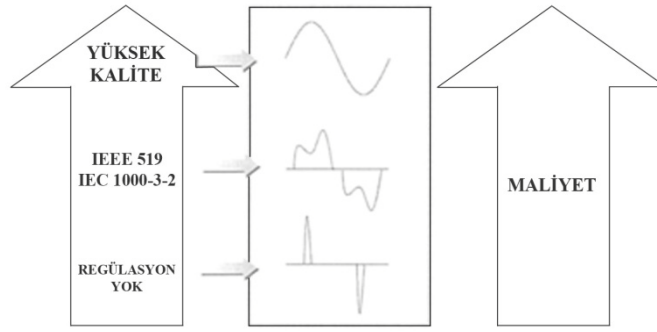
Sonuç olarak yüksek kaliteli, tam sinüzoidal bir giriş akımı ve tam regüleli, düzgün bir çıkış gerilimi elde etmek için;

- Ön regülatörde iki aşamalı (iki çevrimli) kontrole;
- Büyük bir depolama kondansatörüne;
- Kendi kontrol devresine sahip ayrı bir DC-DC dönüştürücüye ihtiyaç duyulur (Garcia vd., 2003).

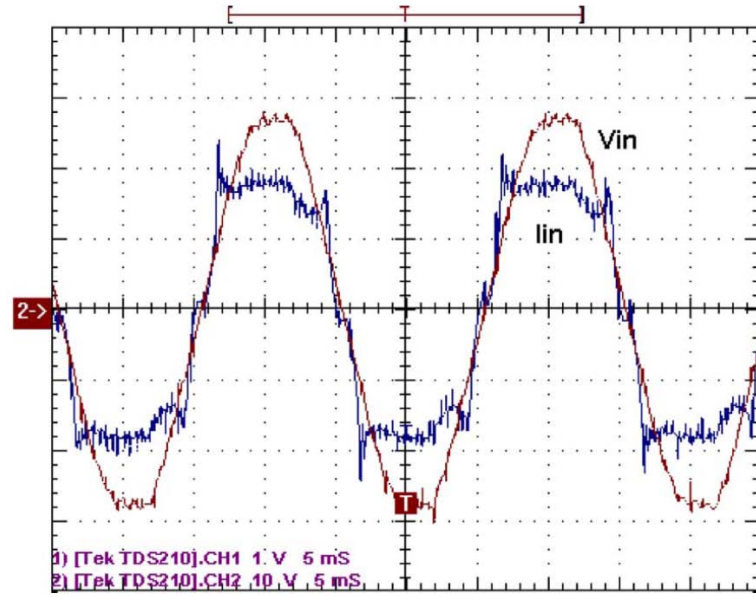
Tüm bu ihtiyaçlar beraberinde yüksek maliyeti getirmektedir. Bu sebeplerle, tam sinüzoidal bir giriş akımıyla birlikte düzgün bir çıkış gerilimi için en uygun yöntem iki aşamalı yaklaşım olsa da, maliyet dezavantajı farklı yöntemler geliştirilmesine yol açmıştır. Şekil 2.9'da maliyet ve giriş akımı kalitesi arasındaki ilişki görülmektedir. Şebeke akımı sinüse yaklaştırıldıkça maliyet de beraberinde artmaktadır.

Maliyet faktörü iki aşamalı yaklaşımı belirli bir gücün üstünde avantajlı kılar. 600W üstü gibi yüksek güçlerde, iki aşamalı yaklaşım uygun bir çözüm sunmaktadır.

Tam sinüzoidal bir şebeke akımı ideal olarak en uygun durum olsa da, uluslararası harmonik standartlarına göre, giriş akımının tam sinüzoidal olması gerekliliği aranmamaktadır. Uygun sınıflandırmaya göre, standartlar belirli miktarlarla sınırlandırılmış harmonik içeriğe izin vermektedir (IEC61000 3-2). Şekil 2.10'da, yüksek harmonik içeriğine rağmen IEC 61000-3-2 standartlarını sağlayan bir akım şekli görülmektedir.



Şekil 2.9 Şebeke akım kalitesi ve maliyet ilişkisi (Garcia vd., 2003)



Şekil 2.10 Yüksek harmonik içeren, IEC 61000-3-2 ile uyumlu bir akım örneği (Lu vd., 2008)

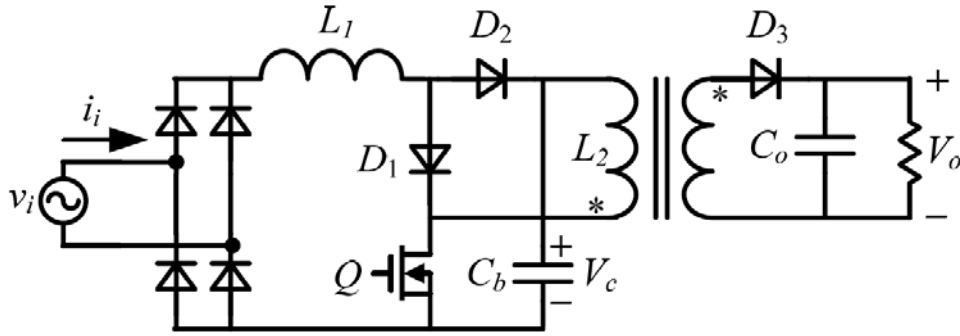
Düşük güçlerde, şebeke akımı bozulmalarında izin verilen limitler dahilinde bir akım elde etmek amacıyla, daha ucuz olan tek aşamalı devreler avantajlı duruma geçerler.

2.2.2 Tek Aşamalı AC-DC Dönüştürücüler

Son yıllarda, iki aşamalı çözüme alternatif olarak, bu standartlarla uyumlu, daha az eleman ya da kontrol çevrimi kullanan, daha basit ve ucuz çözümler geliştirilmiştir. Daha çok düşük güçleri hedefleyen bu çalışmalar, tam sinüzoidal akım ve/veya iyi regüleli bir çıkış sağlamasa da, özellikle elektronik cihazların adaptörleri gibi çok yaygın kullanım alanı olan ve düşük güç ihtiyacı olan uygulamalarda pratik ve ucuz birer çözüm oluştururlar.

Tek aşamalı çözümlerde genellikle tek anahtar ya da ortak bir kontrol sinyali kullanılır. Böylece çıkış regülasyonu ve güç faktörü tek bir dönüştürücü ya da kontrol çevrimi ile elde edilir. Genellikle çıkış regülasyonu asıl hedef olup, yüksek güç faktörü ve düzgün şebeke

akımı topoloji itibariyle kendiliğinden oluşur. Öncelikli hedef çıkış gerilimi regülasyonu olduğundan, şebekeden çekilen akım iki aşamalı yaklaşımda olduğu kadar düzgün değildir. Genellikle tam sinüzoidal olmaz ve harmonik içeriği bulunur. Tek aşamalı yaklaşımlarda hedef, standartlarla (IEEE 519, IEC 61000 3-2 vb.) belirlenen limitlerin içerisinde kalan harmonik içeriği sağlamaktır. Bu amaçla genellikle yükseltici ya da geri dönüşlü topolojilerden biri doğrudan ya da çeşitli değişikliklerle kullanılmaktadır. Şekil 2.11’de örnek bir tek aşamalı güç faktörü düzeltme devresi görülmektedir.

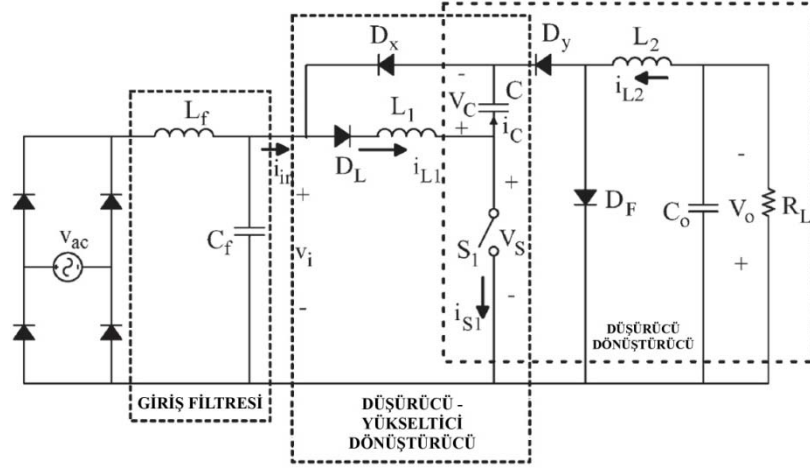


Şekil 2.11 Örnek bir tek aşamalı GFD devresi (Yao vd., 2009)

Şekil 2.11’deki örnek tek aşamalı devrede, yükseltici ve geri-dönüşlü dc-dc dönüştürücü topolojileri tek anahtar ile birleştirilmiştir. Böylece tek anahtar ve tek kontrol sinyali ile hem GFD işlemi hem de çıkış regülasyonu sağlanmıştır.

Şekil 2.11’deki devrede, Q anahtarının iletme girmesi ile L_1 endüktansına giriş gerilimi, L_2 endüktansına C_b kondansatörü gerilimi uygulanır. Böylece L_1 üzerinden yükseltici dönüştürücü akımı, L_2 üzerinden geri dönüşlü dönüştürücü akımı, S_1 üzerinden de bu iki akımın toplamı akmaya başlar. Q anahtarın kesime girmesi ile yükseltici dönüştürücü endüktansı L_1 üzerinde biriktirilen enerji C_b kondansatörüne, geri-dönüşlü trafosu üzerinde biriktirilen enerji de çıkış aktarılır. Böylece girişten çekilen enerji önce yükseltici dönüştürücü tarafından işlenerek C_b kondansatörüne aktarılır, burada depolanan enerji de geri-dönüşlü dönüştürücü tarafından işlenerek çıkış regülasyonu sağlanır. Girişteki L_1 endüktansı sayesinde, şebekenin bir alternansı boyunca şebekeden, kesintili olarak devam eden, bir alternans süresine yayılan bir akım çekilir ve PFC işlemi sağlanır. Tek anahtar ile önce girişten çekilen enerji bir depolama kondansatöründe depolanır, daha sonra ikinci bir dönüştürücü ile çıkışa aktarılır.

Şekil 2.12’de tek aşamalı bir başka çalışma görülmektedir. Bu çalışmada buck-boost (düşürücü-yükseltici) tipi bir dönüştürücü ile buck (düşürücü) tipte bir dönüştürücü birlikte kullanılmıştır.



Şekil 2.12 Tek aşamalı PFC AC-DC dönüştürücü (Ismail vd., 2008)

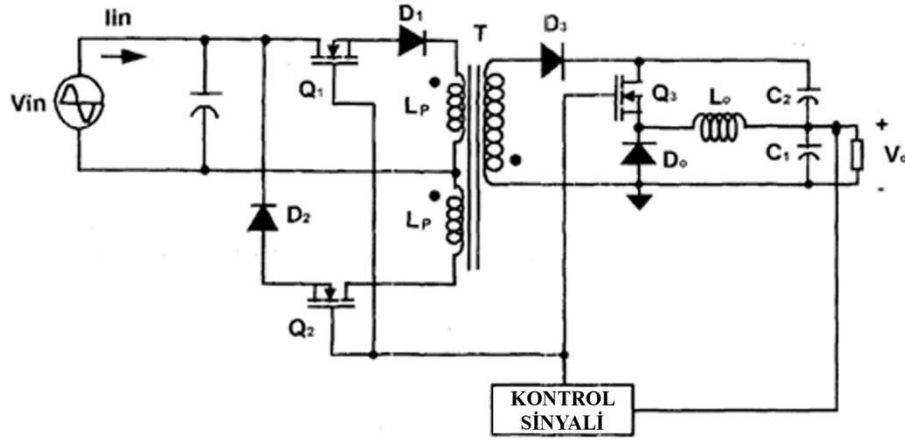
Şekil 2.12’deki devrede, S_1 anahtarının iletime girmesi ile bir anahtarlama periyodu başlar. L_1 endüktansına giriş gerilimi, L_2 endüktansına ise $V_C - V_O$ gerilimi uygulanmış olur, her iki akımda lineer olarak artar. Anahtar kesime girdiğinde D_X ve D_F diyotları iletime girer. L_1 endüktansı enerjisini D_X üzerinden depolama kondansatörüne, L_2 endüktansı da D_F üzerinden çıkışa aktarır. Önce L_1 akımı, daha sonra da L_2 akımı sıfır olur. Belirli bir süre sonunda anahtara tekrar sinyal uygulanması ile yeni bir anahtarlama periyodu başlar.

Düşürücü-yükseltici dönüştürücünün girişten çektiği enerji bir depolama kondansatörü üzerinde depolanır ve çıkıştaki düşürücü dönüştürücü bu kondansatör gerilimini kullanarak çıkış regülasyonunu sağlar. Tek anahtarla iki dönüştürücünün çalışması sağlanmış olur.

Son yıllarda tek aşamalı çözüme yönelik olarak birçok yeni çalışma yapılmıştır. Bu çalışmaların bir kısmı Şekil 2.11’deki ve Şekil 2.12’deki örnek devrelerde olduğu gibi birden fazla topolojiyi bir anahtarla birleştirir. Bazı çalışmalar ise birden fazla anahtarın kontrol çevrimlerini birleştirerek elde edilen tek aşamalı dönüştürücülerden oluşur. Birden fazla anahtarın aynı kontrol çevrimi ile birleştirildiği bir örnek Şekil 2.13’te gösterilmiştir.

Şekildeki devre, Q_1 ve Q_2 anahtarları, D_1 ve D_2 diyotları ile T trafosundan oluşan geri-dönüştürücü ile Q_3 anahtarı, D_o diyodu ve L_o endüktansından oluşan düşürücü-yükseltici dönüştürücünün birleşiminden oluşur. Girişteki geri-dönüştürücü güç faktörü düzeltme devresi görevi yaparken, çıkıştaki düşürücü-yükseltici dönüştürücü ise çıkış

regülasyonunu sağlar. Bu devrede, iki aşamalı yaklaşımda olduğu gibi iki farklı dönüştürücü iki farklı görevi üstlenmiştir ancak bütün anahtarların anahtarlama sinyalleri ortaktır.

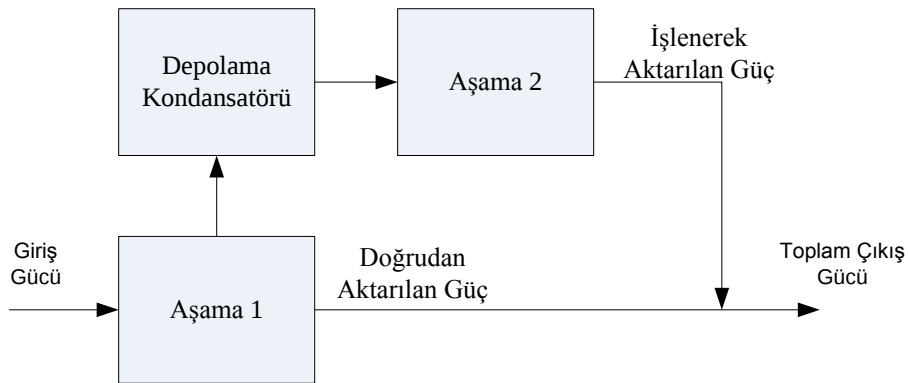


Şekil 2.13 Tek aşamalı, tek kontrol çevrimli PFC AC-DC dönüştürücü(Rodriguez vd., 1998)

Tek aşamalı dönüştürücüler üzerine çalışmalar yapıldıkça, daha iyi güç faktörü, daha yüksek verim, daha düşük maliyet, daha basit tasarım gibi amaçlarla yeni yaklaşımlar ortaya atılmıştır. Böylece sunulan çalışmalarda aranan bir takım özellikler ortaya çıkmıştır. Bu özelliklerin bir kısmı aşağıdaki gibi sıralanabilir.

İzolasyon: Dönüştürücünün giriş ile çıkış arasında elektriksel izolasyon içermesi güvenlik açısından aranan bir özelliktir. Yapılan çalışmaların büyük bir çoğunluğu bu yönde olup, genellikle izolasyon amacıyla geri-dönüşlü ve forward (ileri yönlü) gibi izoleli dönüştürücü türleri kullanılmaktadır.

Doğrudan Güç Transferi (Direct Power Transfer, DPT, DGT): Çıkışa aktarılan enerjinin bir kısmının doğrudan, bir kısmının işlenerek verilmesi doğrudan güç transferi olarak tanımlanır.



Şekil 2.14 Doğrudan güç aktarımı prensip şeması

Şekil 2.14'te doğrudan güç transferi içeren sistemlerde güç akış şekli görülmektedir. Birinci aşama çıkışa aktarılan enerjinin tamamını işleyerek, bu enerjinin büyük kısmını doğrudan çıkışa aktarır. Kalan enerji ise yine birinci aşama tarafından ikinci aşamanın kullanımına hazır hale getirilir. İkinci aşama bu enerji ile çıkış gerilimini regüle etmeye çalışır. Tek aşamalı AC-DC dönüştürücülerde doğrudan güç transferi verimde sağladığı artış nedeniyle tercih edilmektedir.

Düşük Depolama Kondansatörü Gerilimi: Boost (yükseltici) dönüştürücü giriş katındaki endüktans sebebiyle PFC uygulamalarında yaygın olarak kullanılır. PFC uygulamalarında köprü doğrultucudan sonra yer alan yükseltici dönüştürücü, yapısı ve çalışma prensibi gereği çıkışında yüksek gerilim üretir. Yükseltici dönüştürücünün PFC uygulamasında giriş katında kullanıldığı durumlarda; ister tek aşamalı ister iki aşamalı olsun; genellikle düşürücü özellik gösteren ikinci bir dönüştürücü ile çıkış gerilimi istenen seviyeye indirilir. Bu iki dönüştürücü arasında enerjinin depolanması amacıyla bir kondansatör bulunur. Yükseltici dönüştürücünün çıkış gerilimi çok yüksek olduğundan depolama kondansatörü gerilimi de yüksektir. Bu durum pahalı ve büyük bir kondansatör kullanımını gerektirir ve genellikle devredeki diğer elemanların gerilim stresleri de yüksek olur. Kondansatör gerilimini kontrol edip düşük bir seviyede tutmak, yapılan çalışmalarda önemli bir hedef olarak yer almaktadır.

2.3 Güç Faktörü Düzeltme Yöntemlerinin Karşılaştırılması

Yukarıda açıklanan güç faktörü düzeltme yöntemlerinin tümü, birbirlerine karşı avantaj ve dezavantajlar içerir. Bu yüzden kullanıma ve ihtiyaca göre uygun olan çözümü seçmek önem kazanmaktadır. 1. bölümde de açıklandığı gibi, 75 W altındaki düşük güçlerde güç faktörü düzeltme yöntemlerinin kullanılmasına ihtiyaç duyulmamaktadır. Güç arttıkça, şebeke tarafındaki bozulmaların etkileri daha büyük önem kazanır ve güç faktörü düzeltme yöntemlerine olan ihtiyaç ortaya çıkar.

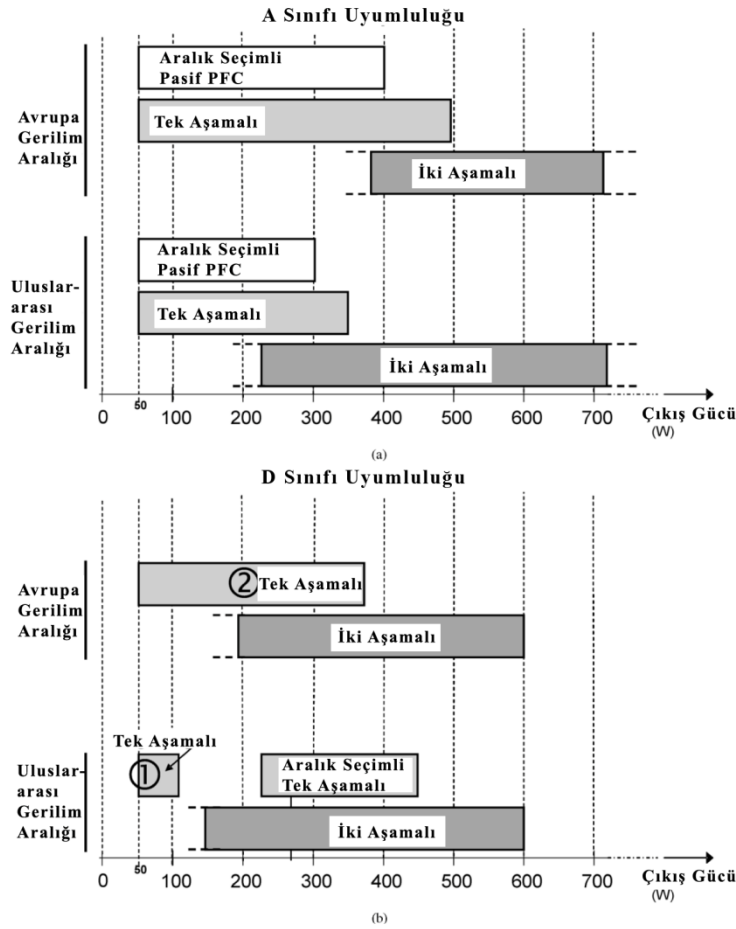
Pasif filtreler basitliği sebebiyle düşük güçlerde ve uygun yüklerde kullanılması uygun bir çözüm olarak düşünülebilir. Ancak düşük frekanslı yüksek hacimli elemanlar içerirler. Yine de yüksek frekanslı AC-DC dönüştürücülere göre ucuzlukları ile cazip hale gelebilirler ancak çalışma şartları değiştiğinde yeniden tasarlanmaları gerekir. Pasif filtrelerle filtrelenmiş bir akım tam sinüzoidal olmayacağından, düşük güç faktörüne izin verilebilecek, değişmeyen çalışma şartlarına sahip uygulamalar için basit ve ucuz bir çözüm oluştururlar.

Yüksek frekanslı AC-DC dönüştürücüler, pasif filtrelere göre çok daha düzgün bir giriş akımı elde edebilirler. Özellikle iki aşamalı AC-DC dönüştürücüler, akım kontrolü ile tam

sinüzoidal bir akım çekerler. Çıkış regülasyonları da ikinci bir DC-DC dönüştürücü tarafından yapıldığından çok düzgündür. Ancak iki dönüştürücü arasında bulunması gereken yüksek değerli depolama kondansatörü, iki farklı kapalı çevrim ile kontrol, iki ayrı dönüştürücüden kaynaklanan yüksek eleman sayısı gibi sebeplerle pahalı bir çözüm oluştururlar.

Tek aşamalı AC-DC dönüştürücüler ise, daha düşük bir güç aralığında, regüleli bir çıkış gerilimi ve harmonik standartlarını sağlayan bir şebeke akımı çekmeyi hedefler. Genellikle şebekeden çekilen akım, iki aşamalı dönüştürücülerde olduğu gibi tam sinüzoidal değildir. Ayrıca genellikle kesintili modda çalışan bu dönüştürücülerden önce küçük değerli bir filtre gerekmektedir. Ancak belirli bir güce kadar basitlikleri, ucuzlukları ve kontrol kolaylıkları ile tek aşamalı dönüştürücüler uygun bir çözüm oluşturmaktadırlar.

Yukarıda bahsedilen bütün özellikler göz önüne alındığında, uygulama alanına göre A sınıfı ve D sınıfı uyumluluğu için güç faktörü düzeltme yöntemlerinin kullanım alanları Şekil 2.15'te gösterilmiştir.



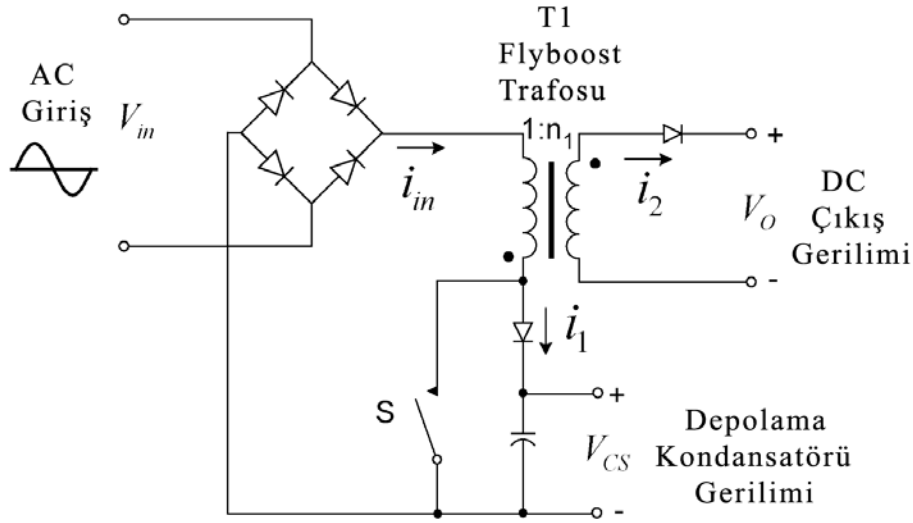
Şekil 2.15 Güç faktörü düzeltme yöntemlerinin uygulama alanları (Lazaro vd., 2007)

2.4 Önemli Bazı Güç Faktörü Düzeltme Devreleri

Bu bölümde, literatürde yer alan güç faktörü düzeltme devrelerinden bazıları detaylı olarak incelenmiştir.

2.4.1 Geri Dönüslü-Yükseltici Güç Faktörü Düzeltme Hücresi

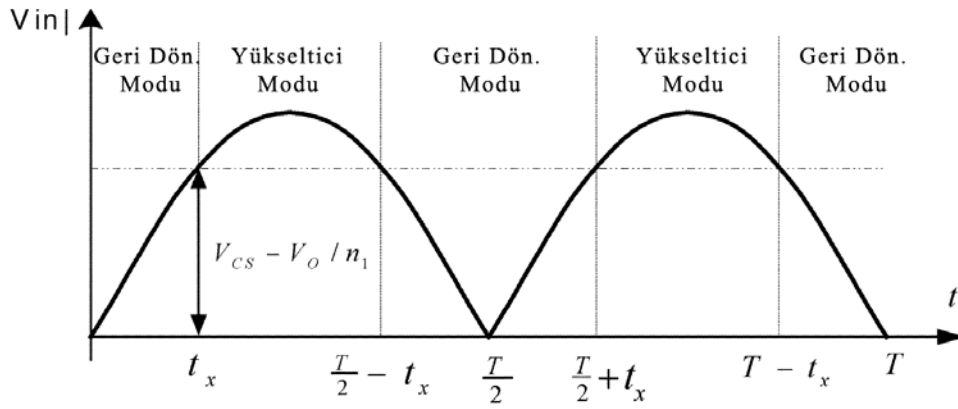
Bu çalışmada, geri dönüslü dönüştürücü ile yükseltici dönüştürücü yapıları birleştirilmiştir. Şekil 2.16’da ilgili devre şeması görülmektedir.



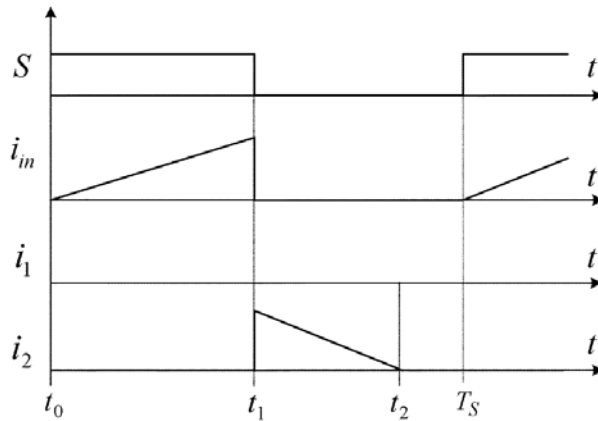
Şekil 2.16 Geri dönüslü yükseltici (flyboost) dönüştürücü devre şeması (Luo vd., 2005)

Dönüştürücüde geri dönüslü trafosu olan T_1 'in primer endüktansı, aynı zamanda yükseltici endüktansı olarak kullanılmıştır. Devre, doğrultulmuş giriş gerilimi V_{in} , depolama kondansatörü gerilimi V_{CS} ve DC çıkış geriliminden primere yansıyan $V_O \cdot n_1$ gerilimlerinin toplamından küçük olduğunda geri dönüslü dönüştürücü, büyük olduğunda yükseltici dönüştürücü olarak çalışır. Geri dönüslü çalışma durumunda, şebekeden çekilen güç doğrudan çıkışa aktarılmaktadır. Yükseltici çalışma durumunda ise, yükseltici çıkışı olarak görev yapan depolama kondansatörü şebekeden çekilen enerji ile şarj olur. Depolama kondansatörüne bağlı ikinci bir dönüştürücü ile burada biriktirilen enerji çıkışa aktarılır.

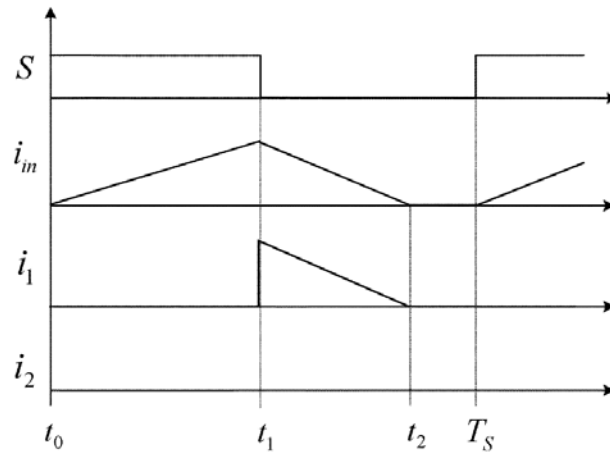
Şekil 2.17’de devreye ait temel dalga şekilleri görülmektedir. $|V_{in}(t)| < V_{CS} - V_O \cdot n_1$ olduğunda, devre geri dönüslü modunda çalışır. Anahtarın sinyalinin verilmesi ile primer endüktansına giriş gerilimi uygulanmış olur ve primer akımı lineer olarak yükselir. Anahtar sinyali kesildiğinde, klasik geri dönüslü dönüştürücüde olduğu gibi sekonder gerilimi yön değiştirir



(a)



(b)



(c)

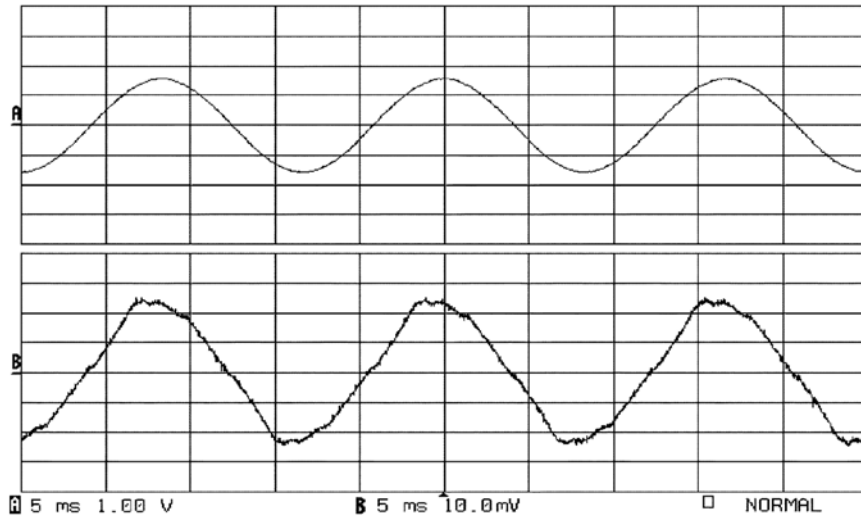
Şekil 2.17 Flyboost dönüştürücüde, (a) Çalışma aralıkları, (b) Geri dönüşlü modunda temel dalga şekilleri, (c) Yükseltici modunda temel dalga şekilleri (Luo vd., 2005)

ve çıkış diyodu iletime girerek mıknatıslanma endüktansı üzerinde biriktirilen enerji çıkışa aktarılmış olur (Şekil 2.17(b)).

$|V_{in}(t)| > V_{CS} - V_O \cdot n_1$ durumunda ise, devre yükseltici olarak çalışır. Anahtarın iletime girmesi ile primer endüktansı yeniden giriş gerilimine maruz kalır. Primer akımı lineer olarak artar.

Anahtarın sinyali kesildiğinde yükseltici diyodunun anoduna, pozitif gerilim geldiğinden, bu diyot iletme girer. Böylece anahtarın iletim süresi boyunca T_1 üzerinde biriktirilen enerji depolama kondansatörüne aktarılmış olur (Şekil 2.17(c)).

Güç faktörünün düzeltilmesi amacıyla kullanılan yüksek frekanslı AC-DC dönüştürücülerde, hem geri dönüşlü dönüştürücü, hem de yükseltici dönüştürücü yapıları kesintili moda çalıştığında, şebekeden otomatik olarak sinüzoidal yakın bir akım çekilir. Burada her iki çalışma durumunda da kesintili modda çalışıldığından, şebekeden çekilen akım yine sinüzoidal olmaktadır. İlgili devreye ait giriş akımı Şekil 2.18’de gösterilmiştir.



Şekil 2.18 Flyboost dönüştürücü giriş gerilimi (100V/div) ve filtrelenmiş giriş akımı (1A/div) (Luo vd., 2005)

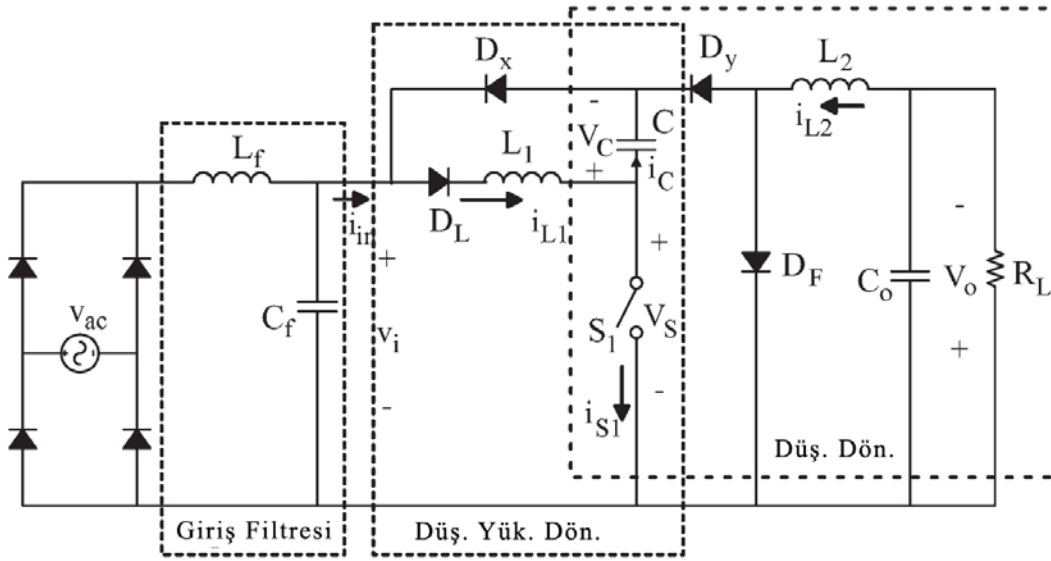
Şekil 2.18’de görüldüğü gibi, dönüştürücü giriş akımı oldukça düzgün olmaktadır ve bu akım EN61000 3-2 Sınıf D standardı gereksinimlerini karşılamaktadır (Luo vd., 2005). Aynı zamanda dönüştürücüde doğrudan güç aktarımı uygulanmaktadır. İkinci DC-DC dönüştürücü düşünülmendiğinde eleman sayısı az ve devre yapısı basittir.

Klasik yükseltici dönüştürücü ile yapılan güç faktörü düzeltme devrelerinde, yükseltici dönüştürücü çıkışındaki depolama kondansatörünün gerilimi aşırı değerler alabilir. Öte yandan, yükseltici dönüştürücü, endüktansı girişte olma özelliğiyle düzgün bir giriş akımı çektiğinden güç faktörünün düzeltilmesinde sıklıkla kullanılmaktadır. Bu devrede ise hem yükseltici dönüştürücü girişte bulunmaktadır, hem de depolama kondansatörünün topolojideki yerleşimi ile gerilimi $V_{in,peak} + V_O \cdot n_1$ değerinde sınırlandırılmıştır, ancak bu değer yine de yüksek sayılabilir.

Dönüştürücüdeki temel dezavantaj ise, çıkış katında ikinci bir DC-DC katı gerektirmesidir. Böylece devredeki toplam anahtar sayısı ve kontrol çevrimi sayısı iki katına çıkar.

2.4.2 Düşürücü-Yükseltici ve Yükseltici Dönüştürücülerin Kullanıldığı Bir Güç Faktörü Düzeltme Devresi

Bu dönüştürücüde, düşürücü-yükseltici ve yükseltici DC-DC dönüştürücülerin birleşiminden oluşan bir devre yapısı ortaya çıkarılmıştır. İlgili devreye ait devre şeması Şekil 2.19'da gösterilmiştir.

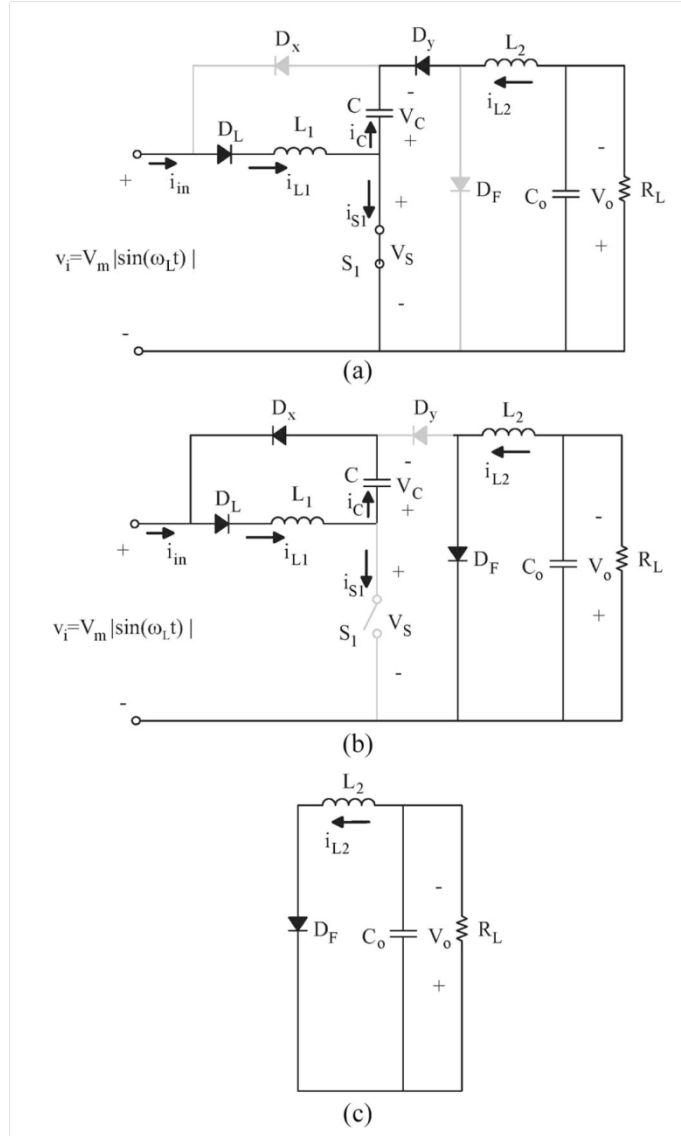


Şekil 2.19 Dönüştürücüye ait devre şeması (Ismail vd., 2008)

Şekil 2.19'daki devrede, L_1 endüktansı, S_1 anahtarı ve D_x diyodu giriş katındaki düşürücü-yükseltici dönüştürücüyü oluşturur. Çıkıştaki düşürücü dönüştürücü ise L_2 endüktansı, D_F diyodu ve S_1 anahtarından oluşmaktadır. D_y diyodu iki dönüştürücüyü birbirine bağlar ve iki dönüştürücü S_1 anahtarını ortak olarak kullanmaktadır. V_c kondansatörü devrenin depolama kondansatörüdür ve düşürücü-yükseltici dönüştürücünün çıkışında, düşürücü yükselticinin ise girişinde bulunmaktadır.

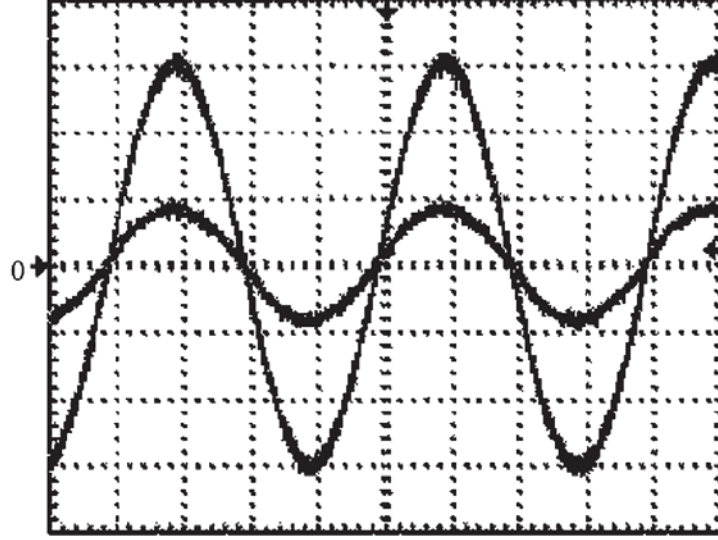
Şekil 2.20'de, devreye ait çalışma aralıkları gösterilmiştir. S_1 anahtarına sinyal verilmesi ile bir çalışma periyodu başlar. L_1 endüktansına $v_{in}(t)$, L_2 endüktansına ise $V_c - V_o$ gerilimleri pozitif yönde uygulanmış olur ve her iki endüktans akımı da yükselmeye başlar. Belirlenen bağlı iletim süresi sonunda anahtar sinyali kesildiğinde, L_1 endüktansı D_x diyodunu, L_2 endüktansı da D_F diyodunu ilettime sokar. L_1 endüktansı içinde biriken enerji C kapasitesine aktarılır, L_2 endüktansında biriktirilen enerji ise çıkışa aktarılır. L_1 endüktansına gelen ters

gerilimin L_1 'e oranı, L_2 endüktansına gelen ters gerilimin L_2 'ye oranından büyük olduğundan, önce L_1 'in akımı sıfır olur. Daha sonra L_2 akımı da sıfırlanır ve bir çalışma periyodu sona ermiş olur.



Şekil 2.20 Düşürücü-yükseltici dönüştürücülü GFD devresine ait çalışma aralıkları (Ismail vd., 2008)

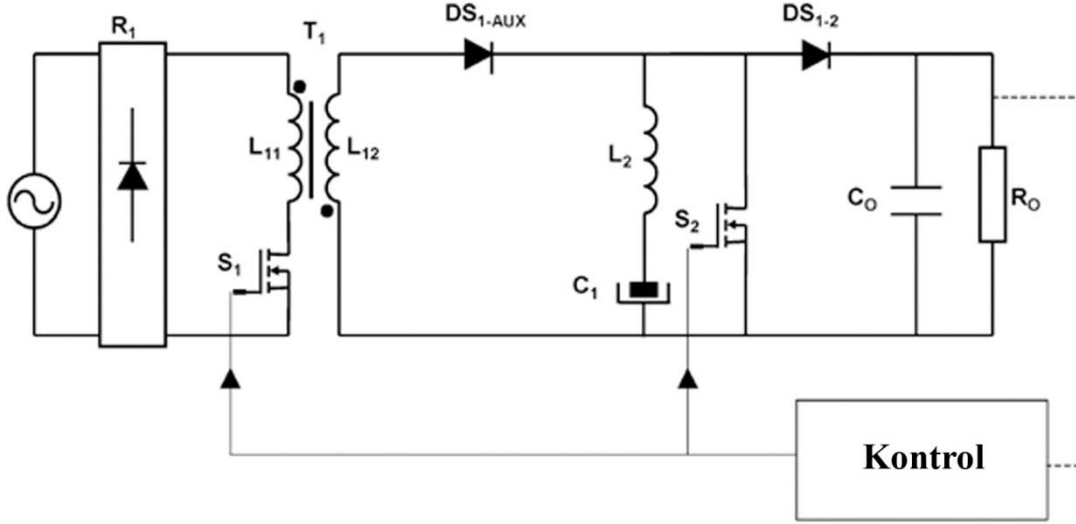
Devrede S_1 anahtarı her iki dönüştürücü için de ortak ve eş zamanlı olarak kullanılmıştır. Bu sebeple anahtardan aynı anda iki dönüştürücünün akımı geçer, anahtar akım stresi yüksektir. Eleman sayısı düşüktür, iki aşamalı dönüştürücüye göre bir diyot fazla, bir anahtar azdır. Devre yapısı basit ve ucuzdur. Devre kesintili modda çalışır ve çıkış regülasyonu yapıldığında güç faktörünün düzeltilmesi işlemi kendiliğinden oluşur. Kontrolü basit ve ucuzdur. Şekil 2.21'de bu dönüştürücü için elde edilen filtrelenmiş giriş akımı görülmektedir. Filtrelenmiş giriş akımı oldukça düzgündür.



Şekil 2.21 Dönüştürücü giriş gerilimi (50V/div) ve filtrelenmiş giriş akımı (1A/div) (Ismail vd., 2008)

3. GELİŞMİŞ BİR GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME DEVRESİNİN ANALİZİ

Bu bölümde, (Lazaro vd., 2007) referansında sunulmuş olan ve gerçekleştirilen tez kapsamında deneysel çalışmaları yapılmış olan tek aşamalı yüksek frekanslı AC-DC dönüştürücü incelenmiştir. İlgili devreye ait devre şeması Şekil 3.1’de görülmektedir.



Şekil 3.1 Tek aşamalı yüksek frekanslı AC-DC dönüştürücü(Lazaro vd., 2007)

Dönüştürücü, geri dönüşlü ve yükseltici yapılarını birleştirmiştir. S_1 anahtarı, T_1 trafosu ve DS_{1-AUX} diyodu geri dönüşlü dönüştürücüyü oluşturur. L_2 endüktansı, C_1 kapasitesi, S_2 anahtarı ve DS_{1-2} diyodu ise yükseltici dönüştürücü olarak çalışır. Hem T_1 trafosu üzerinden geri dönüşlü dönüştürücü, hem de L_2 endüktansı üzerinden yükseltici dönüştürücü kesintili akım modunda (Discontinuous Current Mode, DCM) çalışarak otomatik olarak PFC gerçekleştirilir (Lazaro vd., 2007).

Dönüştürücünün avantajları aşağıdaki gibi özetlenebilir:

Depolama kondansatörü boyut ve maliyeti: Topoloji itibarıyla, depolama kondansatörü gerilimi daima çıkış geriliminin altındadır. Böylece depolama kondansatöründeki gerilimin dalgalanma miktarı önemli ölçüde düşürülmüştür. Bu durum önemli bir avantaj sağlar (Lazaro vd., 2007).

EN61000 3-2 uyumluluğu: Dönüştürücü kesintili akım modunda çalıştığı için, çıkış gücünden bağımsız olarak D sınıfı uyumluluğunu sağlamaktadır (Lazaro vd., 2007).

Eleman sayısı: Dönüştürücüde, klasik bir yükseltici girişli ve geri dönüşlü çıkışlı iki aşamalı yaklaşıma göre aynı sayıda eleman kullanılmıştır. Ancak, yükseltici dönüştürücüyü oluşturan

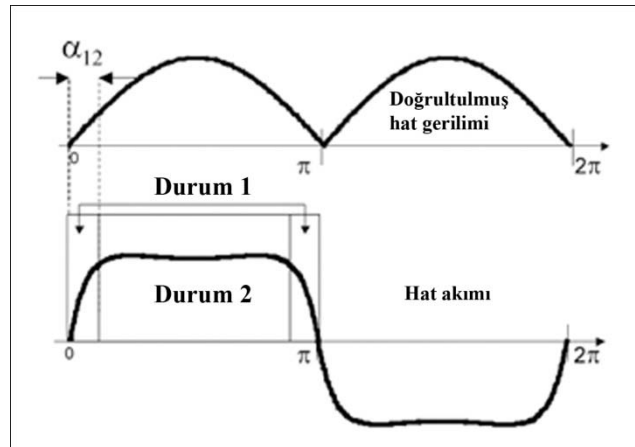
iç yapı (S_2, C_1, L_2), toplam çıkış gücünün yalnızca %30, %40 kadarını işler. Bu sebeple, bu elemanların akım ve gerilim değerleri oldukça düşüktür. Çıkış geriliminin regülasyonu için tek bir geri besleme çevrimi yeterli olmaktadır. Bu geri besleme çevrimi sonucu elde edilen anahtarlama sinyali her iki elemana da ortak olarak uygulanır. Kontrol çevrimini gerçekleştirecek olan kontrolörün, yalnızca çıkış gerilimini regüle etmesi yeterli olur. Kesintili akım modunda çalışma sayesinde PFC işlemi kendiliğinden oluşur (Lazaro vd., 2007).

Enerjinin işlenmesi ve verim: Uygun tasarım ile birlikte, toplam enerjinin %70 kadarı yalnızca bir kez işlenir. Böylece DCM modunun sebep olduğu verimdeki düşme azaltılmıştır (Lazaro vd., 2007).

Dönüştürücünün, Avrupa gerilim standartlarında (187-265 V_{ef}) 200 W'a kadar güçlerde, evrensel gerilim standartlarında (85-265 V_{ef}) 100-120 W'a kadar güçlerde kullanımı uygundur. Bu sebeple, dönüştürücünün uygun kullanım alanları PC monitörleri ile diz üstü bilgisayarların adaptörleri ve televizyonların güç kaynakları olarak belirlenebilir (Lazaro vd., 2007).

3.1 Çalışma Aralıkları

Giriş geriliminin anlık değerine göre, dönüştürücünün iki farklı çalışma durumu vardır. Şekil 3.2'de giriş gerilimine göre çalışma durumları gösterilmiştir.



Şekil 3.2 Şebeke geriliminin değişimine göre çalışma durumları (Lazaro vd., 2007)

3.1.1 Durum 1

Bu durumda, çıkış yine giriş ve depolama kondansatörü üzerinden beslenmektedir. Ancak, giriş geriliminin anlık değerinin düşük olmasından dolayı (Şekil 3.2), T_1 trafosu üzerinde biriken enerji, L_2 endüktansında biriken enerjiden daha küçük olur. Böylece L_{12} akımı L_2

akımından önce sıfıra iner. Durum 2 deki Aralık 3 ve Aralık 4 oluşmaz, C_1 kondansatörü tekrar şarj olmaz.

Durum 1'e ait dalga şekilleri Şekil 3.3'te gösterilmiştir. Şekilden de görüleceği gibi, anahtarların iletim süresi olan $d(\lambda)$ süresi sonunda, L_{11} ve L_2 akımları sırasıyla aşağıdaki değerleri alır.

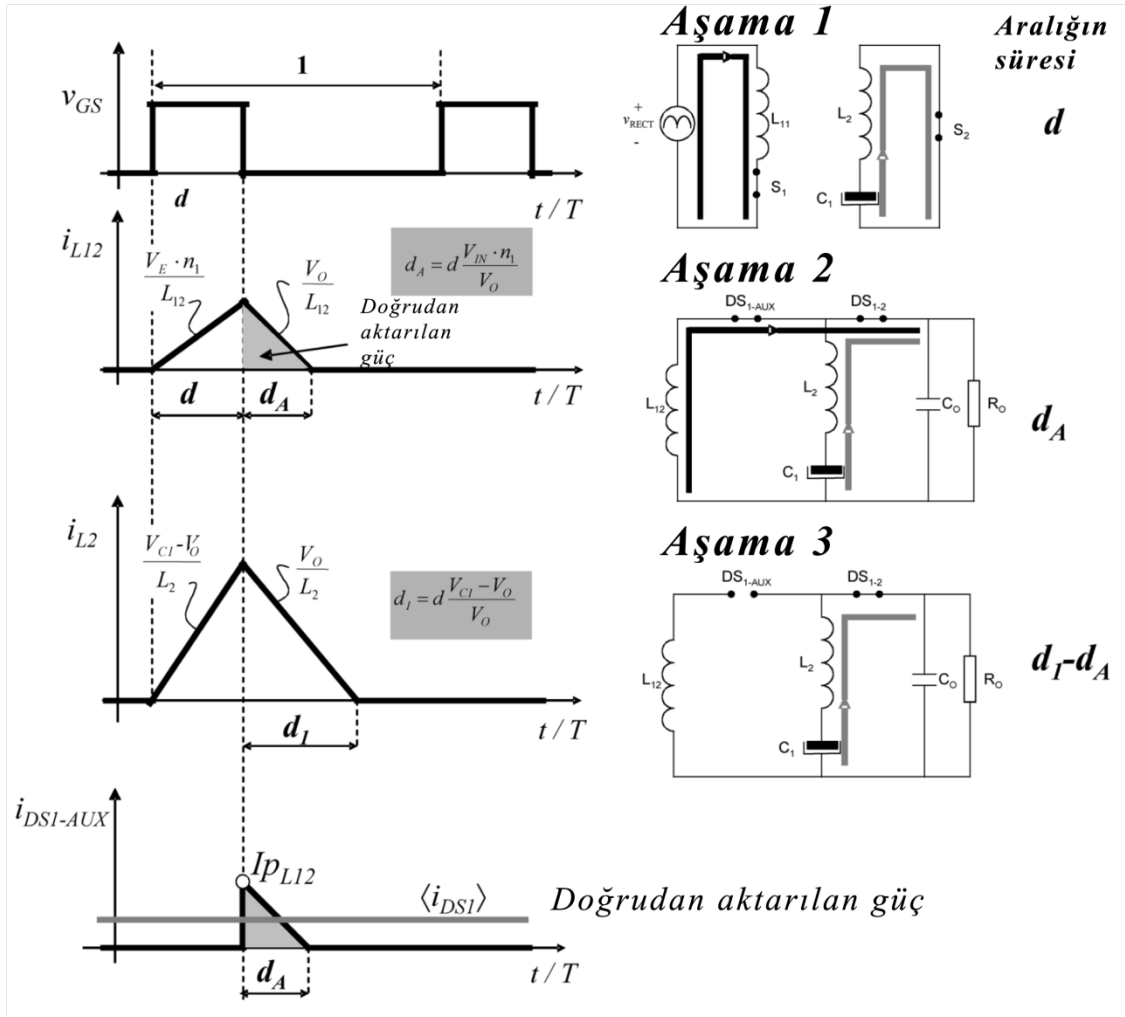
$$i_{L11} = \frac{V_{IN} \cdot n_1}{L_{12}} \cdot d \quad (3.1)$$

$$i_{L2} = \frac{V_{C1} - V_O}{L_2} \cdot d \quad (3.2)$$

Geri dönüşlü trafosu T_1 'in dönüştürme oranı $n_1=1$ olduğundan, d süresi sonunda anahtarlar kesime girdiğinde, L_{12} endüktansının ilk andaki akımı, L_{11} endüktans akımının son değerine eşit olur (3.3).

$$i_{L12} = \frac{V_{IN} \cdot n_1}{L_{12}} \cdot d \quad (3.3)$$

Şekil 3.3'ten görüleceği gibi, d süresi sonunda anahtarlar kesime girdiğinde, hem klasik geri dönüşlü dönüştürücü de, hem de klasik yükseltici dönüştürücü de olduğu gibi endüktans akımları lineer olarak azalmaya başlar. Endüktans akımları I_{L12} ve I_{L2} , sırasıyla d_A ve d_1 süreleri sonunda sıfıra iner. Burada d_A ve d_1 süreleri (3.4) ve (3.5) bağıntıları ile tanımlanmıştır.



Şekil 3.3 Durum 1'e ait eşdeğer devreler ve teorik temel dalga şekilleri (Lazaro vd., 2007)

$$d_A = d \cdot \frac{V_{IN} \cdot n_1}{V_O} \quad (3.4)$$

$$d_1 = d \cdot \frac{V_{C1} - V_O}{V_O} \quad (3.5)$$

Şekilde her iki endüktansın akımı da görülmektedir. Durum 1 ve Durum 2'nin sınır açısı olan α_{12} (Şekil 3.2), aşağıdaki bağıntı ile tanımlanmıştır.

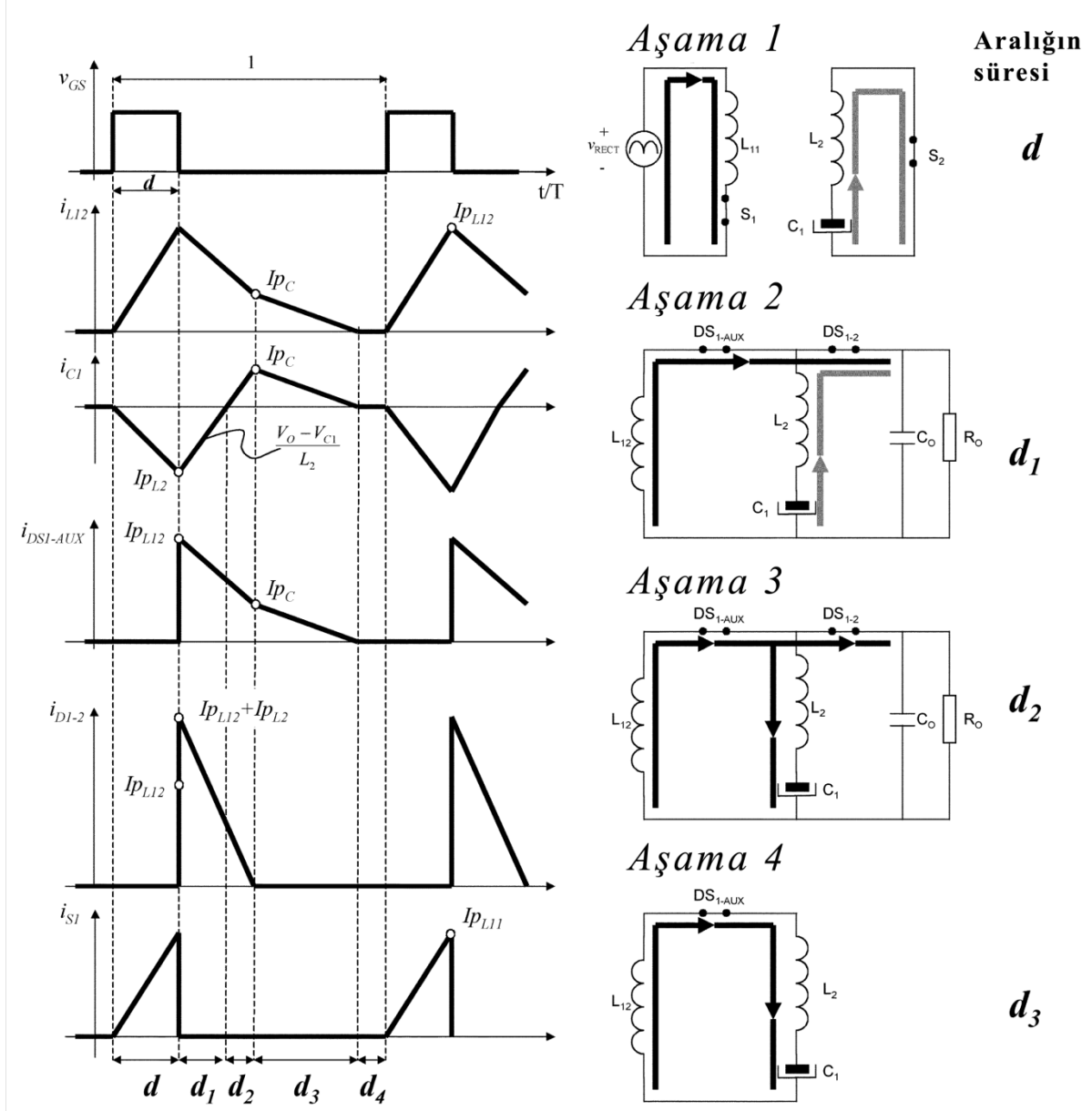
$$\alpha_{12} = \arcsin \left[\frac{V_O \cdot V_{C1}}{n_1 \cdot V_G \cdot (V_O - V_{C1})} \right] \quad (3.6)$$

L_{12} 'nin resetlenme süresi d_A ve L_2 'nin resetlenme süresi d_1 eşitlendiğinde bu sınır açısına ulaşılır. Burada, n_1 , T_1 trafosunun dönüştürme oranı ($1:n_1$), V_G giriş geriliminin tepe değeri, V_O çıkış gerilimi ve V_{C1} depolama kondansatörü gerilimidir.

3.1.2 Durum 2

Bu çalışma durumu için, her bir anahtarlama aşamasına ait eşdeğer devre şemaları ve temel dalga şekilleri Şekil 3.4'te gösterilmiştir. Anahtarlama aralıkları aşağıdaki gibi özetlenebilir.

Aralık 1 (d): S_1 ve S_2 anahtarları iletimdedir. L_2 endüktansına depolama kondansatörü C_1 gerilimi gelmektedir. L_{11} endüktansına ise giriş gerilimi uygulanmaktadır. Bu aralık hem geri dönüşlü hem de yükseltici dönüştürücü için normal iletim aralığıdır.



Şekil 3.4 Durum 2 için dönüştürücünün çalışma aralıkları ve teorik temel dalga şekilleri (Lazaro vd., 2007)

Aralık 2 (d_1): S_1 ve S_2 anahtarlarının kesime girmesiyle, hem geri dönüşlü hem de yükseltici dönüştürücünün kesim aralığı başlar. DS_{1-2} üzerinden C_1 'de depolanan enerji, L_2 yardımıyla çıkışa aktarılır. T_1 trafosu üzerinde birinci aralıkta biriktirilen enerji, L_{12} vasıtasıyla, seri bağlanan DS_{1-AUX} ve DS_{1-2} diyotları üzerinden çıkışa aktarılır. Her bir aralıkta, hem doğrudan çıkışa aktarılan (bir kez işlenen) enerji hem de iki kez işlenen enerji DS_{1-2} diyodu üzerinden geçer Şekil 3.7 (a). Bu aralığın süresi d_1 olarak tanımlanmıştır.

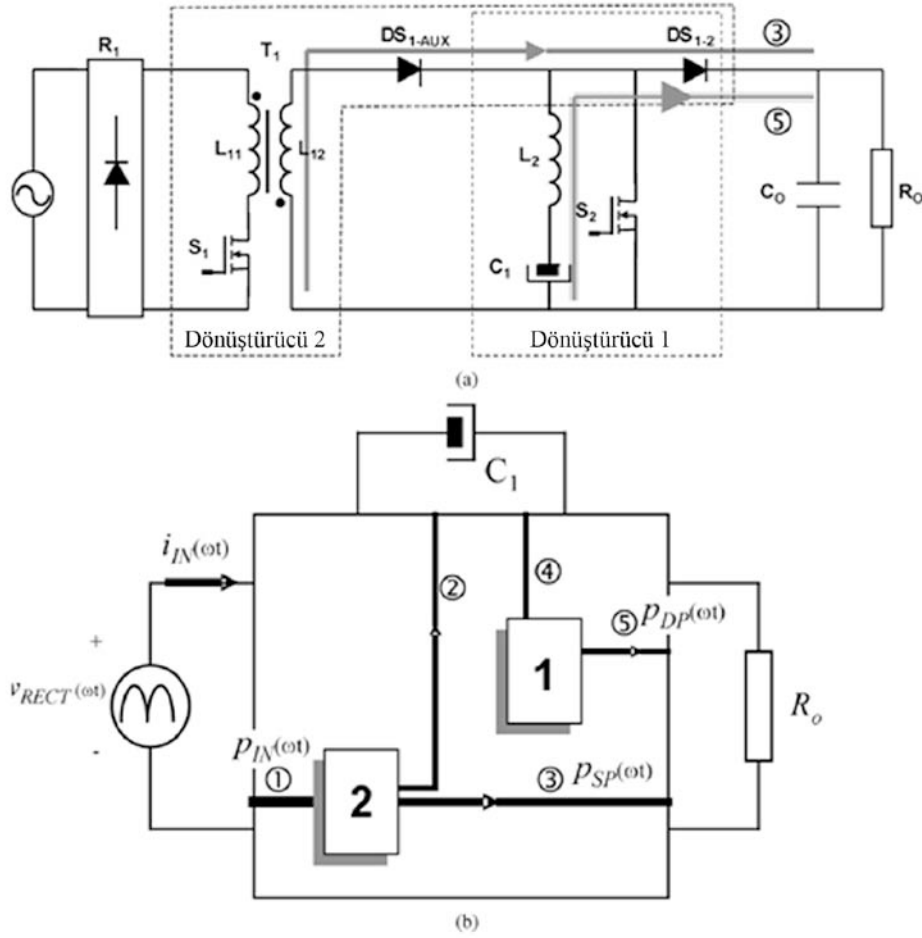
Aralık 3 (d_2): İkinci aralıkta L_2 endüktansına gelen ters gerilim ($V_O - V_{C1}$) yüzünden, bu endüktansın akımı giderek azalır. İkinci aralığın sonunda bu akım sıfıra iner ve üçüncü aralıkta yön değiştirir. Böylece C_1 kondansatörü tekrar şarj olmaya başlar. C_1 kondansatörünün akımı L_{12} endüktans akımına eşit olduğunda DS_{1-2} diyodu kesime girer ve bu aralık son bulmuş olur.

Aralık 4 (d_3): DS_{1-2} diydunun kesime girmesi ile L_{12} ve L_2 endüktansları seri bağlı hale gelir ve birlikte resetlenirler. Aşama 3 ve Aşama 4 C_1 kondansatörünün tekrar şarj olmasını sağlar. L_{12} ve L_2 endüktans akımlarının sıfıra inmesiyle bu aralık sona erer.

Her iki dönüştürücü de DCM durumunda çalıştığından bir ölü zaman üretilir. Bu ölü aralığın süresi Şekil 3.4'te d_4 olarak verilmiştir.

3.2 Enerjinin İşlenmesi

Güç faktörü düzeltme devrelerindeki güç akışının, Tse ve Chow (1998)'e göre sınıflandırılması Şekil 2.6'da gösterilmiştir. Bu sınıflandırmaya göre, I-IIIB sınıfında (Şekil 2.6(f)) bulunan, çalışması yapılan dönüştürücü ile güç akış ve blok diyagramları Şekil 3.5'te görülmektedir.

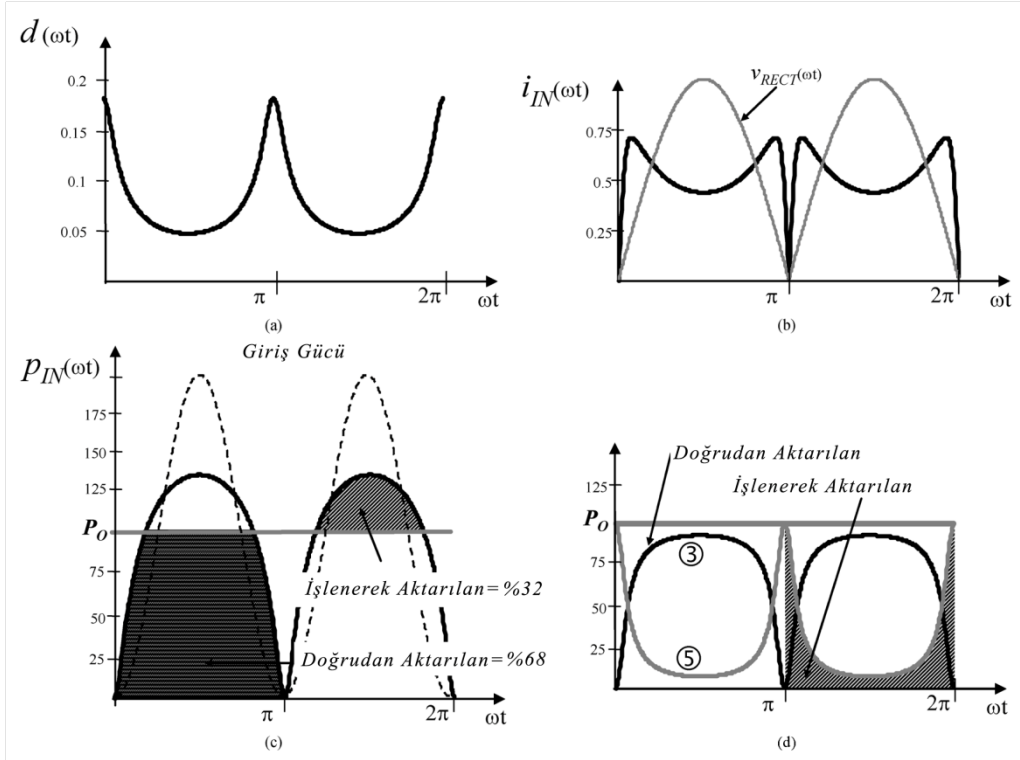


Şekil 3.5 Enerji akışı ve blok diyagramları (a) 1. ve 2. dönüştürücüler (b) Enerji akışı (Lazaro vd., 2007)

Çalışması yapılan topolojide, Şekil 3.5 (b)'de 2 numara ile gösterilen geri dönüşlü dönüştürücü besleme gücünü şebekeden alır (Şekil 3.5 (b), 1 no'lu yol). Bu enerjinin bir kısmı DS_{1-AUX} ve DS₁₋₂'nin seri bağlanması ile doğrudan, yalnızca bir kez işlenerek çıkışa aktarılır (Şekil 3.5 (b), 3no'lu yol). Enerjinin kalanı ise, yine DS_{1-AUX} üzerinden aktarılacak C₁ üzerinde depolanır (Şekil 3.5 (b), 2 no'lu yol).

L₂ endüktansı, S₂ anahtarı ve DS₁₋₂ diyotları, Şekil 3.5 (b)'de 1 numaralı blok diyagramı ile gösterilen yükseltici dönüştürücüdür. Hat geriliminin periyodu boyunca, bu yükseltici dönüştürücü sürekli olarak, girişten çekilen gücü tamamlayacak şekilde çıkışa enerji aktarır. Giriş geriliminin sıfır olduğu noktalarda bu dönüştürücünün gücü, çıkış gücüne eşittir.

Şekil 3.6 (a)'da giriş gerilimine göre bağlı iletim süresi d'nin (λ) değişimi gösterilmiştir. Çıkış geriliminin sabit kalması için, giriş gerilimine göre bağlı iletim süresi şekildeki gibi değişmelidir.



Şekil 3.6 Hat geriliminin değişimine göre (a) Bağlı iletim süresi, $d(\lambda)$ (b) Giriş akımı (c) ve (d) Çıkışa doğrudan ve işlenerek aktarılan gücün değişimi (Lazaro vd., 2007)

DS_{1-AUX} ve DS₁₋₂ diyotları üzerinden çıkışa aktarılan güçlerin (Şekil 3.5, 3 no'lu yol ve 5 no'lu yol) ortalamalarının toplamaları eşit olduğundan (Şekil 3.6 (d)), sistem hızlı bir dinamik cevap vermektedir.

EN61000 3-2 standartları şebeke akımında bir miktar bozulmalara izin vermektedir. Şekil 3.6 (b)'de çalışması yapılan devrenin sinüzoidal olmayan ancak EN61000 3-2 standartları D Sınıfı uyumluluğu sağlayan giriş akımı görülmektedir.

Şekil 3.6 (c) 'de, sabit çıkış gücü için, doğrudan ve işlenerek aktarılan enerjilerin şebeke gerilimine göre değişimi görülmektedir. Şebekeden çekilen akımın tam sinüzoidal olması durumunda girişten çekilen gücün değişimi kesikli çizgilerle gösterilmiştir. Şebekeden çekilen akımın biraz bozulması durumunda, çekilen güç kalın çizgi ile gösterildiği gibi olmakta ve çıkışa aktarılan enerjinin büyük kısmı (%68) doğrudan aktarılmaktadır (Lazaro vd., 2007)

Çıkışa doğrudan aktarılan gücün çıkış gücüne oranı K_p olarak tanımlanmıştır (3.7).

$$K_p = \frac{\text{Doğrudan Aktarılan Güç}}{P_o} = \frac{\frac{1}{\pi} \cdot V_o \cdot \int_0^\pi \langle i_{DS1} \rangle(\omega t) d\omega t}{P_o} \quad (3.7)$$

Burada, $\langle i_{DS1} \rangle$ akımı devrenin çalışma durumlarına göre değişmektedir. Durum 1 için (3.8) ile, Durum 2 için (3.9) ile tanımlanmıştır (Lazaro vd., 2007).

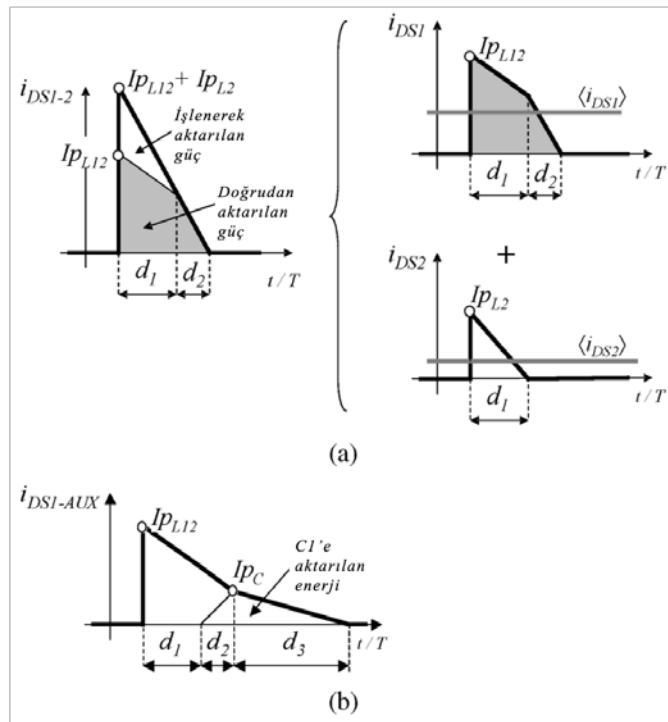
$$\text{Durum 1: } (\omega t \leq \alpha_{12}) \wedge (\omega t \geq \pi - \alpha_{12})$$

$$\langle i_{DS1} \rangle(\omega t) = \frac{1}{2} \cdot \frac{n_1 \cdot V_{IN}(\omega t)}{L_{12} \cdot f} \cdot d(\omega t) \cdot d_A(\omega t) \quad (3.8)$$

$$\text{Durum 2: } (\omega t \geq \alpha_{12}) \wedge (\omega t \leq \pi - \alpha_{12})$$

$$\langle i_{DS1} \rangle(\omega t) = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{2 \cdot n_1 \cdot V_{IN}(\omega t)}{L_{12} \cdot f} \cdot d(\omega t) - \frac{V_o}{L_{12} \cdot f} \cdot d_1(\omega t) \right) \cdot d_1(\omega t) + \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{n_1 \cdot V_{IN}(\omega t)}{L_{12} \cdot f} \cdot d(\omega t) - \frac{V_o}{L_{12} \cdot f} \cdot d_1(\omega t) \right) \cdot d_2(\omega t) \quad (3.9)$$

Doğrudan aktarılan ve işlenerek aktarılan enerjiler ve $i_{DS1-AUX}$ ile i_{DS1-2} akımlarının değişimleri Şekil 3.7’de gösterilmiştir. DS_{1-2} diyodu, yükseltici dönüştürücünün diyodu olan DS_2 ve geri dönüşlü dönüştürücünün diyodu olan DS_{1-AUX} dioduna seri bağlı olan DS_1 diyotlarının toplamı olarak görev yapar. Şekilden de görüleceği gibi, DS_{1-2} hem yükseltici dönüştürücü akımını hem de geri dönüşlü dönüştürücünün doğrudan çıkışa aktardığı akımı taşımaktadır.



Şekil 3.7 (a)Doğrudan aktarılan ve işlenerek aktarılan enerji (b) C_1 kapasitesine aktarılan enerji ve $i_{DS1-AUX}$ akımı (Lazaro vd., 2007)

3.3 Tasarım Ölçütleri

Devrenin tasarımındaki en önemli parametreler, T_1 transformatörünün dönüşüm oranı n_1 , L_{12} endüktansı ve L_2 endüktansıdır. n_1 (3.10) olarak tanımlanır.

$$n_1 = \sqrt{\frac{L_{12}}{L_{11}}} \quad (3.10)$$

T_1 trafosunun dönüştürme oranı n_1 , devrenin çıkış geriliminde ve depolama kondansatörü gerilimi V_{C1} üzerinde doğrudan etkilidir. Şekil 3.10'da farklı α (3.12) değerlerine karşılık, n_1 değişiminin V_{C1} üzerindeki etkisi görülebilir.

(3.11) ile tanımlanan yük parametresinin, devre kesintili modda çalıştığı sürece, giriş akımı ve depolama kondansatörü gerilimi üzerinde bir etkisi yoktur. Bu parametre, tam yük ve en düşük giriş geriliminde (evrensel şebeke gerilim aralığına göre 85 V_{ef}) devrenin kesintili modda çalışması için gereği kadar küçük seçilmelidir. Burada R_O çıkış direnci ve T_S anahtarlama periyodudur.

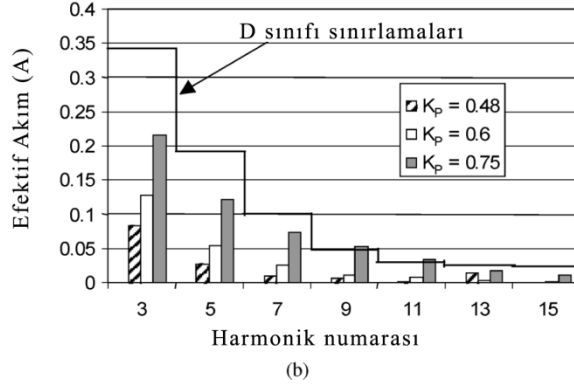
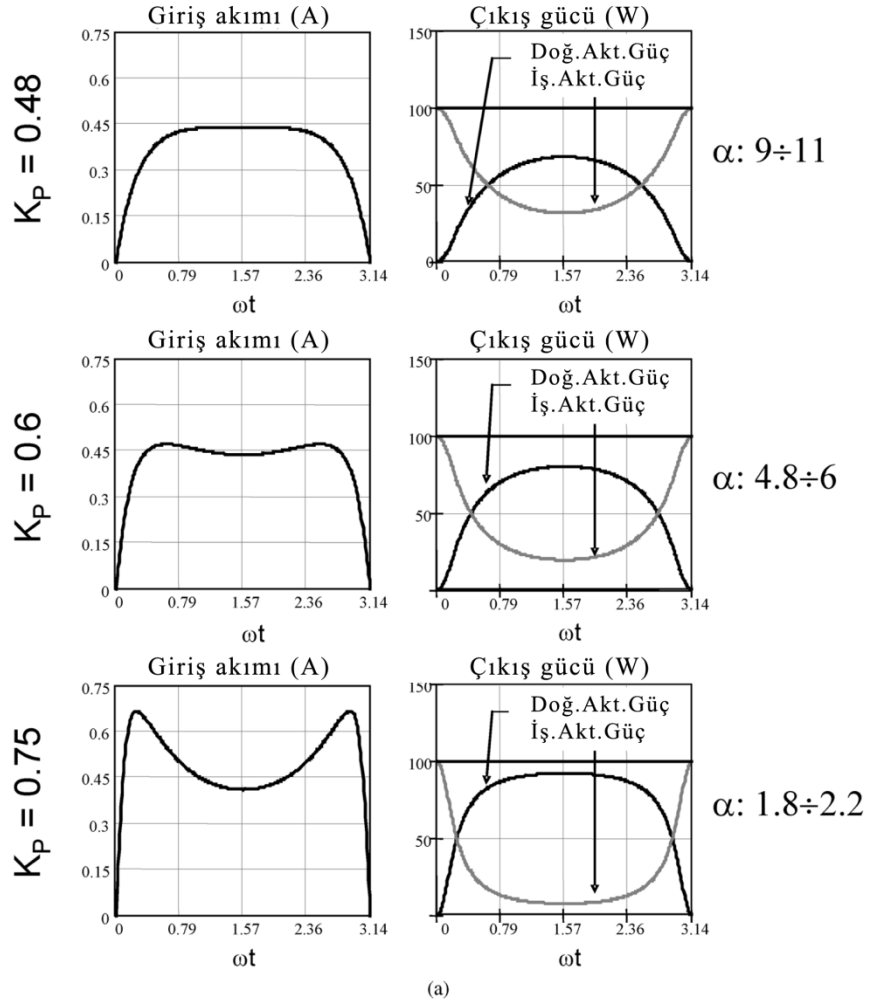
$$K = \frac{2 \cdot L_{12}}{R_O \cdot T_S} \quad (3.11)$$

Devrenin bir diğer önemli parametresi α , endüktanslar arasındaki oranı ifade eder (3.12).

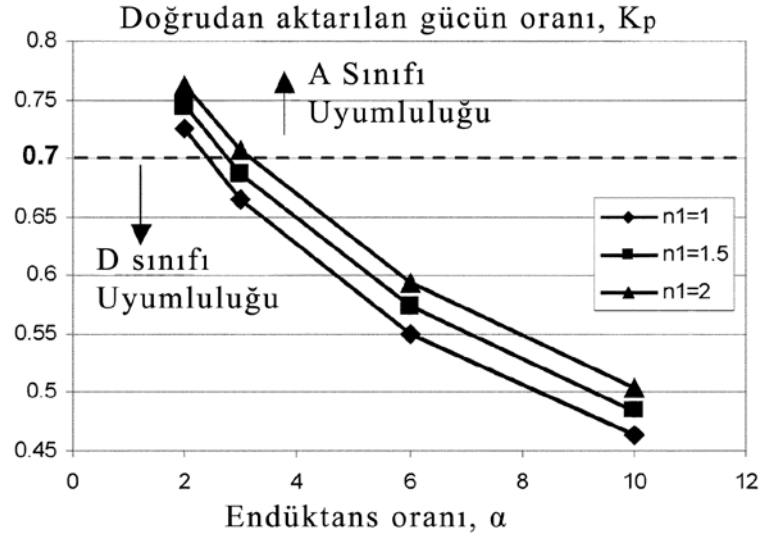
$$\alpha = \frac{L_{12}}{L_2} \quad (3.12)$$

Şekil 3.8 (a)'da K_p 'nin girişten çekilen akımın şekline ve doğrudan aktarılan güç miktarına etkisi görülmektedir. Daha yüksek verim için doğrudan aktarılan güç miktarı arttırılmalıdır. Bu durum K_p 'nin daha yüksek değerler alması anlamına gelir. Ancak K_p 'nin değeri yükseldikçe, giriş akımının şekli bozulmaktadır. Bu sebeple K_p 'yi en yüksek yapacak tasarım kriterleri, D sınıfı harmonik standardına uygun olacak şekilde seçilmelidir.

Şekil 3.8 (b)'de farklı K_p değerleri için giriş akımındaki harmonik içerik gözükmemektedir. Şekilden de görüldüğü gibi K_p 'nin yükselmesi giriş akımı üzerinde bozucu bir etki yaratmaktadır.

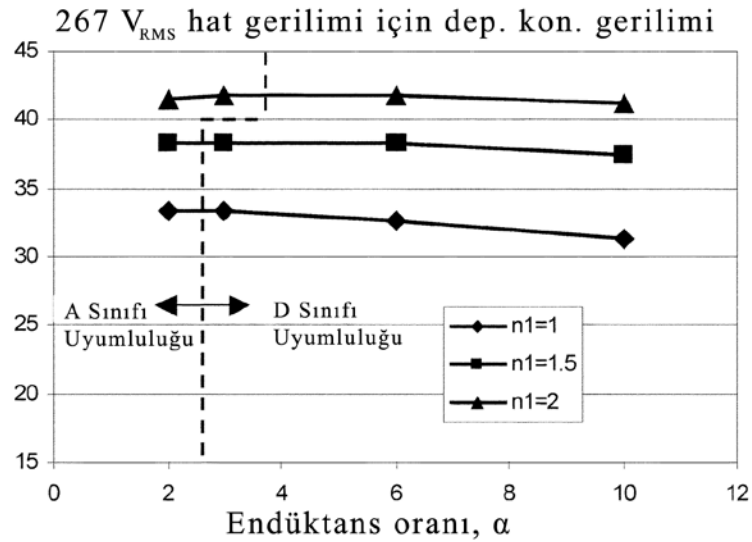


Şekil 3.8 (a) α ve K_p 'nin doğrudan aktarılan güce ve giriş akımının şekline etkisi (b) farklı K_p değerleri için giriş akımı harmonikleri (Lazaro vd., 2007)



Şekil 3.9 Endüktans oranı α 'nın, farklı n_1 dönüşüm oranları için, doğrudan aktarılan gücün oranı K_p 'ye etkisi (Lazaro vd., 2007)

Şekil 3.9'da sekonder endüktansı L_{12} 'nin, yükseltici endüktansı L_2 'ye oranı olan α 'nın değişiminin K_p üzerindeki etkisi görülmektedir. Şekilden görüldüğü gibi, T_1 trafosunun dönüştürme oranı n_1 'in K_p üzerinde çok küçük bir etkisi olmaktadır. Ancak n_1 'in değişimi Şekil 3.10'da görüleceği gibi depolama kondansatörü gerilimi üzerinde büyük bir değişime yol açmaktadır.



Şekil 3.10 Farklı α ve n_1 değerleri için K_p 'nin değişimi

4. SİMÜLASYON VE UYGULAMA ÇALIŞMALARI

İlgili devreye ait, 50 kHz anahtarlama frekansına sahip, 100 W çıkış gücünde ve 220 V_{ef} giriş gerilimine sahip bir model için simülasyon ve uygulama çalışmaları yapılmıştır. Bu bölümde yapılan bu çalışmalara ait detaylar anlatılmıştır.

4.1 Simülasyon Çalışmaları

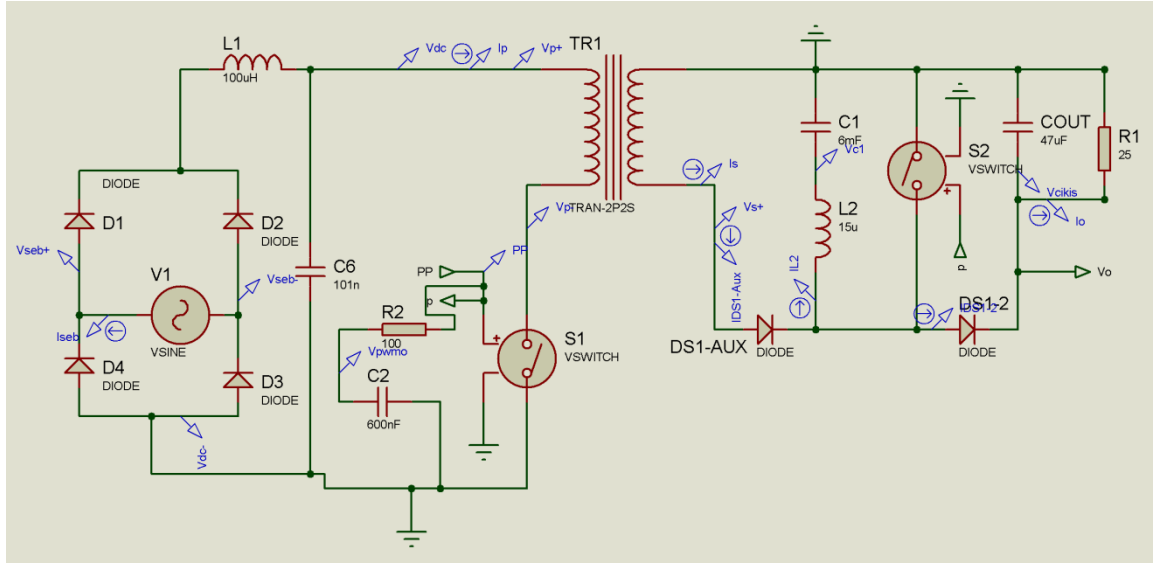
İlgili devreye ait simülasyon çalışmaları Proteus ISIS paket programında yapılmıştır. Simülasyon parametreleri, $f_p=50$ kHz, $P_O=100$ W, $V_O=50$ V, $V_{IN}=220$ V_{ef} olarak belirlenmiştir. Simülasyona ait devre elemanlarının değerleri Çizelge 4.1’de yer almaktadır ve uygulama çalışmaları da aynı değerlerle gerçekleştirilmiştir.

Simülasyonun daha kolay çalışması açısından anahtarlar ve diyotlar ideal elemanlarla modellenmiştir.

Çizelge 4.1 Simülasyon Parametreleri

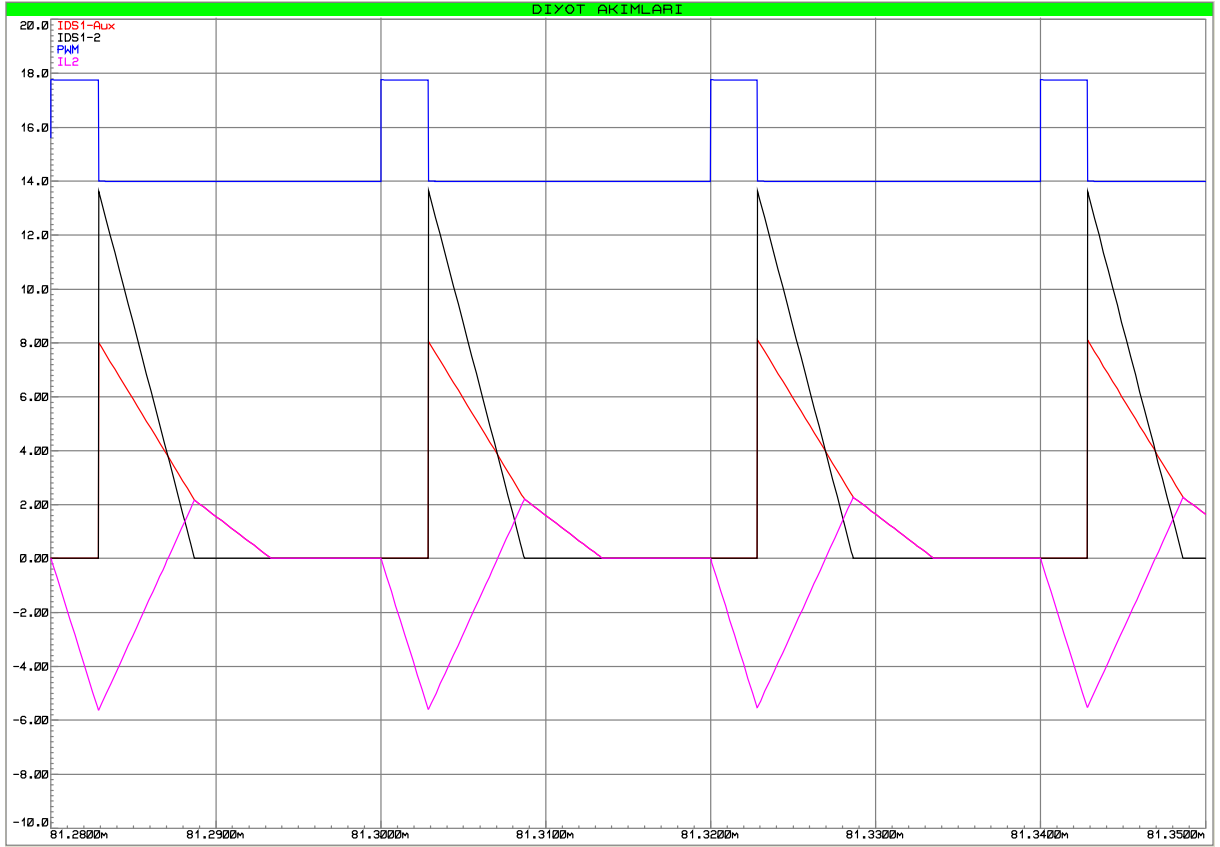
Eleman	Değer	Birim	Açıklama
L_{11}	50	μH	Primer Endüktansı
L_{12}	50	μH	Sekonder Endüktansı
L_2	15	μH	Yükseltici Dönüştürücü Endüktansı
C_1	6	mF	Depolama Kondansatörü
R_O	25	Ohm	Çıkış Yüğü
C_O	47	μF	Çıkış Kondansatörü
α	3.33	-	Endüktans Oranı (3.12)
n_1	1	-	T_1 Dönüştürme Oranı (3.10)

Şekil 4.2 ‘de simülasyon devresi görülmektedir.



Şekil 4.1 Simülasyon Devresi

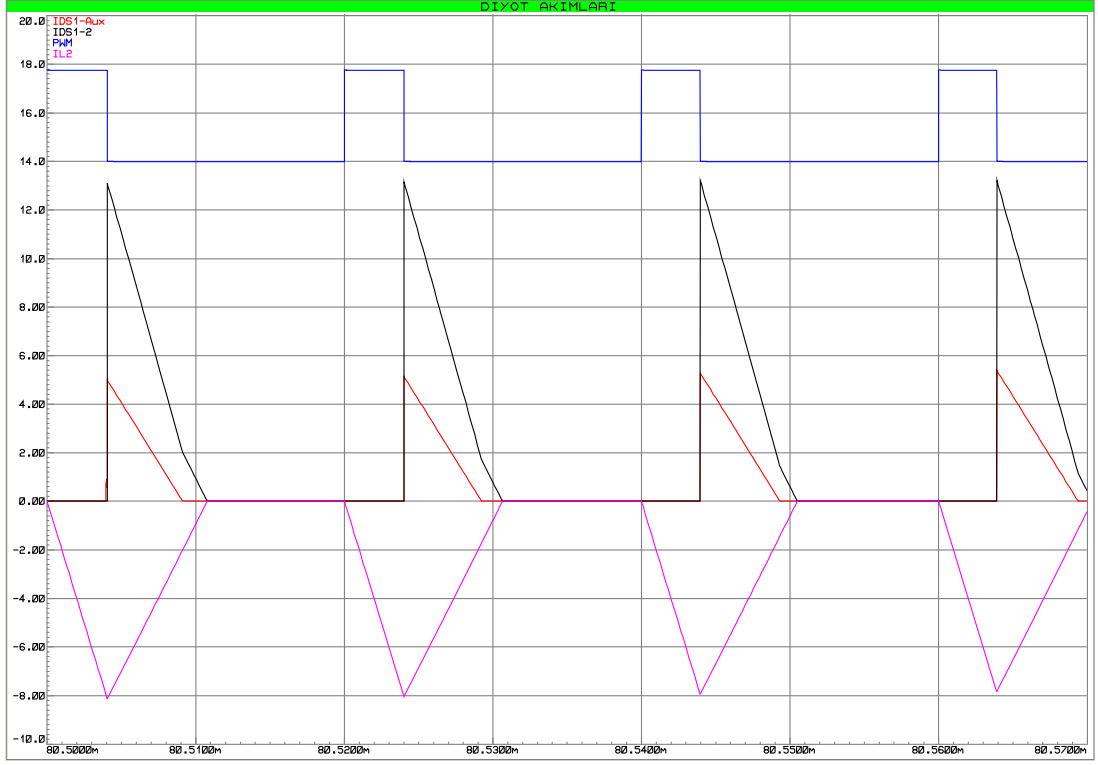
Şekil 4.3'te çalışma durumlarından Durum 2'ye ait dalga şekilleri gösterilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi, giriş gerilimi V_{IN} 'in yeterince büyük olduğu aralıkta ($\alpha_{12} < \omega t < \pi - \alpha_{12}$, Şekil 3.2), geri dönüşlü dönüştürücü sekonder akımı $I_{DS1-AUX}$ (Kırmızı dalga şekli) sıfıra düşmeden, siyah dalga şekli ile gösterilmiş olan I_{DS1-2} , yükseltici dönüştürücü çıkış akımı sıfıra düşmekte, yine yükseltici dönüştürücü endüktans akımı olan I_{L2} (Pembe dalga şekli) yön değiştirmekte ve C_1 depolama kondansatörü tekrar şarj olmaktadır. Şekilde gözükten Durum 2'ye ait dalga şekilleri, Şekil 3.4'te gösterilen bu duruma ait teorik dalga şekillerini doğrulamaktadır.



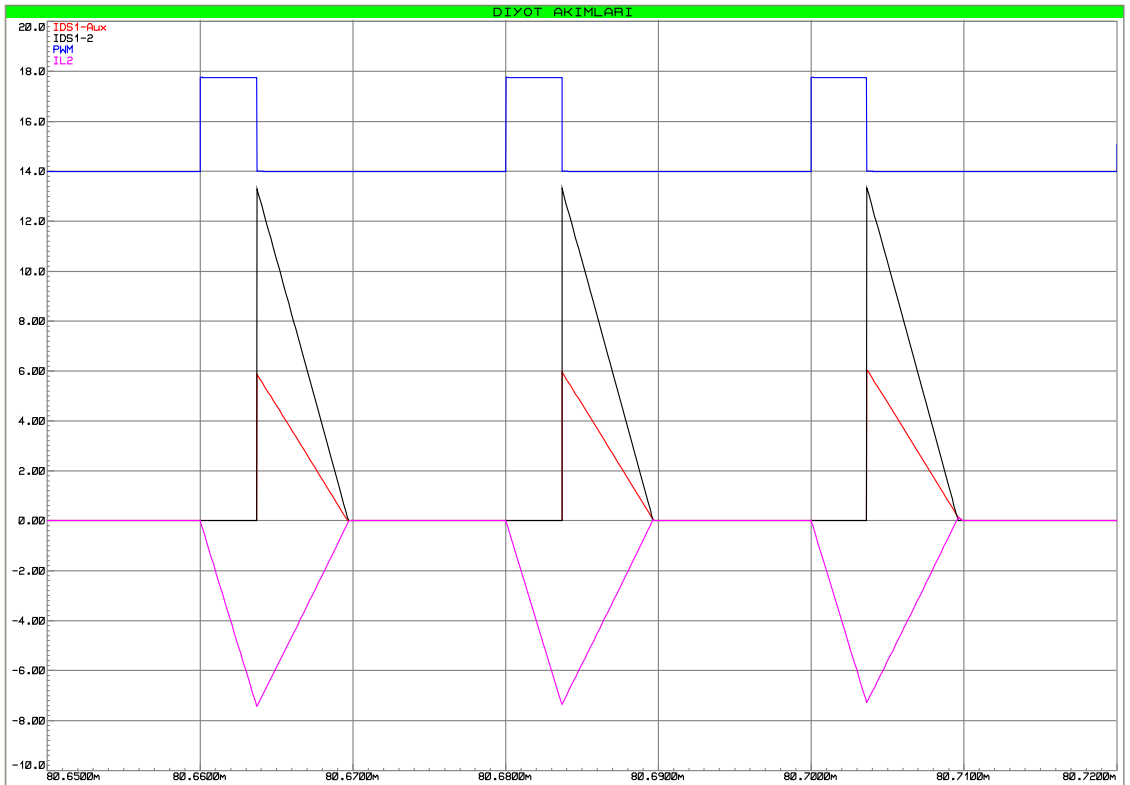
Şekil 4.2 Durum 2 'ye ait dalga şekilleri

Şekil 4.4'te, Durum 1'e ($(\omega t \leq \alpha_{12}) \wedge (\omega t \geq \pi - \alpha_{12})$, Şekil 3.2) ait dalga şekilleri görülmektedir. Durum 1'de, yani giriş geriliminin düşük olduğu aralıkta, yükseltici dönüştürücü endüktansı L_2 üzerinde biriken enerji, geri dönüşlü dönüştürücü sekonder endüktansı L_{12} üzerinde biriken enerjiden büyük olmaktadır. Bu sebeple, I_{L12} akımı, I_{L2} akımından önce sıfır olmakta, DS_{1-AUX} diyodu, DS_{1-2} diyodundan önce kesime girmektedir. Böylece L_2 endüktansının akımı bu çalışma aralığında yön değiştirmez ve C_1 kapasitesi tekrar şarj olmaz. Bu duruma ait teorik dalga şekilleri Şekil 3.3'te gösterilmiştir.

Şekil 4.5'de, sınır açısı α_{12} anındaki dalga şekilleri görülmektedir. (3.6) eşitliğine göre, α_{12} yaklaşık 13.9° hesaplanır, şekle göre de yaklaşık 12.5° çıkmaktadır.



Şekil 4.3 Durum 1'e ait dalga şekilleri

Şekil 4.4 Sınır açısı α_{12} anında akımların değişimi

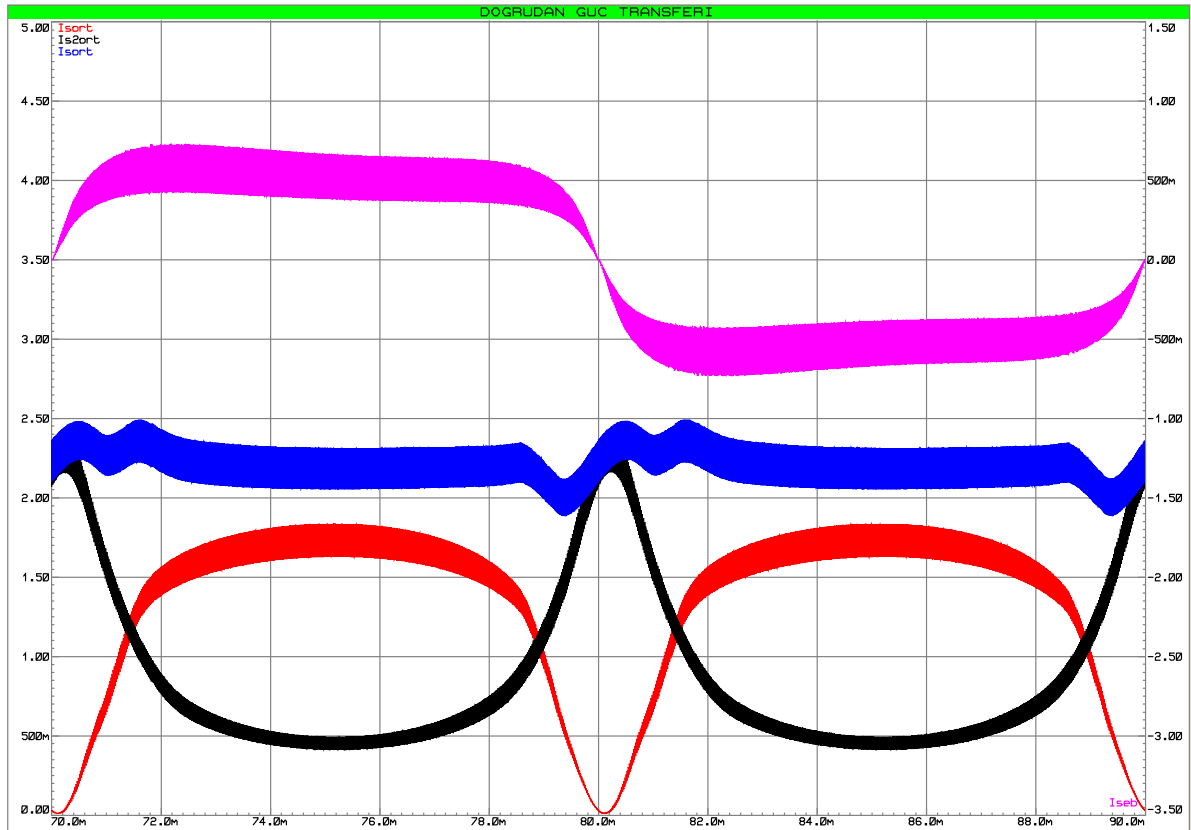
Uygulama çalışmalarında geçilmeden önce, devrenin çalışmasındaki en önemli parametrelerden olan α 'nın değişimine göre devrenin cevabı incelenmiştir. Daha önce de

açıklandığı gibi, α 'nın değişiminin, çıkışa doğrudan aktarılan gücün oranı ve giriş akımının şekli üzerinde büyük etkisi vardır. Çizelge 4.2'de, incelenen endüktans ve buna karşılık gelen α değerleri gösterilmiştir.

Çizelge 4.2 Sekonder ve yükseltici endüktansları ile α 'nın değişimi

L_{12}	L_2	α
50uH	5uH	10
50uH	10uH	5
50uH	15uH	3.34

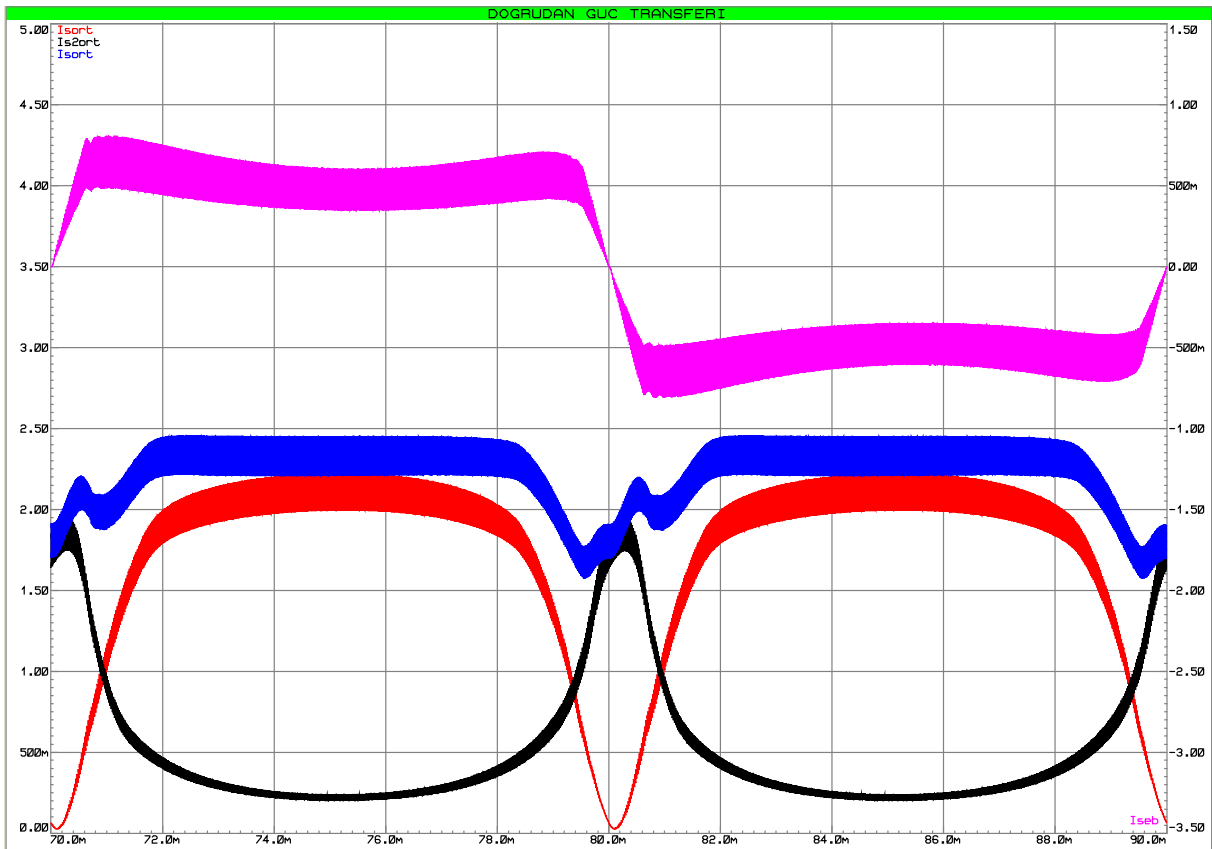
Daha önce yapılan analizde, alfanın yükselmesi ile giriş akımının ve çıkış regülasyonunun daha düzgün olduğu, ancak doğrudan aktarılan gücün oranı K_p 'nin, buna bağlı olarak ta verimin düştüğü açıklanmıştı. Bu kısımda da farklı α değerlerine karşılık elde edilen dalga şekilleri açıklanmıştır.



Şekil 4.5 $\alpha=10$ için elde edilen dalga şekilleri

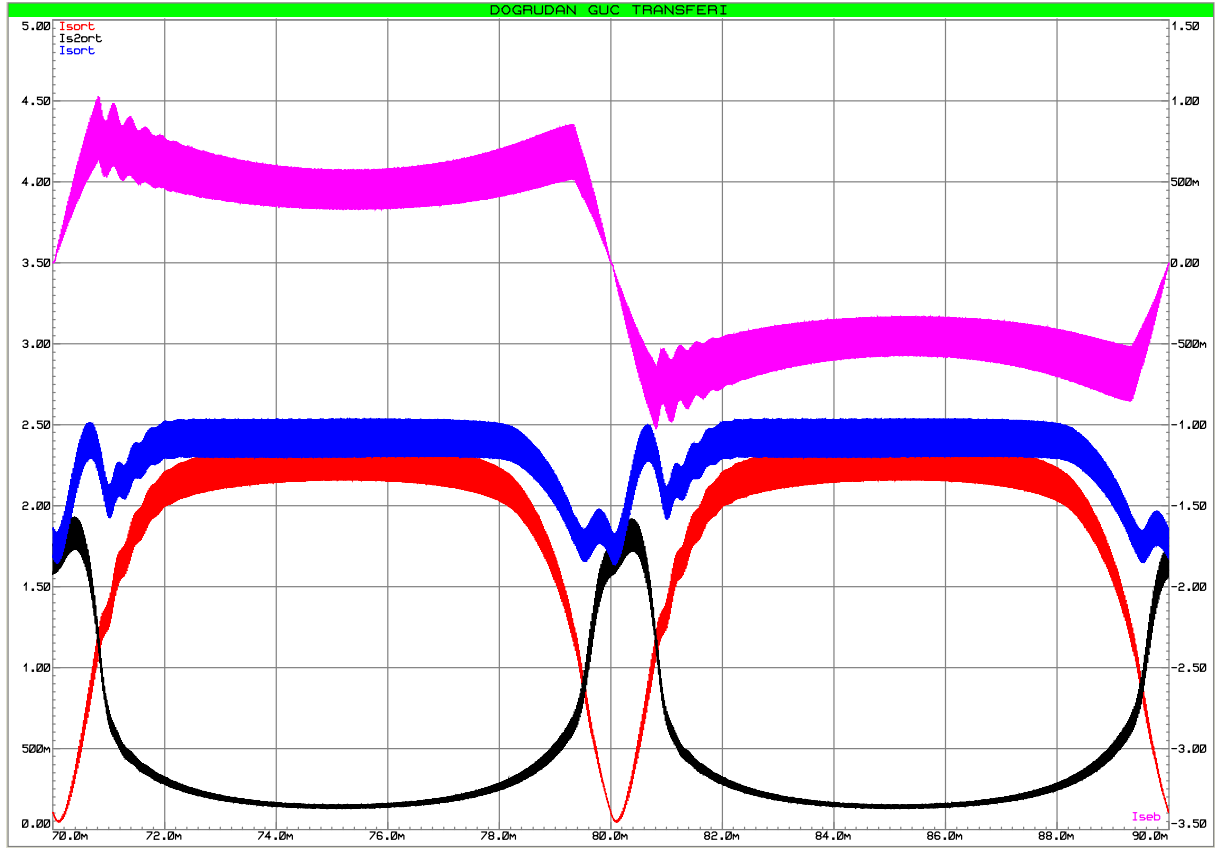
Şekil 4.5'te çizelge 4.2'ye göre elde edilen $\alpha=10$ değeri için giriş akımı, çıkış akımı, ortalama sekonder endüktans akımı ile ortalama yükseltici endüktans akımının farkı ve ortalama S_2

akımlarının değişimleri verilmiştir. S_1 anahtarının iletim aralığında, T_1 trafosu üzerinde biriktirilen enerji, anahtar kesime girdiğinde sekonder endüktansı üzerinden çıkışa aktarılır. Sekonder endüktansından aktarılan enerjinin bir kısmı doğrudan çıkışa, bir kısmı ise yükseltici dönüştürücünün kaynağı görevini yapan depolama kondansatörüne aktarılır. Burada ortalama sekonder endüktans akımından, depolama kondansatörünü şarj eden ortalama akımın çıkarılması ile ortalama olarak bir periyotta doğrudan çıkışa aktarılan enerjinin değişimi elde edilmiştir. Bu değişim, Şekil 4.5'te kırmızı renkli eğri ile görülmektedir. Siyah renk ile gösterilen eğri, bir periyot boyunca çıkışa işlenerek aktarılan enerjiyi göstermektedir. Bu iki eğrinin toplamı ise, çıkışa aktarılan toplam gücü oluşturur ve Şekil 4.5'te mavi renk ile görülmektedir. Kırmızı renkli eğri ile gösterilmiş olan doğrudan aktarılan güç, şebeke gerilimine bağlı olarak değiştiğinden, sinüzoidal olarak şekillenmiştir. İkinci dönüştürücü ise çıkışa aktarılan gücün sabit olabilmesi için, doğrudan aktarılan gücün tersi şeklinde değişmiştir. İdeal durumda, çıkışa aktarılan gücün sabit olması gerekmektedir. Ancak her dönüştürücüde olduğu gibi burada da çıkış gerilimi regülasyonu sağlanıyor olmasına rağmen çıkış geriliminde bir dalgalanma vardır. Bu dalgalanma doğrudan güç transferinin artması ile artar, çıkışta görülen şebeke frekansının iki katındaki dalgalanmanın miktarı yükselir.



Şekil 4.6 $\alpha=5$ için elde edilen dalga şekilleri

Şekil 4.6'da Çizelge 4.2'ye göre α 'nın 5 değeri alması durumundaki değişimler görülmektedir. Şekilden görüldüğü gibi α 'nın azalması durumunda giriş akımının şekli bozulmaktadır. Ancak kırmızı eğri ile gösterilen doğrudan aktarılan güç miktarı artmıştır.



Şekil 4.7 $\alpha=3.34$ için elde edilen dalga şekilleri

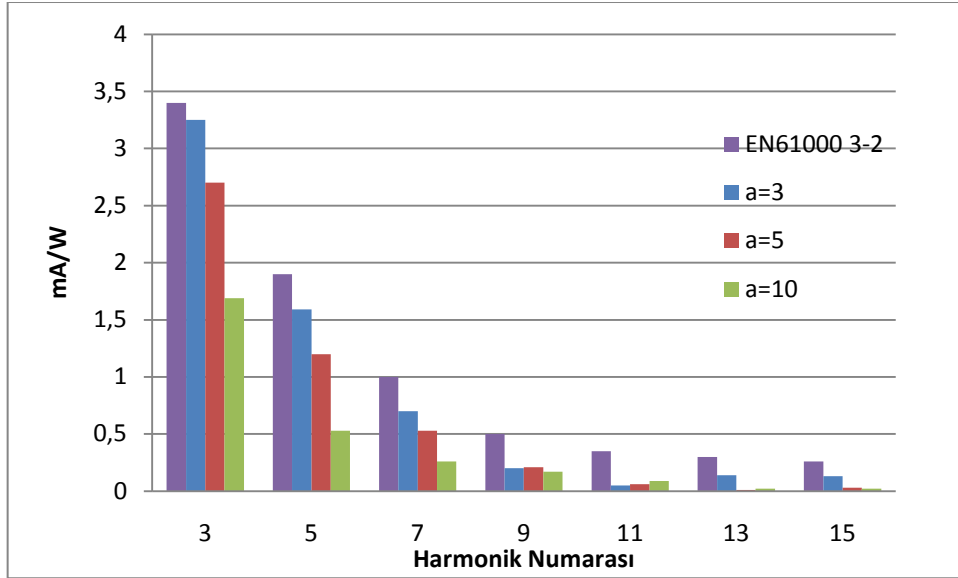
Şekil 4.7'de, Çizelge 4.2'ye göre α 'nın diğer değeri 3.34 için elde edilen dalga şekilleri görülmektedir. Bu durumda doğrudan aktarılan gücün oranı daha da yükselmiştir. Ancak elde edilen giriş akımının şekli de giderek bozulmuştur.

Bu üç durum için α 'nın değişiminin devrenin çalışması üzerine etkisi analiz edildiğinde, öngörüldüğü gibi α 'nın yüksek değerlerinin doğrudan güç transferi miktarını arttırdığı ancak buna bağlı olarak giriş akımının şeklinin bozulduğu görülmektedir. Bu durum ve elde edilen akım şekilleri, Şekil 3.8'de yapılmış olan teorik analizi de doğrulamaktadır.

α 'nın büyük değerli olmasının bir diğer avantajı ise, çıkış gerilimindeki dalgalanmanın da beraberinde küçülmesidir. α küçüldükçe, doğrudan aktarılan gücün miktarı azaldığından, elde edilen çıkış geriliminin daha büyük bir kısmı daha az dalgalanan depolama kondansatörü gerilimi üzerinden elde edilir, böylece çıkışa yansıyan dalgalanma miktarı azalır.

Bütün bu durumlar göz önüne alındığında, en uygun çözüm için bir tasarım yapılması gerekmektedir. Güç faktörü düzeltme devrelerinin genel amacı giriş akımını sinüzoidal hale

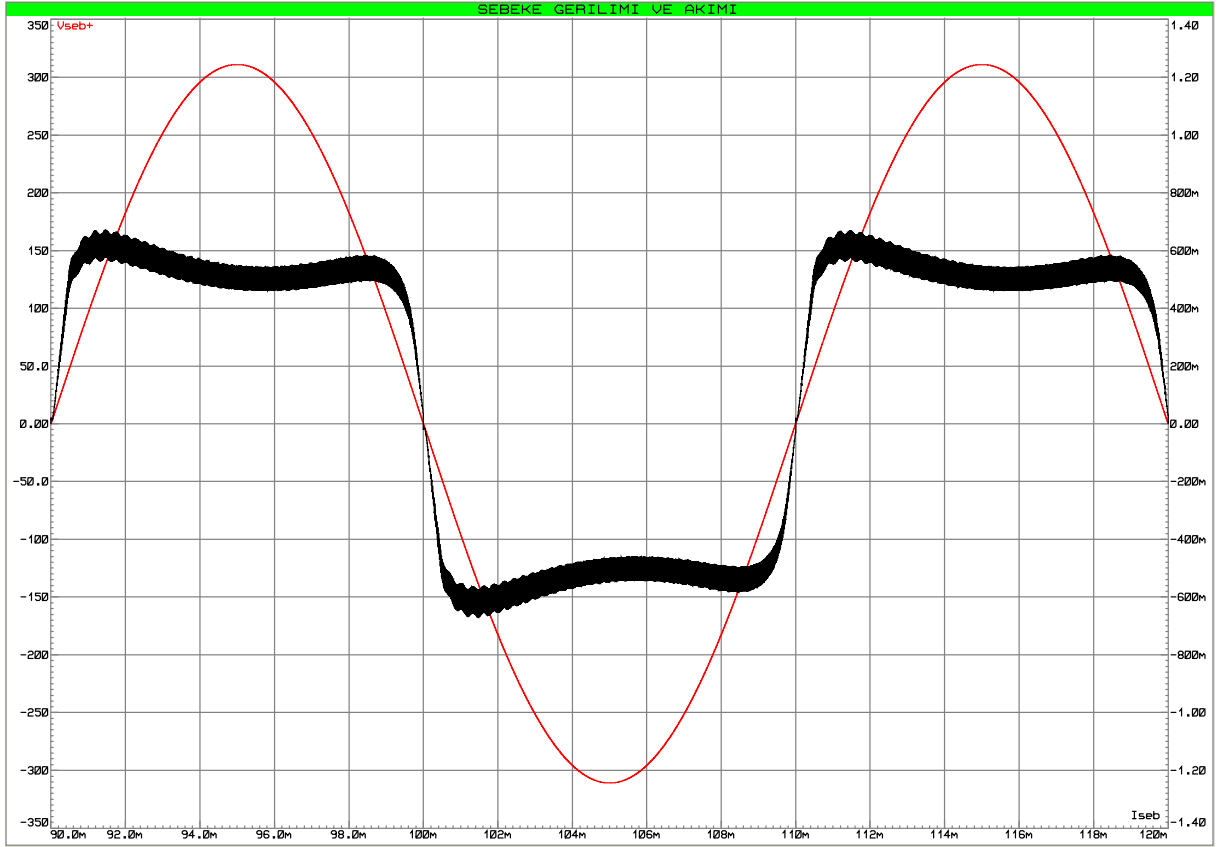
getirmek olsa da, EN61000 3-2 standartlarını sağlayan bir akım da yeterli olmaktadır. İncelenen devrenin hedef uygulamaları D sınıfı uyumluluğu gerektirdiğinden, bu üç durum için elde edilmiş akımların harmonik analizi ve D sınıfı uyumluluğu tablosu Şekil 4.8’de gösterilmiştir.



Şekil 4.8 α 'nın değişimine göre elde edilen giriş akımı harmonikleri ve D sınıfı limitleri

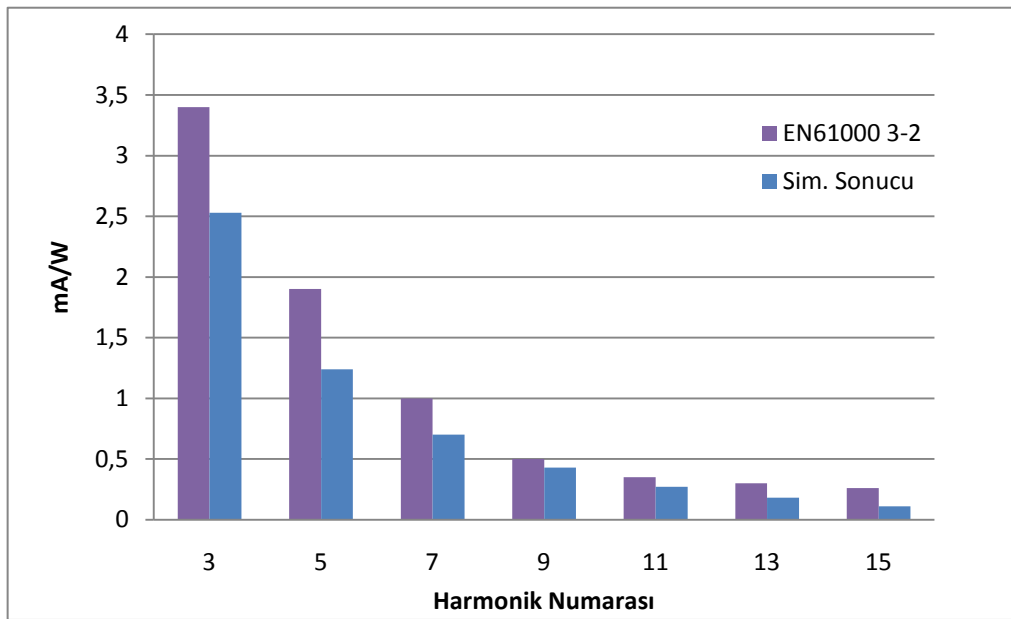
Şekil 4.8’de görüldüğü gibi, her üç durumda da harmonik standardı sağlanmaktadır. α 'nın daha büyük değerleri verim açısından avantajlı olsa da, çıkış regülasyonu ve giriş akımı bozulduğundan daha büyük bir değer seçmek mümkün olmamaktadır. Bütün bu analizler göz önünde alındığında, giriş akımının şekli ve çıkış regülasyonu için mümkün olan en uygun değerlerle uygulama çalışmaları yapılmalıdır.

Şekil 4.9’da, elde edilen giriş akımı görülmektedir. Giriş akımı, daha önce de bahsedildiği gibi tam sinüzoidal olmamakta ancak EN 61000 3-2 standardı D sınıfı uyumluluğunu sağlamaktadır. Şebeke akımı siyah renkle gösterilmiş olup, bu akımın y eksenli grafiğin sağ tarafında yer almaktadır. Devre kesintili akım modunda çalıştığından gerçekte bu akım kesintili bir akımdır. Ancak küçük bir giriş filtresi ile filtrelenebilmektedir ve Şekil 4.9’daki akım filtrelenmiş giriş akımıdır. Bu devrelerde ister kesintili akım modunda, ister kesintisiz akım modunda çalışılsın, genellikle girişte küçük değerli bir filtre bulunmaktadır.



Şekil 4.9 Şebeke akımı ve şebeke gerilimi

Şekil 4.10'da ise Şekil 4.9'daki giriş akımına ait harmonik içerik görülmektedir. Görüldüğü gibi elde edilen giriş akımı EN61000 3-2 standartlarını sağlamaktadır.



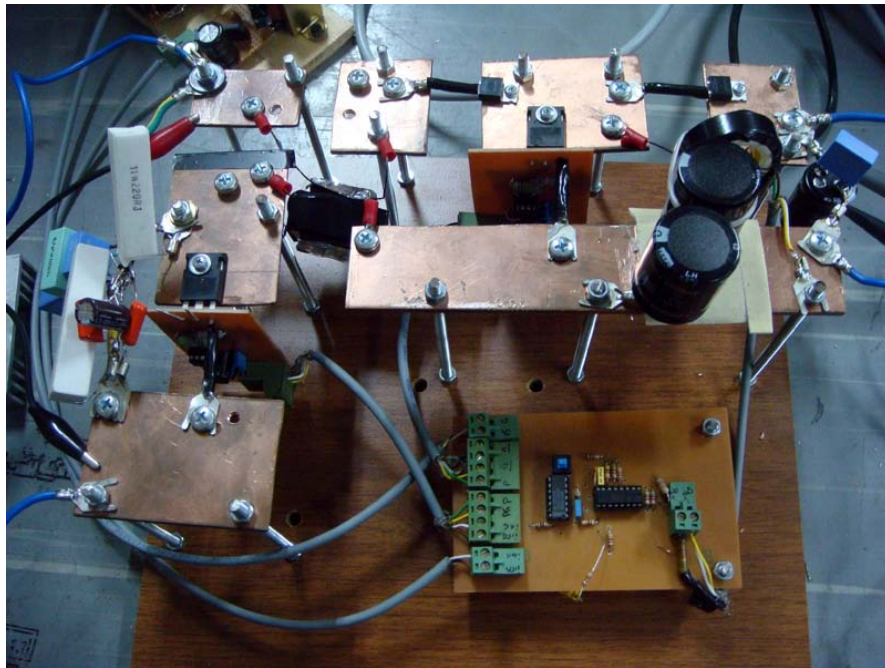
Şekil 4.10 Simülasyon sonuçlarına göre şebeke akım harmonikleri

4.2 Gelişmiş Güç Faktörü Düzeltme Devresinin Uygulaması

Bu bölümde, gerçekleştirilen uygulama devresine ait çalışmanın detayları açıklanmış, elde edilen uygulama sonuçları verilmiştir.

4.2.1 Uygulama Devresinin Gerçekleştirilmesi

Şekil 4.11’de, gerçekleştirilen uygulama devresine ait fotoğraf görülmektedir. Uygulama devresinin gürültü ve salınımlardan etkilenmemesi amacıyla iletken olarak bakır baralar kullanılmıştır. Uygulama devresi, simülasyon sonuçlarına uygun olarak Çizelge 4.1’de verilen parametreler ile gerçekleştirilmiştir.



Şekil 4.11 Uygulama devresi

Çizelge 4.3’de uygulamada kullanılan elemanlar gösterilmiştir. Güç devresinde anahtar olarak kullanılan IXYS firmasının IXFH20N60Q kodlu MOSFET’i, her iki anahtar için de ortak olarak kullanılmıştır. Aynı şekilde yardımcı diyotların her ikisi de yine IXYS firmasının DSEI12-06A diyotları olarak seçilmiştir.

Topoloji gereği yükseltici dönüştürücü giriş gerilimi V_{C1} gerilimi olup, T_1 dönüştürme oranı ve λ bağlı iletim süresine bağlı olarak değişmektedir. Yükseltici dönüştürücü çıkış gerilimi ise sistemin çıkış gerilimidir. Bu sebeple yükseltici dönüştürücü elemanları S_2 ve DS_{1-2} , çıkış gerilimine göre seçilebilirler. Ayrıca S_2 anahtarının akım değeri de, toplam gücün yalnızca küçük bir kısmı bu dönüştürücü tarafından işlendiğinden, oldukça düşüktür. Ancak DS_{1-2} diyodu hem yükseltici dönüştürücü hem de geri dönüştürücü akımlarını geçirdiğinden

içinden geçen akımın tepe değeri yüksektir ve eleman seçiminde bu duruma dikkat edilmelidir.

Çizelge 4.3 Uygulama Elemanları

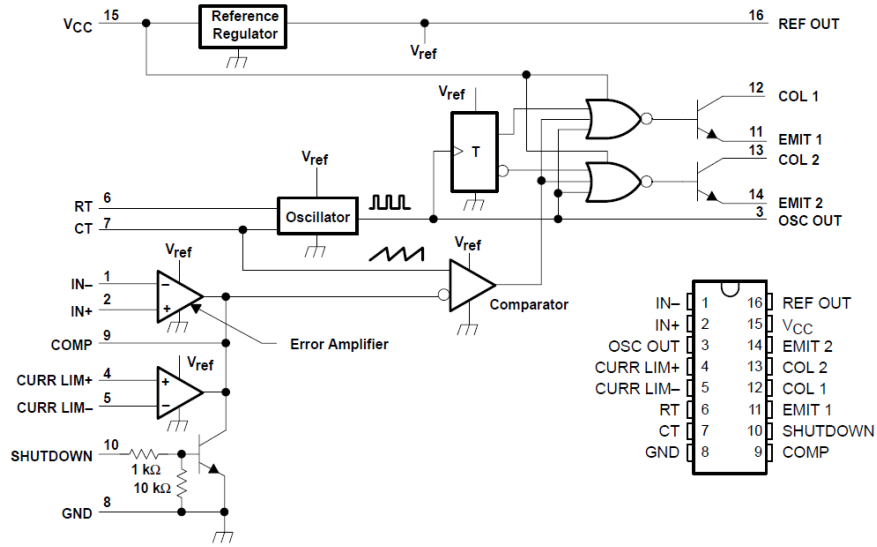
Güç Devresi		
İsim	Kullanılan Eleman	Nominal Değerler
S_1	IXFH20N60Q	$V_{DSS}=600\text{ V}$, $I_{D25}=20\text{ A}$
S_2	IXFH20N60Q	$V_{DSS}=600\text{ V}$, $I_{D25}=20\text{ A}$
DS_{1-AUX}	DSEI 12-06A	$I_{FAVM}=14\text{ A}$, $V_{RRM}=600\text{ V}$
DS_{1-2}	DSEI 12-06A	$I_{FAVM}=14\text{ A}$, $V_{RRM}=600\text{ V}$
C_1	-	2 x 3300 μF
Cout	-	47 μF
Kontrol ve Sürme Devreleri		
İsim	Kullanılan Eleman	
Optik-Bağlayıcı	HCPL4503	
Sürücü Entegresi	IXDD414	
Kontrol Entegresi	SG3524N	
Lojik Kapı	CD4012	

Geri dönüşlü dönüştürücü anahtarı S_1 ise, giriş gerilimi ile çıkıştan yansıyan gerilimin toplamına maruz kalır ve topoloji gereği kesim anında üzerinde bir gerilim salınımı oluşur. Mutlaka S_1 anahtarı ile birlikte bir bastırma hücresi kullanılmalıdır. S_1 anahtarının akımının tepe değeri ise geri dönüşlü dönüştürücü primer akımı tepe değeridir, (4.1) eşitliği ile bulunabilir ve anahtar buna göre seçilmelidir.

$$I_{S1MAX} = \frac{V_{INMAX}}{L_p} \cdot d_{max} \cdot t_p \quad (4.1)$$

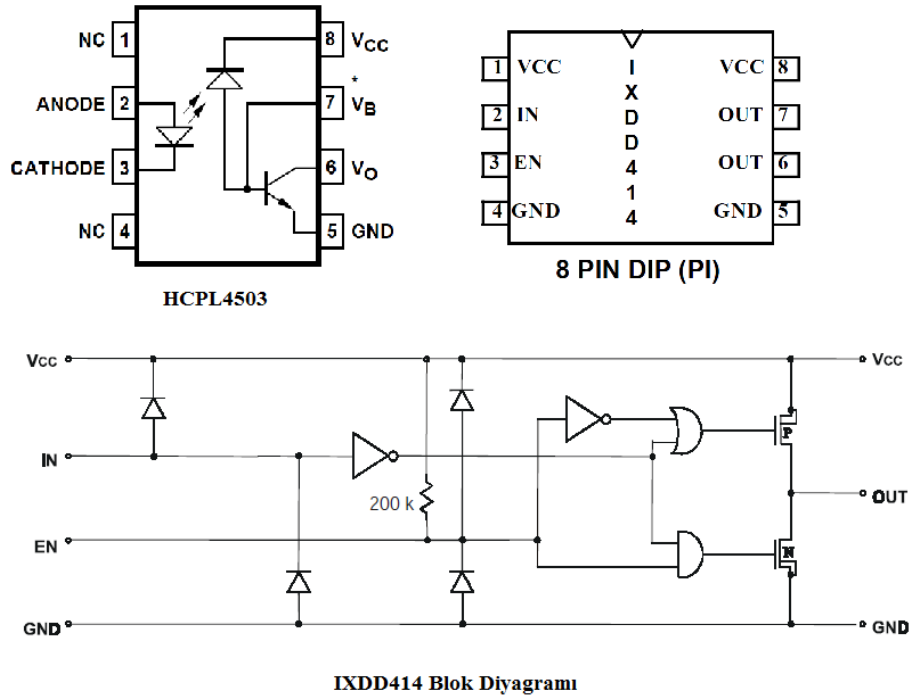
Kesintili çalışma durumunun sonucu olarak akımların tepe değerleri çıkış gücüne göre yüksektir ve yardımcı diyotların her ikisi de bu durum göz önüne alınarak seçilmelidir. Bu durum devrenin dezavantajlarından biri olarak sayılabilir.

Uygulanan topolojinin avantajlarından biri de, herhangi bir DC-DC gerilim regülatörü entegresi ile kontrol edilebilmesidir. Bu çalışmada, Texas Instruments firmasının ürettiği SG3524 entegresi kullanılmıştır. SG3524, PWM regülatör entegresi olarak çalışır. Çıkış regülasyonu amacıyla hemen hemen her türlü DC-DC dönüştürücü yapısında kullanılabilir. Şekil 4.12’de ilgili entegreye ait iç yapı ve pin diyagramı görülmektedir. Entegre, kendi içinde bir referans regülatörü, hata amplifikatörü, testere sinyal osilatörü, karşılaştırıcı ve aşırı akım koruması gibi ek özellikleri barındırır.



Şekil 4.12 SG 3524 entegresi iç yapısı ve pin diyagramı (TI SG3524, 2003)

Sürme devresi olarak HCPL4503 optik bağlayıcısı ile birlikte IXDD414 sürme entegresi birlikte kullanılmıştır. Şekil 4.13’te her iki entegreye ait pin diyagramları görülebilir. Çıkışın geriliminin izolasyonunun bozulmaması açısından mutlaka bir optik bağlayıcı kullanılmalıdır. Devrenin çalışma frekansı 50 kHz gibi yüksek bir değer olduğundan buna uygun bir optik bağlayıcı gerekmektedir. Öte yandan iki anahtara da eş zamanlı olarak aynı sinyal uygulanması gerektiğinden ve optik bağlayıcının gecikme süresi bu durumu bozacağından S_2 anahtarı ile birlikte gerekmemesine rağmen optik bağlayıcı kullanılmıştır. HCPL4503’ün çıkış akımı anahtarı sürmeye yetmeyeceğinden, bu elemandan sonra sürme entegresi olarak her iki anahtar ile birlikte birer IXDD414 entegresi kullanılmıştır. Ayrıca HCPL4503 bağlantı yapısı itibarıyla giriş geriliminin tersini aldığından, sinyaller önce bir NAND kapısı olan CD4012 ile terslenmiştir. Sonuç olarak, SG3524 entegresi ile elde edilen kontrol sinyalleri, CD4012 nand kapısı ile terslenmiş, her iki anahtar için de birer HCPL4503 optik bağlayıcısı kullanılarak izole edilmiş ve birer IXDD414 entegresi üzerinden anahtarlara uygulanmıştır.

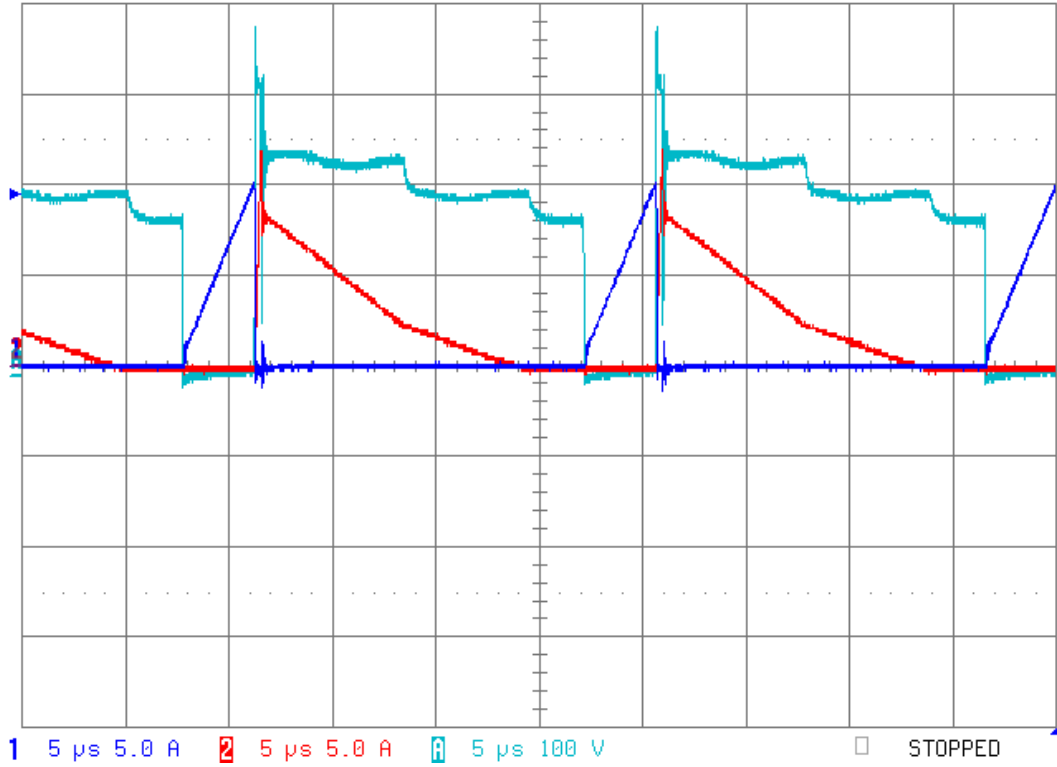


Şekil 4.13 Sürme entegreleri pin diyagramları (Agilent Tech., 2004; IXYS AN0002, 2001)

4.2.2 Deneysel Sonuçlar

Bu bölümde gerçekleştirilen uygulama devresinden elde edilen sonuçlar gösterilmiştir. Elde edilen sonuçlar simülasyon sonuçları ve teorik analiz ile karşılaştırılmış ve doğrulanmıştır.

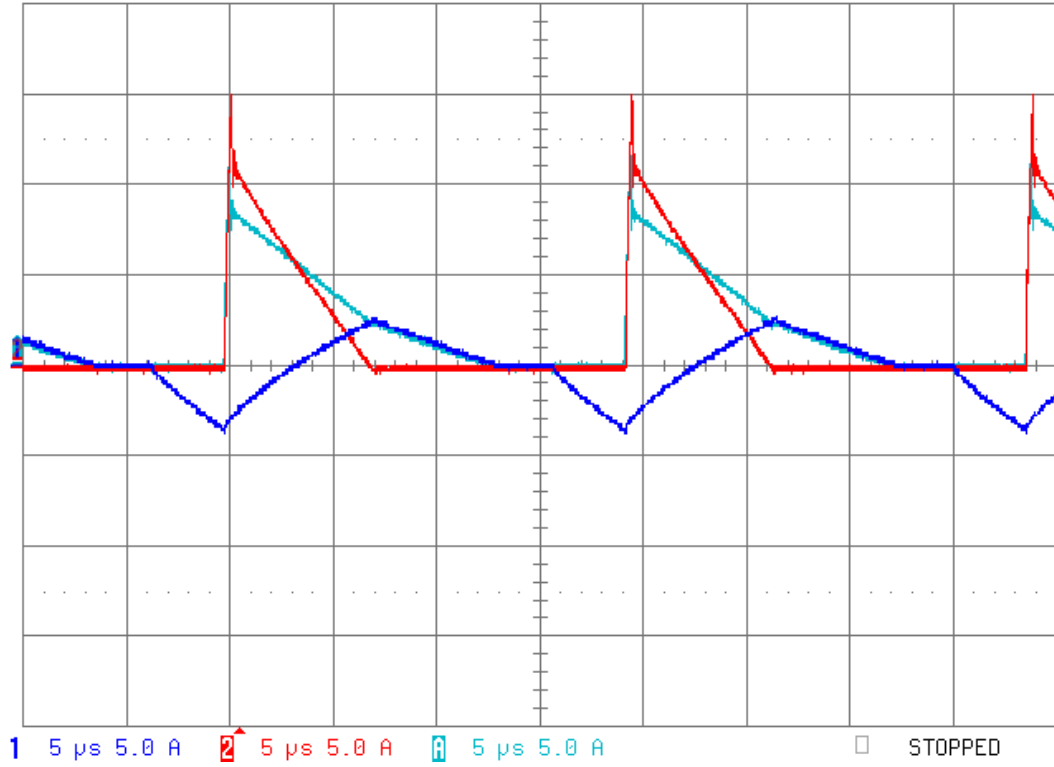
Şekil 4.14'te I_p akımı, I_s akımı ve V_{S1} gerilimi gözükmektedir. I_p akımı aynı zamanda S_1 akımıdır ve geri dönüşlü yapıya uygun olarak, anahtarın iletimde olduğu aralıkta lineer olarak artmıştır. Anahtar üzerinde, sekonder akımına bağlı olarak üç darbeli bir gerilim gözükmektedir. Geri dönüşlü yapının sonucu olarak, anahtar ilk kesime girdiğinde kaçak endüktanslardan dolayı bir gerilim salınımı olmakta, daha sonra anahtar üzerinde giriş gerilimine ek olarak çıkış geriliminin yansıyanı gözükmektedir. Şekil 4.15'te de gözüken I_{DS1-2} akımı sıfıra indiğinde, anahtar üzerine yansıyan gerilim çıkış geriliminden V_{C1} gerilimine düşer. Diyot akımları tamamen sıfır olduğunda (kesintili çalışma durumu) anahtar üzerinde sadece giriş gerilimi gözükür.



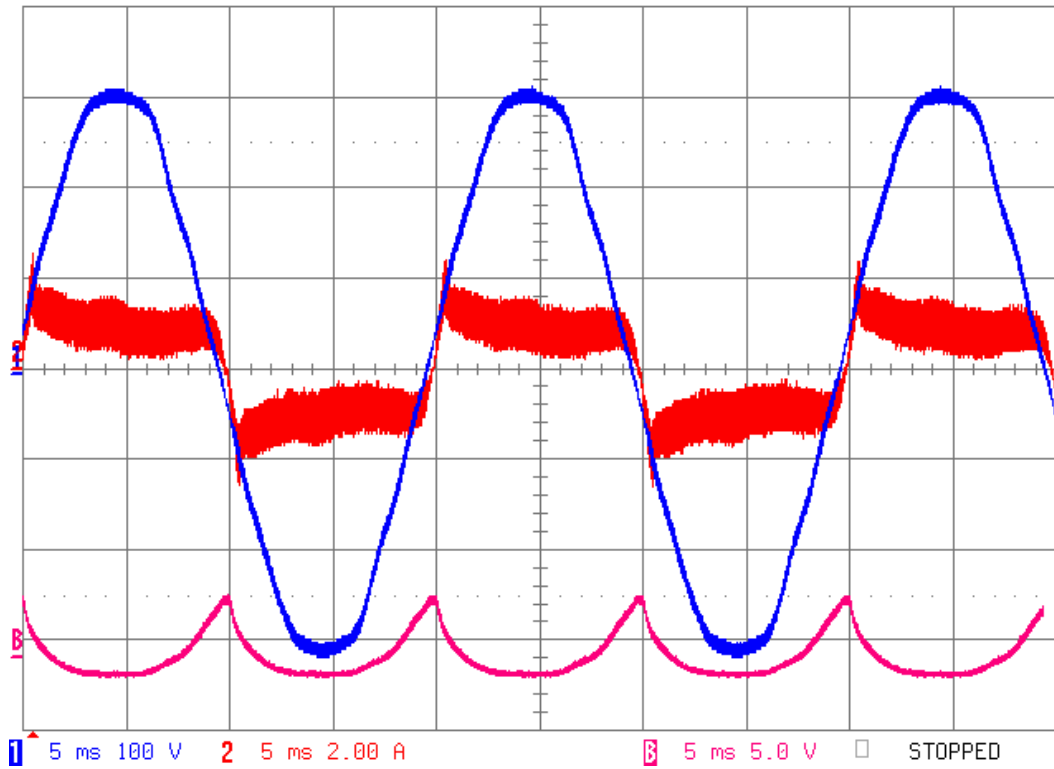
Şekil 4.14 I_p akımı (Kanal 1), I_s akımı (Kanal 2) ve V_{s1} gerilimi (Kanal A)

Şekil 4.15'te L_2 , DS_{1-AUX} ve DS_{1-2} akımları gözükmemektedir. Teorik analize (Şekil 3.4) ve simülasyon sonuçlarına (Şekil 4.2) uygun olarak, önce yükseltici endüktansı akımı sıfıra inmekte, daha sonra yön değiştirerek C_1 kapasitesini şarj etmekte, I_{L2} akımı IDS_{1-AUX} akımına eriştiğinde çıkış diyodu olan DS_{1-2} 'in akımı sıfıra inerek kesime girmektedir. T_1 üzerinde depolanan enerji sıfıra indiğinde, I_s ya da IDS_{1-AUX} akımı da sıfıra inmektedir. Daha sonra ise, bir sonraki periyoda kadar, kesintili çalışma durumuna uygun olarak bir ölü zaman oluşmaktadır.

Şekil 4.16'da, şebeke gerilim ve akımı ile bağlı iletim süresinin değişimi görülmektedir. Çıkış geriliminin regülasyonu açısından, simülasyon sonuçlarında da olduğu gibi, bağlı iletim süresi giriş gerilimi ile ters orantılı olarak değişmektedir.

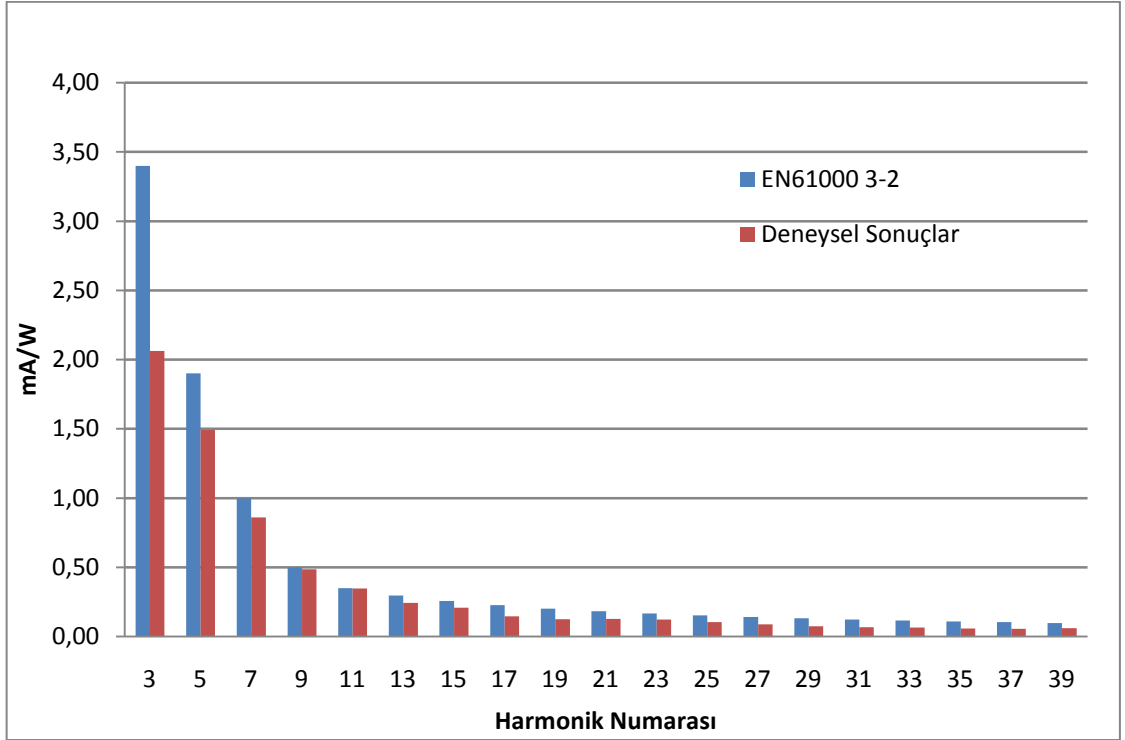


Şekil 4.15 I_{L2} (Kanal 1), IDS_{1-2} (Kanal 2) ve IDS_{1-AUX} (Kanal A) akımları



Şekil 4.16 Şebeke gerilimi (Kanal 1), şebeke akımı (Kanal 2) ve bağlı iletim süresinin değişimi (Kanal B)

Şekil 4.17’de, deneysel çalışma sonucunda elde edilen giriş akımının harmonik içeriği ve EN 61000 3-2 için izin verilen sınır içerikler gözükmemektedir. Görüldüğü gibi elde edilen sonuçlar EN61000 3-2 sınırları içinde kalmaktadır.



Şekil 4.17 Elde edilen deneysel sonuçlara göre harmonik içerik

5. SONUÇLAR

Lineer olmayan yükler, sinüzoidal olan şebeke gerilimi ile hem faz farkına sahip, hem de sinüzoidal olmayan akımlar çekmektedir. Bu akımlar şebeke tarafında bozulmalara yol açmaktadır. Böylece hem enerjinin iletilmesi aşamasında verim düşmekte, hem de alıcılara ulaştırılan enerjinin kalitesi düşmektedir. Enerjinin iletilmesi ve tüketilmesindeki kalite ve verimliliği ölçmek amacıyla güç faktörü kavramı ortaya konulmuştur.

Son yıllarda kullanımı giderek artan güç elektroniği sistemleri de lineer olmayan yükler gurubundadır ve şebekeden genellikle yüksek frekanslı ve harmonik akımlar çeker. Sıkça kullanılan yüklerin büyük çoğunluğu DC gerilim ile çalıştığından, ucuz ve pratik olması amacıyla tam köprü doğrultucu ve bir filtre kondansatörü ile elde edilen DC gerilim kaynağı yaygın olarak kullanılmaktadır. Ancak bu gerilim kaynağının şebeke akımı oldukça bozuktur ve yüksek harmonik içeriğe sahiptir. Bu olumsuz durumun önüne geçilebilmek için çok çeşitli yöntemler ortaya konulmuştur. Güç faktörü düzeltme yöntemleri çok farklı şekillerde gerçekleştirilebilse de, ihtiyaç duyulan özelliklere göre uygun olan çözüm yönteminin kullanılması önem kazanmaktadır.

Güç faktörünün düzeltilmesi amacıyla kullanılan en basit ve ucuz çözüm pasif filtrelerdir. Pasif filtreler özellikle düşük güçlerde pratik bir çözüm olsa da, farklı çalışma şartları altında daha verimli çözümlere ihtiyaç duyulmaktadır. Bu amaçla, yarı iletken elemanların kullanılması ile elde edilen yüksek frekanslı AC-DC dönüştürücüler ortaya çıkmıştır. Yüksek frekanslı AC-DC dönüştürücüler ile daha geniş bir güç aralığında daha iyi bir güç faktörü elde etmek mümkün olmaktadır.

Bu çalışmada, güç faktörü düzeltme yöntemleri araştırılmış ve bu yöntemlerden tek aşamalı yüksek frekanslı AC-DC dönüştürücüler detaylı olarak incelenmiştir. Literatürde bulunan dönüştürücülerin bazılarının detaylı incelemesi yapılmış, tek aşamalı yüksek frekanslı AC-DC dönüştürücülerin avantaj ve dezavantajları ortaya konulmuştur. Seçilen bir dönüştürücünün detaylı teorik analizi ile simülasyon ve uygulama çalışmaları yapılmıştır. Yapılmış olan simülasyon çalışmaları teorik analizi, uygulama çalışması da simülasyon sonuçlarını doğrulamaktadır.

KAYNAKLAR

Agilent Technologies (2004), Single Channel, High Speed Optocouplers Techincal Data.

Akın, B., (2008), “Yeni Bir Yumuşak Anahtarlama Tek Fazlı Güç Faktörü Düzeltme Devresinin Geliştirilmesi ve Gerçekleştirilmesi”, Doktora Tezi, Y.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.

Basu,S.(2006), “Single Phase Active Power Factor Correction Converters”, Doktora Tezi, Chalmers University of Technology.

Bodur,H.(2010), Güç Elektroniği, Birsen Yayınevi, İstanbul.

EPSMA (2004). Harmonic Current Emmissions Guidelines to the standart EN61000 3-2.

Fairchild Semiconductor (2004), Application Note 42047, Power Factor Correction (PFC) Basics.

Garcia,O., Cobos,J.A., Prieto,R., Alou,P. ve Uceda,J. (2003). “Single Phase Power Factor Correction: A Survey”, IEEE Transactions on Power Electronics, 18(3):749-755

Garcia,O., Cobos,J.A., Prieto,R., Alou,P. ve Uceda,J. (2001), “Power Factor Correction: A survey”, Power Electronics Specialists Conference(PESC), Canada, 1(1):8-13.

IEC61000-3-2, Electromagnetic Compatibility (EMC)—Part 3: Limits—Section2: Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment Input Current <16A per Phase).

Ismail,E.H., Sabzali,A.J. ve Al-Saffar, M.A. (2008), “Buck-Boost-Type Unity Power Factor Rectifier with Extended Voltage Conversion Ratio” IEEE Trans. on Industrial Electronics,. 55(3):1123-1132.

IXYS (2001), Mosfet/Igbt Drivers Theory and Applications, Application Note AN0002.

İşen,E. (2005), “Üç Fazlı AC-DC Dönüştürücülerde Güç Faktörünün Düzeltilmesi”, Yüksek Lisans Tezi, Y.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul

Kasap, M.B. (2006), “Güç Faktörü Düzeltme Doğrultucular ve Simülasyonları”, Yüksek Lisans Tezi, Dumlupınar Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kütahya

Lazaro,A., Barrado A., Pleite,J. ve Olias,E. (2002), “New Power Factor Correction AC-DC Converter with Reduced Storage Capacitor Voltage” Industrial Electronics Society, (IECON 02).

Lazaro,A., Barrado A., Pleite,J., Vazquez,R. ve Olias,E. (2002), “New Family of Single Stage PFC Converters With Series Inductance Interval” Proc. IEEE Power Electronics Specials Conf. (PESC 02), Cairns, Australia.

Lazaro,A., Barrado,A., Sanz,M., Salas,V. ve Olias,E. (2007), “New Power Factor Correction AC-DC Converter With Reduced Storage Capacitor Voltage”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, 54(1):384-397.

Lee, J.J., Kwon, J.M., Kim, E.H., Choi, W.Y. ve Kwon, B.H. (2008), “Single-Stage Single-Switch PFC Flyback Converter Using a synchronous Rectifier”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, 55(3):1352-1365.

Lu, D.D.C., Iu, H.H.C. ve Pjevalica,V. (2008), “A Single Stage AC-DC Converter With High Power Factor, Regulated Bus Voltage, and Output Voltage”, IEEE Trans. on Power Electronics, 23(1):218-228.

Luo,S., Qiu,W., Wu,W. ve Batarseh,I. (2005), “Flyboost Power Factor Correction Cell and a New Family of Single Stage AC-DC Converters”, IEEE Trans. on Power Electronics, 20(1):25-34.

Mert,T. (2007), “Güç Faktörü Düzelte Yöntemlerinin İncelenmesi ve Bir Uygulama Devresinin Gerçekleştirilmesi”, Y.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul

Mohan,N., Udeland,T., ve Robbins, W. (1995), Power Electronics: Converters, Applications and Design, 2nd ed. New York: Wiley.

Moschopoulos,G. ve Jain, P. (2005), “Single Phase Single Stage Power Factor Corrected Converter Topologies” IEEE Transactions on Industrial Electronics, 52(1):23-35.

ON Semiconductor (2007), Power Factor Correction (PFC) Handbook.

Rashid,M.H. (2001), Power Electronics Handbook, Canada.

Redl,R. ve Balogh,L. (1995), “Design Considerations for Single-Stage Isolated Power-Factor-Corrected Power Supplies with Fast Regulation of the Output Voltage” IEEE Power Electronics Conference and Exposition (APEC 95), 1995 Osaka, Japonya.

Rodriguez, E., Garcia, O., Cobos,J.A., Arau,J. ve Uceda,J. (1998), “A Single-Stage Rectifier with PFC and Fast Regulation of the Output Voltage” IEEE Power Electronics Congress, CIEP 98 VI IEEE International.

Schaffner EMV AG (2006), IEC61000 3-2 Standarts Overview.

Texas Instruments (2003), SG3524 Datasheet&Application Notes.

Tse,C.K. ve Chow,M.H.L. (1998), “A Theoretical Examination of the Circuit Requirements of Power Factor Correction” Proc. IEEE Power Electronics Specials Conf. (PESC 98), 1998 Fukuoka, JAPAN.

Ünal,T. (2006), “Design of a Single Phase Full Bridge Diode Rectifier Power Factor Correction Educational Test System”, Yüksek Lisans Tezi, ODTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.

Yao,K., Xu M., Ruan X. ve Gu L. (2009), “Boost-Flyback Single-Stage PFC Converter with Large DC Bus Voltage Ripple”, IEEE Power Electronics Conference and Exposition (APEC 09), 2009 Washington, USA

ÖZGEÇMİŞ

Doğum Tarihi 06.05.1985

Doğum Yeri İstanbul

Lise 1996-2003 Bayrampaşa Anadolu Lisesi

Lisans 2003-2008 Y.T.Ü. Elektrik Mühendisliği

Yüksek Lisans 2008-2010 Y.T.Ü.Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği
Anabilim Dalı, Elektrik Makineleri ve Güç
Elektronik Programı

Çalıştığı Kurumlar

2008-2009 Argos Networks A.Ş.

2009-Devam Y.T.Ü. Elektrik Mühendisliği Bölümü Araştırma
ediyor. Görevlisi