

GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME DEVRELERİNİN
İNCELENMESİ ve TASARLANMASI

Elektronik ve Haberleşme Müh. Bilsay ÇITAK

F.B.E Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı
Elektronik Programında Hazırlanan

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı : Prof.Dr.Oruç BİLGİÇ

[Signature]

Doç.Dr. M.Hadi SARUL

[Signature]

Y.Doç.Dr. Gülderen Yıldırım

[Signature]

İÇİNDEKİLER

Sayfa

SİMGE LİSTESİ	iv
KISALTMA LİSTESİ	vi
ŞEKİL LİSTESİ	vii
ÇİZELGE LİSTESİ	viii
ÖNSÖZ	ix
ÖZET	x
ABSTRACT	xi
1. GİRİŞ	1
2. GÜÇ FAKTÖRÜ TEMEL TANIMLARI	2
2.1 Sinüzoidal Çalışmada Güç Faktörü	6
2.2 Sinüzoidal Olmayan Çalışmada Güç Faktörü	7
2.3 Güç faktörü düzeltmenin temel ilkesi	9
2.4 Genel Şema	10
3. TEMEL GÜÇ KAYNAĞI TOPOLOJİLERİ	13
3.1 Yalıtımsız Güç Kaynakları	13
3.1.1 Buck Dönüştürücü	13
3.1.1.1 Buck Dönüştürücü Küçük İşaret Eşdeğeri	14
3.1.2 Boost Dönüştürücü	15
3.1.2.1 Boost Dönüştürücü Küçük İşaret Eşdeğeri	18
3.1.3 Buck-Boost Dönüştürücü	19
3.1.3.1 Buck-Boost Dönüştürücü Küçük İşaret Eşdeğeri	20
3.2 Yalıtımlı Güç Kaynakları	20
3.2.1 Forward (ileri yönde) Dönüştürücü	20
3.2.2 İki Anahtarlı İleri Yönde Dönüştürücü	22
3.2.3 Flyback Dönüştürücü	22
3.2.3.1 Flyback Dönüştürücü Küçük İşaret Eşdeğeri	24
3.2.4 İki Anahtarlı Çapraz Dönüştürücü (Flyback 2 Anahtarlı Dönüştürücü)	25
3.2.5 Push – Pull Dönüştürücü	25
3.2.6 Yarım Köprü Dönüştürücü	27
3.2.7 Tam Köprü Dönüştürücü	28
4. TEK FAZLI GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME DEVRELERİ	30
4.1 Pasif Güç Faktörü Düzeltme Devreleri	30
4.1.1 İki Durumlu (2-stage) PFC	30

4.1.2	Tek Durumlu (Single-stage) PFC.....	31
5.	ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAKLARINDA KONTROL YÖNTEMLERİ	32
5.1	Gerilim Kontrolü	32
5.2	Akım Kontrolü.....	32
5.2.1	Akım Kontrollü Devrenin Çalışma Prensipleri	33
5.2.2	Akım Kontrolünün Üstünlükleri ve Sakıncaları.....	34
5.2.2.1	Akım Kontrolünün Sakıncaları.....	34
6.	GÜÇ FAKTÖRÜNÜN DÜZELTİLMESİ	35
6.1	Güç Faktörü Düzeltilmesi Yapılmayan Güç Kaynakları.....	35
7.	GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTİLMESİNDEKİ KONTROL TEKNİKLERİ.....	36
7.1	Pik Akımı Kontrol Tekniği.....	36
7.2	Ortalama Akım Kontrol Tekniği	38
7.3	Histerezis Kontrol Tekniği	39
7.4	Sınır Hat Kontrolü.....	41
7.5	Kesintili Akım PWM Kontrolü Tekniği.....	42
8.	TASARIM KRİTERLERİ.....	44
8.1	Anahtarlama Frekansı.....	46
8.2	Endüktans Pik ve RMS akımı.....	48
8.2.1	Pik Akımı.....	48
8.2.2	Endüktans RMS Akımı.....	50
8.3	Endüktans Seçimi	51
8.4	Çıkış Kondansatörü Seçimi	52
9.	KONTROL TEKNİKLERİ İLE YAPILAN TASARIMLAR	54
9.1	Kesintili Akım PWM Kontrolü Tasarımı	54
9.1.1	Kesintili Akım PWM Kontrolü Tasarım Kriterleri	55
9.1.2	Kesintili Akım PWM Kontrolü Eleman Değerlerinin Bulunması	55
9.2	Ortalama Akım Kontrolü Tasarımı	57
9.2.1	Ortalama Akım Kontrolü Tasarım Kriterleri.....	57
9.2.2	Ortalama Akım Kontrolü Eleman Değerlerinin Bulunması.....	58
9.3	Kontrol Tekniklerinin Kıyaslanması	62
10.	SONUÇLAR.....	63
	ÖZGEÇMİŞ.....	66

SİMGE LİSTESİ

P	gerçek veya aktif güç
S	görünen güç
Q	reaktif güç
$\emptyset$	faz açısı
k_d	distorsiyon (bozulma) faktörü
k_ϕ	kayma faktörü
k	anahtar çevrim oranı
V_{RMS}	gerilimin efektif değeri
I_{RMS}	akımın efektif değeri
I_{1RMS}	akımın 1.harmoniğinin efektif değeri
$THD_{(V)}$	gerilimdeki toplam harmonik bozulma
$THD_{(I)}$	akımdaki toplam harmonik bozulma
V_{km}	gerilimin harmonik bileşeni
I_{km}	akımın harmonik bileşeni
$PF_{gerçek}$	gerçek güç faktörü
PF_{temel}	temel güç faktörü
F_b	harmonik bozulma faktörü
$I_{in}(I_i)$	giriş akımı
$I_{out}(I_o)$	çıkış akımı
i_L	endüktans akımı
$\langle I_L \rangle_T$	T periyotlu devredeki tek akım üçgeninin ortalaması
I_{Lpk}	T periyotlu devrede endüktans akımının pik değeri
$I_{L(RMS)}$	endüktans akımı RMS değeri
$I_{in}(t)$	anlık AC hat akımı
I_{AC}	akımın RMS değeri
ϕ_1	temel akım faz farkı
t_{ON}	güç anahtarı iletimde olma zamanı
t_{OFF}	güç anahtarı kesimde olma zamanı
R_e	eşdeğer yük direnci
T	güç anahtarı periyodu
t_i	anahtarın iletimde olduğu sürenin periyoda oranı
t_k	anahtarın kesimde olduğu sürenin periyoda oranı
R_{LOAD}	çıkış yük direnci
N_1	birincil sargı sarım sayısı
N_2	ikincil sargı sarım sayısı
t	anahtarlama zamanı
L	endüktans değeri
C	kondansatör değeri
G_{in}	giriş iletkenliği
$V_{in}(V_i)$	giriş gerilimi

$V_{AC\min}$	AC giriş geriliminin minimum değeri
V_{AC}	AC giriş gerilimi değeri
$V_{AC(RMS)}$	giriş gerilimi RMS değeri(V_{in})
$V_{out}(V_o)$	çıkış gerilimi
$\langle P_{in} \rangle$	ortalama giriş gücü
$\langle P_{in} \rangle_{\max}$	maksimum giriş gücü
$\langle P_o \rangle$	ortalama çıkış gücü
V_{VEA}	gerilim hata amplifikatörü çıkış gerilimi
V_{CEA}	akım hata amplifikatörü çıkış gerilimi
V_L	endüktans gerilimi
T_{ac}	AC hat periyodu



KISALTMA LİSTESİ

PFC	Power Factor Correction - Güç Faktörü Düzeltilmesi
SMPS	Switch Mode Power Supply – Anahtarlama Güç Kaynağı
DC	Direct Current – doğru akım
AC	Alternative Current – alternatif akım
THD	Total Harmonic Distortion – Toplam Harmonik Bozulma
PF	Güç Faktörü
Hz	Hertz
VA	Volt-amper
W	Watt
kV	kilovolt
kW	kilowatt
PWM	Pulse Width Modulation – Darbe Genişlik Modülasyonu
Op-amp	Operational Amplificator – İşlemsel Kuvvetlendirici



ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1 Lineer ve lineer olmayan yük için vektörel güç diyagramları	3
Şekil 2.2 : Sinüzoidal Kaynaklı Sistem	6
Şekil 2.3 : Dirençteki Kayıpların Güç Faktörüne Bağlı Değişimi	7
Şekil 2.4 : PFC temel fonksiyonel blokları	10
Şekil 2.5 : PFC genel şeması	11
Şekil 2.6 : Sistemin blok diyagramı	11
Şekil 3.1 : Temel buck dönüştürücü	13
Şekil 3.2 : Küçük İşaret Eşdeğer Devresi	15
Şekil 3.3 : Temel Boost dönüştürücü	15
Şekil 3.4 : Boost dönüştürücü temel devre şeması	17
Şekil 3.5 : Boost dönüştürücü endüktans akımı, anahtarlama işareti, filtre karakteristiği grafikleri	17
Şekil 3.6 : Boost dönüştürücü giriş ve çıkış gerilimleri	18
Şekil 3.7 : Temel Buck-Boost Dönüştürücü	19
Şekil 3.8 : Temel Forward (ileri yönde) dönüştürücü	20
Şekil 3.9 : Temel İki anahtarlı Forward Dönüştürücü	22
Şekil 3.10 : Temel Flyback (çapraz) Dönüştürücü	23
Şekil 3.11 : Temel İki Anahtarlı Flyback Dönüştürücü	25
Şekil 3.12 : Temel Push-Pull Dönüştürücü	25
Şekil 3.13 : Temel Yarım Köprü Dönüştürücü	27
Şekil 3.14 : Temel Köprü Dönüştürücü	28
Şekil 4.1 : İki durumlu geri beslemeli PFC devresi diyagramı	30
Şekil 4.2 : Tek durumlu-tek geri beslemeli PFC diyagramı	31
Şekil 5.1: Gerilim kontrolü yapılan devrenin blok diyagramı	32
Şekil 5.2 : Akım kontrolü yapılan devrenin blok diyagramı	33
Şekil 5.3 : Çalışma akımı dalga şekilleri	34
Şekil 7.1 : Pik akımı kontrol tekniği devre şeması	36
Şekil 7.2 : Pik akımı kontrol tekniği dalga şekli	37
Şekil 7.3 : Ortalama akım kontrol tekniği devre şeması	38
Şekil 7.4 : Ortalama akım kontrol tekniği dalga şekli	38
Şekil 7.5 : Histerezis kontrol tekniği devre şeması	39
Şekil 7.6 : Histerezis kontrol tekniği dalga şekli	40
Şekil 7.7 : Sınır hat kontrolü devre şeması	41
Şekil 7.8 : Sınır hat kontrolü dalga şekli	41
Şekil 7.9 : Kesintili akım PWM kontrolü devre şeması	42
Şekil 7.10 : Kesintili akım PWM kontrolü dalga şekli	43
Şekil 8.1 : PFC Durumlarında Anahtarlama	44
Şekil 8.2 : Endüktans Akımı	45
Şekil 9.1 : Kesintili akım PWM kontrol devresi tasarımı	54
Şekil 9.2 : Kesintili akım PWM kontrolü simülasyon dalga şekilleri	56
Şekil 9.3 : Ortalama akım kontrol devresi tasarımı	57
Şekil 9.4 : Ortalama akım kontrolü simülasyon dalga şekilleri	60
Şekil 9.5 : Kesintili akım PWM kontrolü giriş akım ve gerilim dalga şekilleri	61
Şekil 9.6 : Ortalama akım kontrolü giriş akım ve gerilim dalga şekilleri	61

ÇİZELGE LİSTESİ

Çizelge 8.1. Tasarım eşitlikleri.....	53
Çizelge 9.2. Düğümlere göre ortalama akım kontrolü gerilimleri	59
Çizelge 9.3 Tasarlanan kontrol teknikleri karşılaştırma tablosu	62



ÖNSÖZ

Bu tez, konusu itibariyle güç elektroniği ve elektrik devreleri için temel olan güç faktörünü düzeltme işlemlerini incelemek ve ileride yapılması muhtemel mesleki tasarımlara temel teşkil etmek amacıyla hazırlanmıştır. İnceleme ve tasarım konumuz olan güç faktörü düzeltmenin bu konuyla ilgili yeni çalışmalar yapacak değerli meslektaşlarıma ve bilimsel çalışmalarda bulunacak öğrenci arkadaşlarıma kaynak teşkil etmesi ve ışıktutmasını dilerim.

Bu çalışma süresince beni yönlendiren ve yardımlarını esirgemeyen tez danışmanım ve değerli hocam sayın Prof.Dr. Oruç Bilgiç'e, bugünlere gelmemde büyük emeği ve katkısı bulunan aileme ve tezimin hazırlanmasında bana büyük destek veren eşime teşekkürlerimi sunarım.



ÖZET

Güç faktörünün düzeltilmesi, son yıllarda güç elektroniği alanında yapılan akademik ve endüstriyel çalışmalarda geniş yer tutmaktadır. Güç elektroniği uygulamalarının elektrik şebekesini bozması ve enerjinin verimli bir şekilde kullanılma isteği, güç faktörünün düzeltilmesi çalışmalarının temel nedeni olarak kabul edilmektedir.

Günümüzde güç elektroniğinde kullanılan PFC devreleri, AC besleme gerilimi ve elektrikli cihazlar açısından çok önemlidir.

Bu çalışmada, temel dönüştürücü topolojileri ile başlayan güç dönüşümleri incelenmiştir. Kontrol metodlarının yüksek verimli, kazançlı ve kararlı devre topolojileri araştırılmış ve karşılaştırmaları yapılmıştır.

Ayrıca yaygın tek ve çift geri beslemeli PFC tasarımları yapılmış, simülasyonları tamamlanmış ve sonuçları karşılaştırılmıştır.

Anahtar kelimeler: Güç faktörünün düzeltilmesi, ac-dc ve dc-dc dönüştürücüler.

ABSTRACT

In the last years, power factor correction has been widely taken place at academic and industrial studies in the power electronics field. The damages of power electronic applications to electric utility and the desire to use the energy efficiently are accepted as the basic reason in the studies of power factor correction.

Nowadays, PFC circuits that can be realized by power electronics, are very important for AC mains and electrical equipments.

In this study, the power conversions beginning with main converter topologies are investigated. More efficient, profitable and stable topologies for control methods are researched, and comparisons of them are presented.

The two common topologies of PFC with one and two feedback are simulated and compared in detail.

Keywords: Power Factor Correction, AC-DC and DC-DC converters.



1. GİRİŞ

Modern elektronik donanımlar, AC şebeke veya güç hattı için tamamen lineer bir yük olarak davranmamaktadır. Geçmişte, yüklerin ya ohmik yada ohmik-endüktif bir karakter sergiledikleri görülmektedir. Fakat günümüzde, çoğu elektronik sistemler bir veya daha fazla anahtarlama mod dönüştürücüleri kullanmakta ve şebekeden sinüzoidal olmayan bir akım çekmektedir. Pratikte çoğu elektronik cihazın girişine PFC ilavesi yapılması gerekmektedir, örneğin floresan lambaların balastları, TV güç kaynakları ve motor sürücüleri.

Düzgün tasarlanmış PFC, ana kaynaktan sinüzoidal giriş akımı çeker. Bu giriş akımı karakteristiği, akım ve gerilim üzerinde bozulmalara yol açmaktadır. Böylece, güç hattına bağlı olan diğer ekipmanlar bundan etkilenecek problemler çıkarabilmekte, elektrik dağıtım hatlarında daha kalın kablolar kullanılması gerekmekte, şebekenin kullanılabilirliği ve verimi düşmektedir. Bütün bu problemlerin aşılabilmesi, güç hattındaki harmonik bozulmaların kabul edilebilir bir seviyeye çekilebilmesi için güç faktörü düzeltme (PFC) yöntem ve devreleri geliştirilmiştir. Bu amaçla, IEC 1000-3-2 gibi standartlar ortaya konulmuştur. (Wuidart, L., 1999)

Hatta, güç elektroniği devreleri dışında özellikle SMPS devreleri için de sıklıkla kullanılmaya başlanan güç faktörü düzeltme devreleri, artık çoğu elektronik cihaz için bir standart haline gelmeye başlamıştır. Örneğin; bilgisayar sistemlerine duyulan ihtiyaç ve sistemlerin komplike hale gelmesiyle birlikte kullandığımız bilgisayar sayısı oldukça artmakta, bununla birlikte şebekeden çekilen gücün bozulmasını engellemek için tercih edilen bilgisayarların güç kaynaklarında güç faktörü düzeltme özelliği şart olmuştur.

2. GÜÇ FAKTÖRÜ TEMEL TANIMLARI

Güç faktörü, bir AC kaynaktan beslenen elektriksel yüke ait gerilim ile akım dalga şekilleri arasındaki ilişkinin bir ölçüsüdür. Bahsedilen kaynak, çoğu zaman bir AC şebekedir.

Daha bilimsel bir ifadeyle güç faktörü, elektriksel yük tarafından oluşturulan KW ile KVA arasındaki orandır. KW, gerçek gücü, KVA ise görünen gücü temsil eder. Bu, akımın ne kadar etkin bir şekilde, faydalı bir çıkış olarak oluşturulduğunun ölçüsüdür ve önemli şekilde, besleme sisteminin verimine yük akımının etkisinin en iyi göstergesidir.

Bütün akımlar, kaynak ve dağıtım sisteminde kayıplara sebep olur. 1.0'lık güç faktörüne sahip bir yük, kaynak sisteminde çok kayıpları olan 0.5'lik güç faktörüne sahip yükten çok daha verimlidir.

Düşük güç faktörlü devreler, yük üzerinden akan akım ve yükteki gerilim arasında önemli faz farkına sahiptir, bu devreler ya yüksek harmonik bileşene sahiptir ya da süreksiz akım dalga şekline sahiptir.

Ohmik bir yüke sahip devrelerde güç faktörü 1 olup THD sıfırdır. Burada, akım dalga şekli sinüzoidaldir ve giriş gerilimiyle aynı fazdadır. Bu tip cihazlar akkor lambalar ve ısıtıcılardır.

Lineer bir yüke sahip devrelerde akım dalga şekli yine sinüzoidaldir, ancak gerilim dalga şekline göre faz kayması vardır. THD yine sıfırdır, fakat faz kayması sebebiyle güç faktörü 1'den küçük değer olmaktadır. Bu tip cihazlar, AC motorlar, transformatörler ve aydınlatma balastları gibi endüktif yükler olarak gösterilebilir.

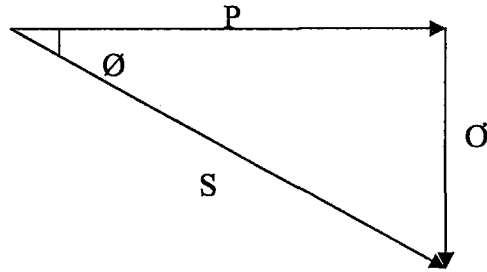
Lineer olmayan bir yük için akım dalga şekli sinüzoidal değildir, güç faktörü 1'den küçük ve THD sıfır değildir. Bu dalga şekline sahip bir örnek, kondansatörlü bir doğrultucu olarak gösterilebilir.

Bozuk bir dalga şekli, doğrultucu, değişken hızlı bir yük, SMPS veya elektronik bir yükün sonucu olabilir.

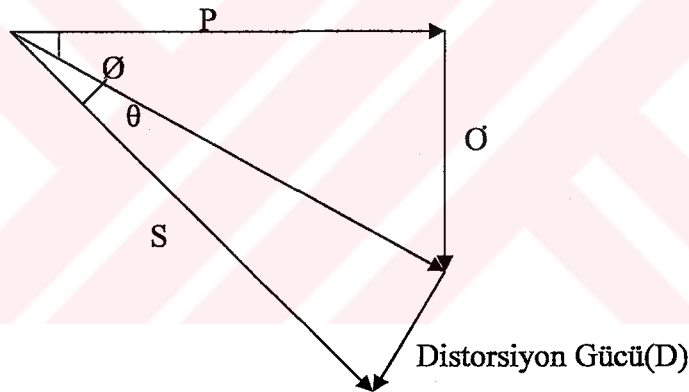
Düşük güç faktörü, endüktif yükle orantılı olarak güç faktörü düzeltilmesi ilavesiyle geliştirilir, ancak bozuk akım dalga şekline bağlı olarak düşük güç faktörü, tasarımda değişikliklere veya kazançta artma sağlayacak pahalı harmonik filtreler gereksinim duyar. Bazı dönüştürücüler, gerçekte 0,95'ten daha verimli güç vermezler, gerçek güç faktörü verimi 0.5 ile 0.75 arasındadır.

Güç faktörünün düşük olması, genel olarak yükün aktif gücüne göre şebekeden yüksek gibi görünen akımın çekildiğini, jeneratör ve transformatör ile iletim hatları gibi üretim ve iletim sistemlerinin VA kapasitelerinin gereksiz olarak kullanıldığını göstermektedir.

Bu sistemlerin VA kapasitelerinin verimli bir şekilde kullanılabilmesi için, THD mümkün olduğu kadar düşük ve $\cos \phi$ (kayma faktörü) yüksek olmalıdır.



(a) Lineer Yük



(b) Lineer Olmayan Yük

Şekil 2.1 Lineer ve lineer olmayan yük için vektörel güç diyagramları

Şekil 2.1' de lineer ohmik-endüktif ve lineer olmayan yük için vektörel güç diyagramları verilmiştir. Güç faktörünü ve güçleri önce lineer ohmik-endüktif bir yük üzerinde tanımlamak yararlıdır. Böyle bir yüke ait vektörel güç diyagramı Şekil 2.1(a)'da verilmiştir. Burada, yükün toplam veya görünen gücü (S), aktif veya gerçek güç (P) ile reaktif gücün (Q) vektörel toplamıdır. Şekil 2.1(b)'de ise, lineer olmayan bir yükün vektörel güç diyagramı görülmektedir.

Buna göre;

- $\phi=0^\circ$ ise, yük saf ohmiktir ve görünen güç, gerçek güce eşittir.
- $\phi=90^\circ$ ise, yük saf endüktiftir ve görünen güç, reaktif güce eşittir.

Ayrıca, yük endüktif bir reaktansa sahip ise akım geride ve yük kapasitif bir reaktansa sahip ise akım ileridedir.

Genel olarak bir lineer ohmik-endüktif yük için güç faktörü,

$$\text{Güç Faktörü (PF)} = \frac{\text{GerçekGüç}(P)}{\text{GörünenGüç}(S)} = \cos \phi \quad (2.1)$$

şeklinde tanımlanır. Ayrıca, görünen ile aktif ve reaktif güçler,

$$S = V_{RMS} \cdot I_{RMS} \quad (2.2)$$

$$P = S \cdot \cos \phi \quad (2.3)$$

$$Q = S \cdot \sin \phi \quad (2.4)$$

olarak ifade edilir. Burada V_{RMS} ve I_{RMS} , gerilim ve akımın efektif değerleridir.

Lineer olmayan bir yük için, bu ifadeler biraz daha karmaşık olmaktadır. Lineer olmayan bir yük için güç faktörü,

$$\text{Güç Faktörü (PF)} = \frac{\text{GerçekGüç}(P)}{\text{GörünenGüç}(S)} = k_d \cdot k_\phi \quad (2.5)$$

şeklinde tanımlanır.

Lineer olmayan bir yükte, akımın tamamı temel hat frekansında değildir. Çeşitli harmonik akımlar ile temel akımın toplamı toplam çekilen akımı vermektedir. Burada, distorsiyon (bozulma) gücü ifadesi karşımıza çıkmaktadır. Distorsiyon gücü, yükte harcanan güce doğrudan etki etmez fakat görünen gücü daha da artırır. Şekil 2.1(b)'de verilen bu durumda θ , distorsiyon açısıdır. Lineer olmayan bir yük için aşağıdaki genel tanımlar yapılır.

$$\text{Güç Faktörü (PF)} = \frac{P}{S} = k_d \cdot k_\phi \quad (2.6)$$

$$k_d = \frac{I_{1RMS}}{I_{RMS}} \quad (2.7)$$

$$k_{\phi} = \cos \phi_1 \quad (2.8)$$

$$I_{RMS} = \text{Toplam Akım} = \sqrt{I_{1RMS}^2 + I_{2RMS}^2 + \dots + I_{nRMS}^2} \quad (2.9)$$

Düzgün veya sinüzoidal bir akım için, $I_{RMS} = I_{1RMS}$, $k_d = 1$ olur. Böylece denklem (2.6), denklem (2.1)'e eşit olur.

Akım dalga şeklindeki bağıl bozulmayı yüzdesel olarak ifade eden toplam harmonik distorsiyon (bozulma),

$$THD = \sqrt{\frac{I_{rms}^2 - I_{1rms}^2}{I_{1rms}^2}} \quad (2.10)$$

şeklinde tanımlanır. Bu ifadeye göre, örneğin $I = 5A$ ve $I_1 = 4A$ ise, THD 0,75 olmakta ve bu yüzdesel olarak %75'lik bir THD şeklinde gösterilmektedir. THD'nin %100'den büyük olduğuna da rastlanılabilir.

Yukarıdaki bağıntılar kullanılarak k_d ile THD arasında,

$$k_d = \sqrt{\frac{1}{1 + (THD)^2}} \quad (2.11)$$

şeklinde bir ilişkinin olduğu kolayca bulunabilir.

Verilen tanımlarda kullanılan ifadeler için;

k_d : distorsiyon (bozulma) faktörü,

k_{ϕ} : kayma faktörü,

I_{RMS} : efektif toplam akım,

I_{1RMS} : efektif temel akım,

ϕ_1 : temel akım faz farkı

açıklamaları yazılabilir.

Güç faktörünü olabildiğince yükseltmek ve tasarlanan sistemlerin VA kapasitelerinin verimli bir şekilde kullanılabilmesi için, mümkün olduğu kadar THD düşük ve kayma faktörünün

$(\cos \phi_1)$ yüksek olması gerekmektedir.

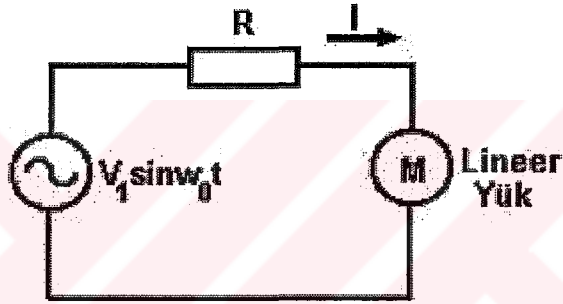
2.1 Sinüzoidal Çalışmada Güç Faktörü

Lineer olmayan yüklerden dolayı güç faktörünün nasıl etkilendiğini belirlemek için öncelikle saf sinüs sinyali ile çalışan lineer bir yükün davranışının incelenmesi gerekir.

$$v(t) = V_{1m} \cdot \sin(\omega_0 t + \delta_1) \quad (2.12)$$

$$i(t) = I_{1m} \cdot \sin(\omega_0 t + \theta_1) \quad (2.13)$$

Şekil 2.2'deki sistem için, çekilen aktif gücün görünür güce oranı temel güç faktörünü verecektir.



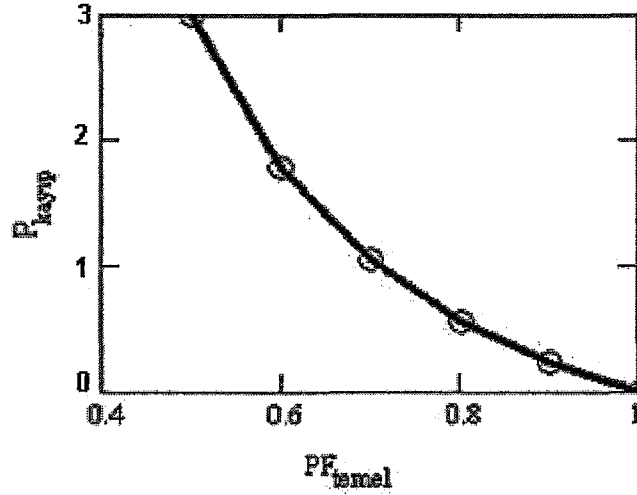
Şekil 2.2 : Sinüzoidal Kaynaklı Sistem

Saf sinüs sinyali olan kaynak için ;

$$PF_{temel} = \frac{V_1 I_1 \cos(\delta_1 - \theta_1)}{V_1 I_1} = \cos(\delta_1 - \theta_1) \quad (2.14)$$

Burada PF_{temel} , saf sinüs sinyali ile çalışan sistemin güç faktörü, $(\delta_1 - \theta_1)$ güç faktörünün açısı, $PF_{gerçek}$ gerçek güç faktörüdür. Saf sinüs sinyali olan bir kaynak için temel güç faktörü ile gerçek güç faktörü birbirine eşittir.

Devrede motorun çektiği aktif güç ve V_1 gerilimi sabit iken, $(\delta_1 - \theta_1)$ açısının değişimine bağlı olarak, ön dirençten oluşan RI^2 kaybının değişimi aşağıdaki gibi çizilebilir.



Şekil 2.3 : Dirençteki Kayıpların Güç Faktörüne Bağlı Değişimi

Distorsiyon gücü, yükte harcanan güce doğrudan etki etmez fakat görünen gücü daha da artırır. Şekil 2.3'ten de görüleceği gibi, güç faktöründeki artma Şekil 2.2'deki devrede bulunan dirençteki kayıp gücün azalması durumunda gerçekleşecektir.[2-3]

2.2 Sinüzoidal Olmayan Çalışmada Güç Faktörü

Şebekede transformatörlerin doyumda çalışması veya güç elektroniği devreleri gibi lineer olmayan elemanlar gerilim ve akım harmonik bileşenleri oluştururlar. En baskın harmonikler f_0 (Hz) frekanslı temel harmoniğin 3., 5.ve 7. katları olan harmonikleridir. (McEachern A., 1993)

Bu harmonikleri içeren akım ve gerilim dalgası;

$$v(t) = \sum_{k=1}^{\infty} V_{km} \cdot \sin(k\omega_0 t + \delta_k) \quad (2.15)$$

$$i(t) = \sum_{k=1}^{\infty} i_{km} \cdot \sin(k\omega_0 t + \theta_k) \quad (2.16)$$

Bunların efektif değerleri ise;

$$V = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{V_{km}}{\sqrt{2}} \right)^2} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} V_k^2} \quad (2.17)$$

$$I = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{I_{km}}{\sqrt{2}} \right)^2} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} I_k^2} \quad (2.18)$$

olarak bulunur.

Buna göre çekilen aktif güç;

$$P = \sum_{k=1}^{\infty} V_{k1m} \cdot I_{k1m} \cdot \cos(\delta_k - \theta_k) = P_1 + P_2 + \dots + P_k \quad (2.19)$$

olduğundan harmonik bileşenlerin neden olduğu aktif güç, toplam çekilen gücü arttırabilmekte veya azaltabilmektedir.

Gerilim ve akımdaki bozulma miktarının, bir ölçüt olarak kullanılan Toplam Harmonik Bozulma (THD) katsayısı,

$$THD_{(V)} = 100 \cdot \sqrt{\frac{\sum_{k=2}^{\infty} V_k^2}{V_1^2}} \quad (2.20)$$

$$THD_{(I)} = 100 \cdot \sqrt{\frac{\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2}{I_1^2}} \quad (2.21)$$

şeklinde yazılabilir.

$THD_{(V)}$ ' e bağlı olarak V ve I aşağıdaki şekilde bulunur.

$$V = V_{(1)} \sqrt{1 + \left(\frac{THD_{(V)}}{100} \right)^2} \quad (2.22)$$

$$I = I_{(1)} \sqrt{1 + \left(\frac{THD_{(I)}}{100} \right)^2} \quad (2.23)$$

$$PF_{gerçek} = \frac{P}{V_1 I_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD_{(V)}}{100} \right)^2} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{THD_{(I)}}{100} \right)^2}} \quad (2.24)$$

- Temel harmonik frekans dışında diğer harmonik frekansların oluşturdukları güçler küçük olduğundan ihmal edilerek $P = P_1$

- Gerilimde harmoniklerden dolayı meydana gelen bozulma genellikle %10 'dan düşük olduğundan $V = V_1$ olarak kabul edilebilir.

$$PF_{gerçek} = \frac{P}{V_1 I_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD(I)}{100} \right)^2}} = PF_{temel} \cdot F_b \quad (2.25)$$

Bu eşitlik incelendiğinde, PF_{temel} 'in en büyük değeri 1 olacaktır.

F_b : Akım harmoniklerinin güç katsayısındaki bozulmaya etkisini belirleyen katsayıdır.

Sistemde harmonik bozulma yoksa ; $F_b = 1$ ve $PF_{gerçek} = PF_{temel}$

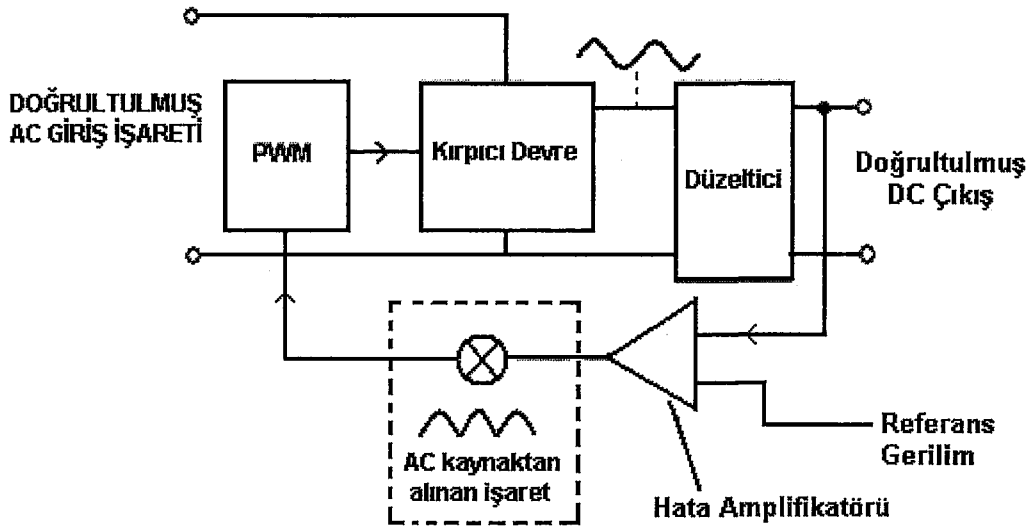
- Gerçek güç faktörleri 0.707 'den düşük iken, temel güç faktörleri 1 civarındadır.
- 3 fazlı devreler, tek fazlı devrelere göre daha düşük akım bozulmasında, dolayısıyla daha yüksek bozuk güç faktörü değerinde çalışırlar.

Harmoniklerin neden olduğu düşük güç faktörü, şönt kapasitörler eklenerek kompanze edilemez. Temel güç faktörüne, kapasitörlerle çalışan tek fazlı cihazların fazla olduğu sistemlerde dikkat edilmelidir. Burada eklenecek kapasitörler, sistemde harmoniklerin artmasına ve rezonanslara sebep olmaktadır. Bunun yerine pasif veya aktif filtre yöntemleri ile güç faktörünün düzeltilmesi tercih edilmelidir.(Dugan R.C., McGranaghan M.F., Beaty H.V., 1996)

2.3 Güç faktörü düzeltmenin temel ilkesi

Bir güç faktörü düzeltici, temel olarak bir AC-DC dönüştürücüdür ve genellikle bir SMPS (anahtarlama güç kaynağı) yapıya dayanmaktadır. Bir güç faktörü düzelticinin temel fonksiyonel blokları Şekil 2.4 'de gösterilmiştir.

Bir standart SMPS'de, onun sağladığı gücün miktarını ayarlamak için (PWM: darbe genişlik modülasyonu) kullanılır. Darbe genişlik modülatörü, DC giriş gerilimini kesen güç elektrik düğmesini kontrol eder. Darbe sıraları düzeltilir, ardından DC gerilim üretilir. Bu çıkış gerilimi kaynaktan çekilen bir gerilim referansla kıyaslanır ve hata gerilimi ile sonuçlanan gerilim farkı PWM girişine geri besleme yapar. Darbelerin genişliğinden dolayı değişen PWM'in girişine geri beslenen gerilim farkı (hata gerilimi) için, çıkış gerilimi çok yüksek ise, darbe genişliği azaltılır, bu yüzden daha az ve kalitesiz güç çekilir.



Şekil 2.4 : PFC temel fonksiyonel blokları

İdeal bir PFC için, ana şebekeden çekilen gerilimin sinüzoidal ve ana gerilimle aynı fazda olması sağlanmaya çalışılır. Doğrultulmuş AC şebekeden türetilen işaretle hata gerilimi PWM girişi beslemeden module edilir. Bu güç, darbe genişliğinin hata gerilimi ve ana gerilimdeki ani değere bağlıdır. PFC kontrolcüsü burada, ana gerilim seviyesi yüksek iken ana hattan daha fazla, düşük iken daha az enerji çeker, bu durum sürücü akımda artışla sonuçlanır. (Wuidart, L., 1999)

2.4 Genel Şema

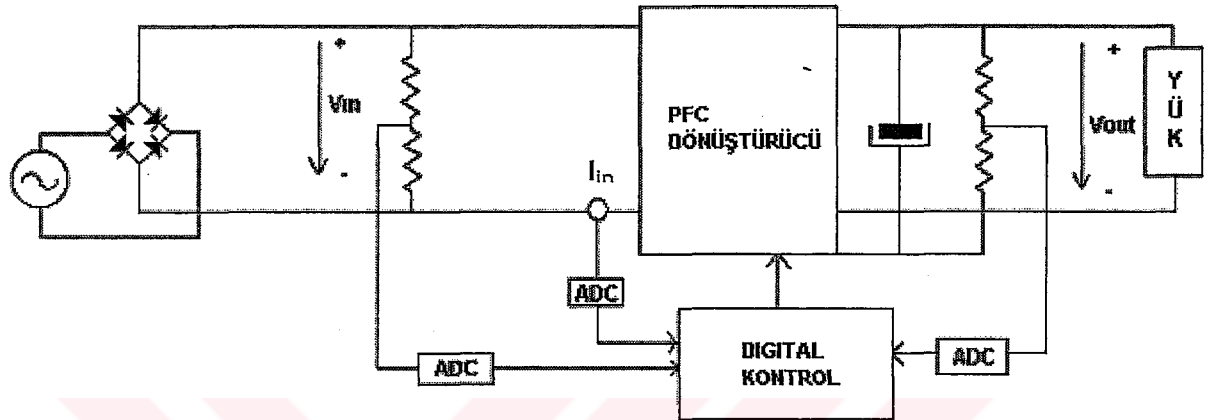
Şekil 2.6'dan da görülebileceği gibi PFC dönüştürücünün amacı, AC kaynaktaki harmonik akımları olabildiğince düşürerek kaynaktan enerji çekmektir, böylece devrenin sinüzoidal akım çekerek çalışması sağlanır. Bu yüzden çevrim, I_{in} (giriş akımı)'nı kontrol etmeli ve G_{in} iletkenliği, V_{in} (giriş gerilimi) ile bağlantılı bir mekanizma kurulmalıdır. Bu ilk çevrimdir. [AKIM ÇEVİRİMİ]

V_{in} ile bağlantılı olarak I_{in} kontrol edilir. Bu çevrim yeterli olmamasına rağmen, V_{out} çıkış gerilimi kontrol edilebilir. İkinci gerilim, V_{out} 'a bağlı olarak G_{in} 'i kontrol eder. [GERİLİM ÇEVİRİMİ]

Gerilim çevrimi için önemli bir zorluk, V_{out} 'un 100 veya 120 Hz' de ripple(pik) sahibi olmasıdır. Bu AC hattın frekansının 2 katıdır. Geleneksel analog kontrol, rippleları filtreler.

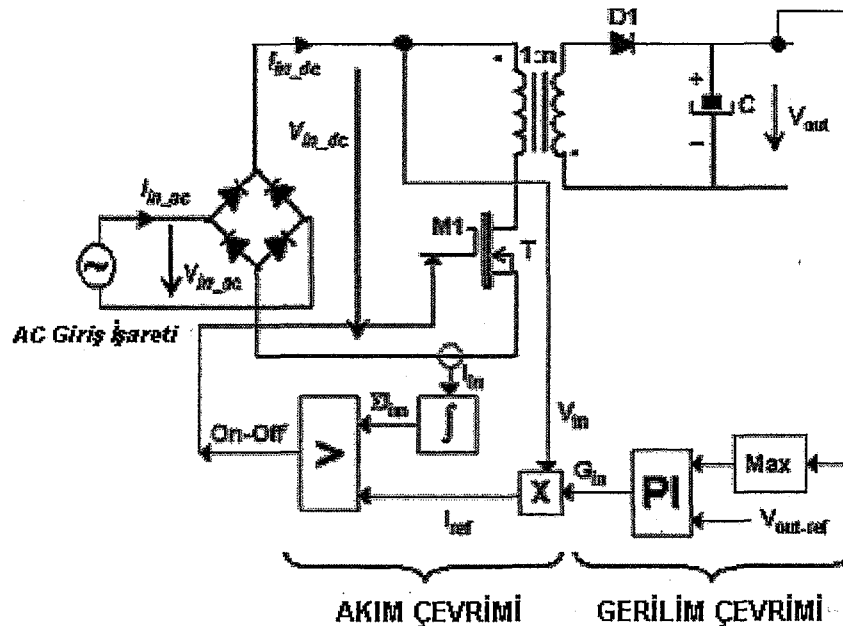
Dijital kontroller her zaman bu filtrelemeden kaçınır Bu, 8.2.1 bölümünde açıklanmıştır.

Çoğu PFC kontrolleri 3 işaret takip eder (V_{in} , I_{in} ve V_{out}). Dijital kontrolörlerde, bu işaretler ADC'lerle örneklenir. Şekil 2.5'ten görülebileceği gibi kontrolör çıkışı, güç dönüştürücünden güç anahtarını süren işaret elde edilir, bu anahtarla kontrol sağlanır. (Wuidart, L., 1999)



Şekil 2.5 : PFC genel şeması

Önerilen kontrol, Şekil 2.5'teki blok diyagramda görülen şekilde tasarlanır ve özel durumlarda(yüksek akım-gerilim gibi) anahtarı açan bazı korumalara sahiptir. Bu korumalar sayısal kontrolörde yerine getirilir, korumalar için ayrı hiçbir genişlemeye gerek duymazlar.



Sekil 2.6 : Sistemin blok diyagramı

Bütün sistemin blok diyagramı Şekil 2.6'dadır. Bu sistem flyback dönüştürücü ve kontrol şeması içerir. Görüldüğü gibi, gerilim çevrimi eşdeğer giriş iletkenliği (G_{in})'i hesap eder ki bu değer akım çevriminde kullanılan değerdir.

Bu ikinci çevrim kontrol işaretini hesaplar ve güç dönüştürücünün anahtarına gönderir. Buradaki akım çevrimi, temel giriş akımı (I_{in})'i kontrol eder ve G_{in} dolayısıyla V_{in} 'i orantılar ve buradan yüksek güç faktörü sağlanır. Hesaplanan kontrol işareti, çalışma çevrimi değildir ancak On/Off işareti anahtar sürücüyü direkt olarak gider, PWM bloktan kaçınılır. Böylece anahtarlama frekansı sabit tutulur.(Schlecht F.M., Miwa A.B., 1987)



3. TEMEL GÜÇ KAYNAĞI TOPOLOJİLERİ

Temel güç kaynaklarını iki temel grupta toplayabiliriz. Bunlar;

3.1 Yalıtımsız Güç Kaynakları

Bu tip kaynaklar, dışarıdan bir eleman ile doğru akım yalıtımının veya korumasını sağlandığı durumda kullanılır. Bu elemanlar çoğunlukla, 50-60Hz'lik transformatörlerdir. Tek çıkışlı devrelerdir ve giriş-çıkış arasında yalıtımları yoktur. Güç kaynakları da içerdikleri dönüştürücü topolojilerine göre değerlendirilmektedir.

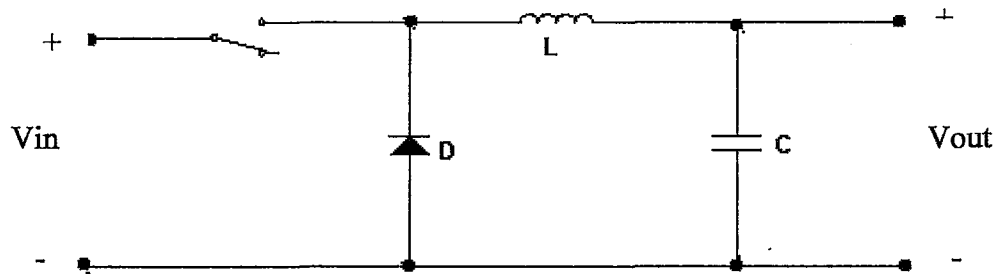
Üç temel tip yalıtımsız dönüştürücü vardır.

- Buck (alçaltıcı) Dönüştürücü
- Boost (yükseltici) Dönüştürücü
- Buck-Boost (alçaltıcı-yükseltici) Dönüştürücü

3.1.1 Buck Dönüştürücü

Giriş geriliminden daha küçük değerde çıkış gerilimi elde edilebilir. Devredeki endüktans ve kondansatör, çıkış gerilim dalgalanmasının belirli sınırlar içinde kalmasını sağlamak için konulmuştur.

Alçaltıcı tip dönüştürücünün gücü kW mertebesinde yapılabilir .



Şekil 3.1 : Temel buck dönüştürücü

Şekil 3.1'de görülen devrede anahtar eleman periyodik olarak iletme ve kesime götürülür. Anahtar eleman iletme girdiğinde üzerindeki gerilim düşümü ihmal edilirse, endüktans üzerinde giriş ile çıkış gerilimleri farkı kadar bir gerilim oluşur. Bu durumda endüktansın akımı da sabit bir oranla artacaktır.

$$i_L = \frac{(V_{in} - V_{out})t_i}{L} \quad (3.1)$$

t_i : Anahtarın iletimde olduğu sürenin periyoda oranı

Geri besleme diyotu kullanılmazsa endüktans akımının aynı yönde olmasını sağlamak için endüktans uçlarındaki gerilim ters yönde çok fazla yükselecektir.

Anahtar elemanın kesime girmesiyle endüktans akımı geri besleme diyotu üzerinden akar. Bu sırada endüktans uçlarındaki gerilim ters yöndedir. Anahtar iletimdeyken endüktansta biriken enerji, anahtar açılınca yüke verilir. Yük akımı, anahtar elemanı ile diyot elemanı akımının toplamıdır.(Pressman I.A., 1991)

$$(V_{in} - V_{out})t_i = V_{out} \cdot (T - t_i) \quad (3.2)$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{t_i}{T} = k \quad (3.3)$$

Kayıpsız devrede $P_{in} = P_{out}$ alınabilir.

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{1}{k} \quad (3.4)$$

3.1.1.1 Buck Dönüştürücü Küçük İşaret Eşdeğeri

Buck dönüştürücü çıkışında, R_{LOAD} çıkış yük direnci olduğu varsayılırsa, bu şekildeki devrenin Şekil 3.2'deki küçük işaret eşdeğerine göre oluşan R_{LOAD} çıkış yükünün k ve R_e değerlerine bağlı olarak bulunan değeri aşağıdaki hesaplamalarla bulunabilir.

$$V_X - V_{out} = L \cdot \frac{di}{dt} \quad (3.5)$$

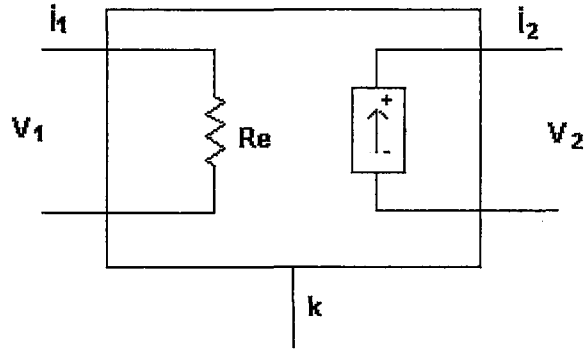
$$di = \int_{ON} (V_X - V_{out})dt + \int_{OFF} (V_X - V_{out})dt \quad (3.6)$$

$$k = \frac{t_{ON}}{T} \quad (3.7)$$

k : Anahtar Çevrim Oranı

t_{ON} : Anahtarın İletimde Olma Zamanı

T : Periyot



Şekil 3.2 : Küçük İşaret Eşdeğer Devresi

$$\frac{V_1^2}{R_e} = V_2 \cdot i_2 \quad (3.8)$$

$$\frac{V_1}{R_e} \cdot V_1 = V_2 \cdot i_2 \quad (3.9)$$

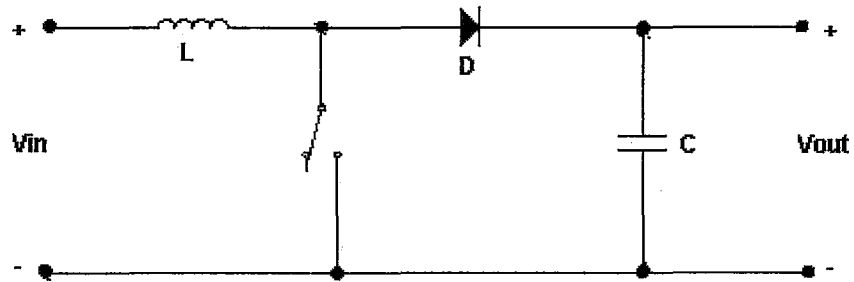
$$\frac{V_2}{V_1} = k = \frac{i_1}{i_2} \quad (3.10)$$

$$\frac{V_2}{k \cdot R_e} \cdot \frac{V_2}{k} = V_2 \cdot i_2 \quad (3.11)$$

$$\frac{V_2}{k^2 \cdot R_e} = i_2 \quad (3.12)$$

$$\frac{V_2}{i_2} = R_{LOAD} = k^2 \cdot R_e \quad (3.13)$$

3.1.2 Boost Dönüştürücü



Şekil 3.3 : Temel Boost dönüştürücü

Anahtar, ilettime sokulduğunda endüktans uçlarına giriş gerilimi gelir ve endüktans akımı doğrusal olarak artar. Bu süre boyunca endüktans enerji depolar. Anahtarın açılmasıyla endüktans uçlarındaki gerilimin yönü ters döner ve diyot ilettime girene kadar artar. Diyotun ilettime girmesiyle endüktans uçlarındaki gerilim çıkış gerilimiyle sınırlanmış olur.

Anahtar açık olduğu süre boyunca, endüktansta biriken enerji çıkışa aktarılır. Bu çalışma şekli kesintisiz akımda çalışma olarak adlandırılır.

$$\text{Anahtar kapalıyken endüktans akımı ; } i_L = \frac{V_{in} \cdot t_i}{L} \quad (3.14)$$

$$\text{Anahtar açıkken endüktans akımı ; } i_L = \frac{(V_{in} - V_{out}) \cdot t_k}{L} \quad (3.15)$$

Endüktans akımının azalması için çıkış gerilimi giriş geriliminden büyük olmalıdır.

$$(V_{in} - V_{out}) \cdot t_k + V_{in} \cdot t_i = 0 \quad (3.16)$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{T}{t_k} = \frac{1}{1-k} \quad (3.17)$$

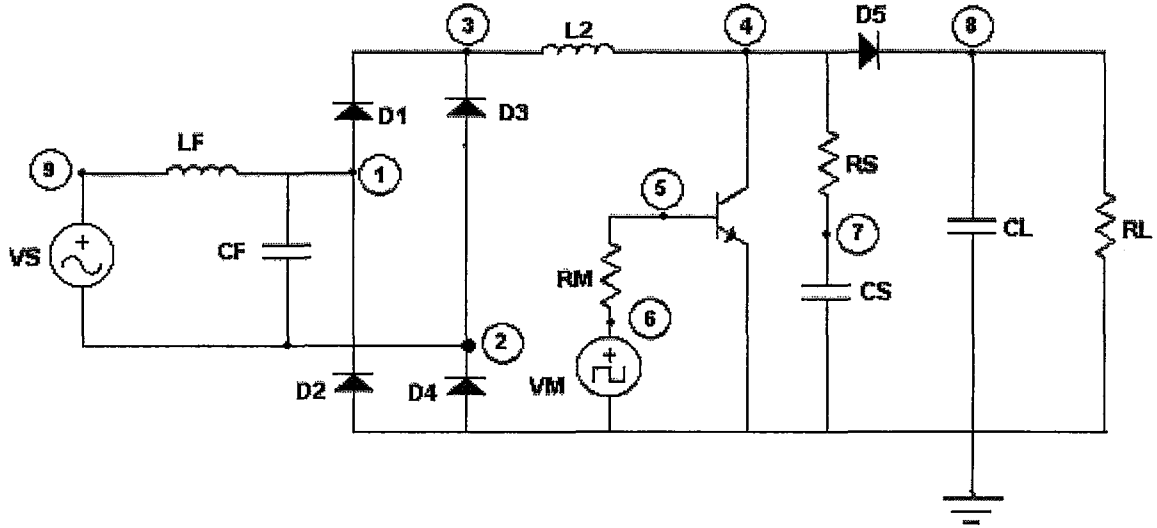
Bir periyot boyunca endüktans geriliminin ortalama değeri sıfırdır.

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = 1 - k \quad (3.18)$$

Diğer bir çalışma şekli ise kesintisiz akımda çalışmadır. Bu çalışma şeklinde anahtar açık olduğu süre boyunca, çekirdekte biriktirilen enerjinin tamamı tüketilmez, bir kısmı çekirdekte kalır. Kesintisiz akımda çalışmada endüktans gerilimi sıfıra inmez ve akım sıfırdan değil, çekirdekte kalan enerjiyle orantılı bir akım değerinden başlar.

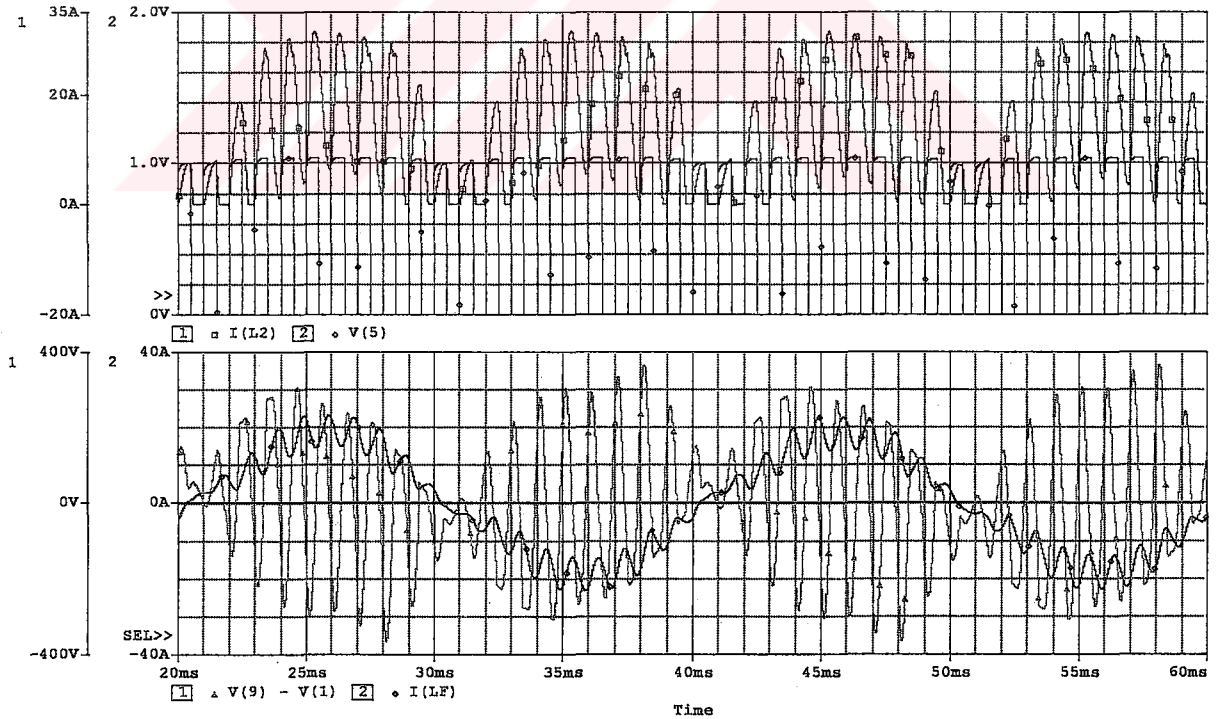
Normalde çalışma oranının artması ile çıkış gerilimi artar. Oysa uygulamada belirli bir çalışma oranının üzerinde çıkış geriliminin azaldığı gözlenir. Çıkış geriliminin en büyük değerine karşılık gelen çalışma oranına yaklaşıldıkça sistem karasızlığa gider. Bu nedenle en büyük gerilim değerine karşılık gelen çalışma oranı sınırlandırılmalıdır.(Pressman I.A., 1991)

PFC uygulamalarında ileriki bölümlerde yapılacak tasarımlar için boost dönüştürücü topolojisi kullanılacağından, Şekil 3.4, 3.5 ve 3.6'da kesintisiz akımda çalışan bir boost dönüştürücü için simülasyon değerleri incelenerek temel çalışma prensibi pratik olarak anlatılmıştır.

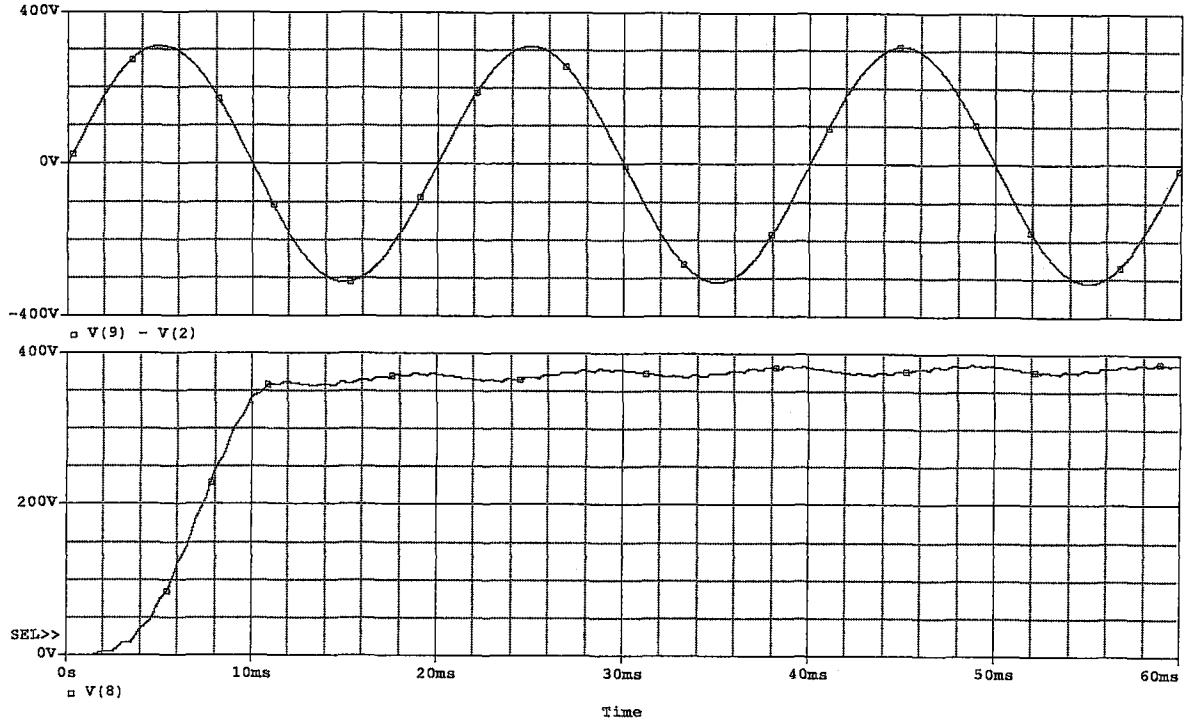


Şekil 3.4 : Boost dönüştürücü temel devre şeması

Şekil 3.4'te görülen devredeki elemanların değerleri; $L_F = 10mH$, $C_F = 10\mu F$, $L_2 = 5mH$, $R_S = 10\Omega$, $C_S = 0.1\mu F$, $C_2 = 1mF$, $R_L = 100\Omega$ ve $VS = 220VAC$ olmak üzere devreden alınan çıkış işaretleri Şekil 3.5'te gösterilmektedir.



Şekil 3.5 : Boost dönüştürücü endüktans akımı, anahtarlama işareti, filtre karakteristiği grafikleri



Şekil 3.6 : Boost dönüştürücü giriş ve çıkış gerilimleri

3.1.2.1 Boost Dönüştürücü Küçük İşaret Eşdeğeri

Buck dönüştürücü devrenin R_{LOAD} değerinin bulunma yöntemi ile aynı yöntem kullanılarak, boost dönüştürücü R_{LOAD} değeri, R_e ve k değerlerine bağlı olarak bulunabilir.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1-k} = \frac{i_{in}}{i_{out}} \quad (3.19)$$

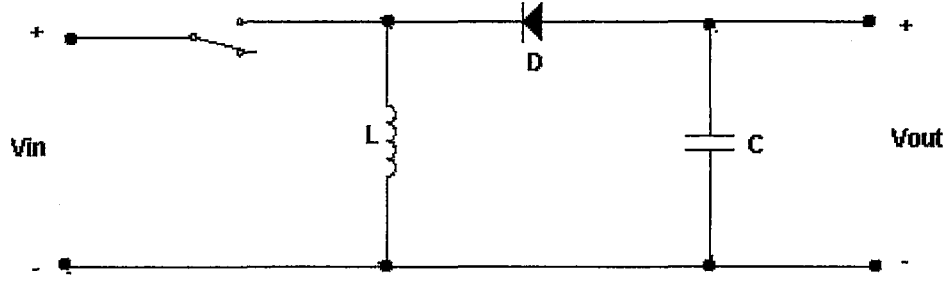
$$\frac{V_1^2}{R_e} = V_2 \cdot i_2 \quad (3.20)$$

$$\frac{V_1}{R_e} \cdot V_1 = V_2 \cdot i_2 \quad (3.21)$$

$$\frac{(V_2 \cdot (1-k))^2}{R_e} = V_2 \cdot i_2 \Rightarrow \frac{V_2^2 \cdot (1-k)^2}{R_e} = V_2 \cdot i_2 \quad (3.22)$$

$$\frac{V_2}{i_2} = R_{LOAD} = \frac{R_e}{(1-k)^2} \quad (3.23)$$

3.1.3 Buck-Boost Dönüştürücü



Şekil 3.7 : Temel Buck-Boost Dönüştürücü

Buck-boost dönüştürücü, giriş gerilimine göre ters yönde, giriş geriliminden daha yüksek veya daha düşük gerilim elde etmek istenildiğinde kullanılabilir. Çıkış gerilimi anahtarın çalışma oranına bağlı olarak giriş geriliminden büyük veya küçük değerde olabilir. Çalışma oranının %50 den küçük değerleri için çıkış gerilimi giriş geriliminden küçük, %50 den büyük değerleri için çıkış gerilimi giriş geriliminden büyük olur.

Anahtar kapalıyken enerji L’de birikir. Anahtar açılınca diyot iletme geçer ve yük ters işaretli olarak çıkışa aktarılır. Anahtar kapalıyken diyot ters yönde kutuplanmıştır. Endüktans akımı sabit artar.

$$i_L = \frac{V_{in} \cdot t_k}{L} \quad (3.24)$$

Anahtar açılınca, diyot iletme geçer. Bu durumda endüktans akımı azalmaya başlar.(Pressman I.A., 1991)

$$i_L = -\frac{V_{out} \cdot t_k}{L} \quad (3.25)$$

$$V_{in} \cdot t_i - V_{out} \cdot t_k = 0 \quad (3.26)$$

$$V_{in} \cdot k \cdot T - V_{out} \cdot (1 - k) \cdot T = 0 \quad (3.27)$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{k}{1 - k} \quad (3.28)$$

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{1 - k}{k} \quad (3.29)$$

Buck-Boost Dönüştürücü Küçük İşaret Eşdeğeri

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{k}{1-k} = \frac{i_{in}}{i_{out}} \quad (3.30)$$

$$\frac{V_1^2}{Re} = V_2 i_2 \quad (3.31)$$

$$\frac{V_1}{Re} \cdot V_1 = V_2 \cdot i_2 \quad (3.32)$$

$$\frac{\left(\frac{V_2 \cdot (1-k)}{k}\right)^2}{Re} = V_2 i_2 \Rightarrow \frac{V_2^2 \cdot (1-k)^2}{Re \cdot k^2} = V_2 i_2 \quad (3.33)$$

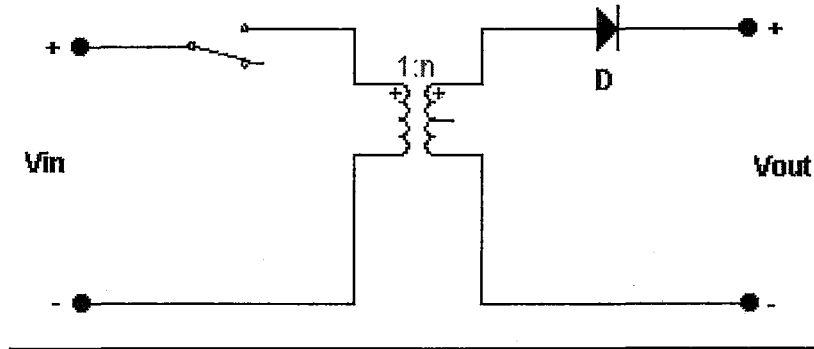
$$\frac{V_2}{i_2} = R_{LOAD} = \frac{Re \cdot k^2}{(1-k)^2} \quad (3.34)$$

3.2 Yalıtımlı Güç Kaynakları

Giriş-çıkış arasında yalıtımın sağlandığı güç kaynakları ve bunların gerçekleşmesi için kullanılan dönüştürücü topolojileri de yedi adettir.

- Forward (İleri Yönde) Dönüştürücü
- Flyback (Çapraz) Dönüştürücü
- Push Pull Dönüştürücü
- Yarım Köprü Dönüştürücü
- Tam Köprü Dönüştürücü

3.2.1 Forward (ileri yönde) Dönüştürücü



Şekil 3.8 : Temel Forward (ileri yönde) dönüştürücü

Şekil 3.7’de gösterilen çapraz dönüştürücüde anahtar iletimdeyken transformatörde enerji depolanıp, kesimdeyken yüke aktarılırken, Şekil 3.8’deki ileri yönde dönüştürücüde anahtar iletimdeyken transformatör üzerinden yüke (çıkışa) güç aktarılır.

Anahtar iletimdeyken birincil sargıya giriş gerilimi uygulanır. Çıkış doğrultucu diyotu iletim yönünde kutuplanmıştır. Diyot gerilim düşümleri ve kayıpları ihmal edilirse, endüktans üzerindeki gerilim $V_{out} - V_{in}$ ‘dir.

Kondansatörün çıkış gerilimindeki dalgalanmanın ihmal edilebilecek kadar küçük olduğu düşünülürse, endüktans akımı doğrusal olarak artacaktır.

$$V_L = \frac{N_2}{N_1} \cdot (V_{in} - V_{out}) > 0 \quad (3.35)$$

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{V_{in}}{L_1} \quad (3.36)$$

$$V_1 = V_{in} = N_1 \cdot \frac{d\Phi}{dt} \quad (3.37)$$

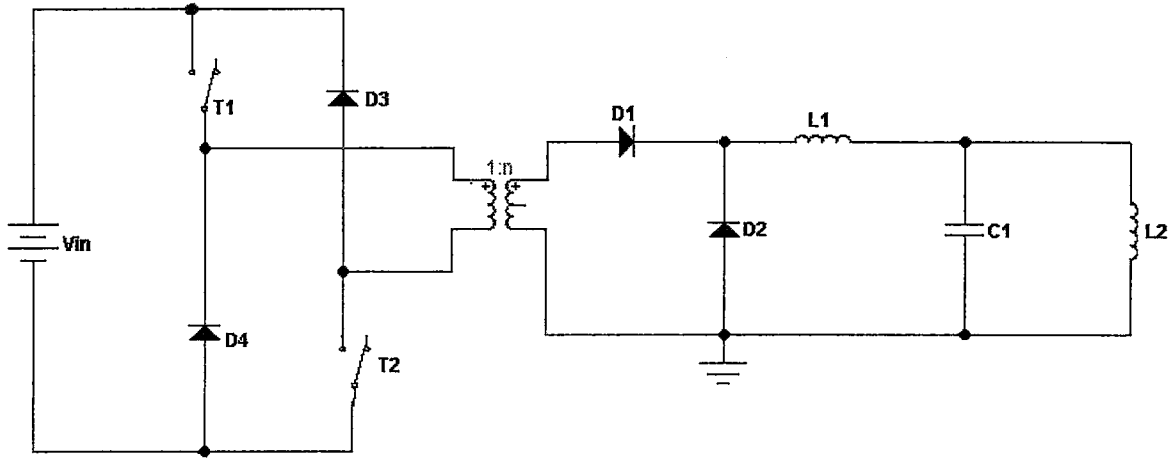
$$\Phi = \frac{V_{in}}{N_1} t_i \quad (3.38)$$

t_i : Anahtarın iletimde olduğu süredir.

İleri yönde dönüştürücüde birincil sargıya paralel bir sargı bağlanarak, bu biriken enerji kaynağa verilmektedir. Anahtar iletimdeyken, bu sargıya seri bağlı diyotun kesimde olması nedeniyle sargıdan akım akmaz. Anahtar eleman kesimdeyken, çekirdekte depo edilen enerji bu sargı üzerinden kaynağa geri verilir.(Pressman I.A., 1991)

$$\frac{V_2}{i_2} = R_{LOAD} = \frac{+Re.k^2.n}{(1-k)^2} \quad (3.39)$$

3.2.2 İki Anahtarlı İleri Yönde Dönüştürücü



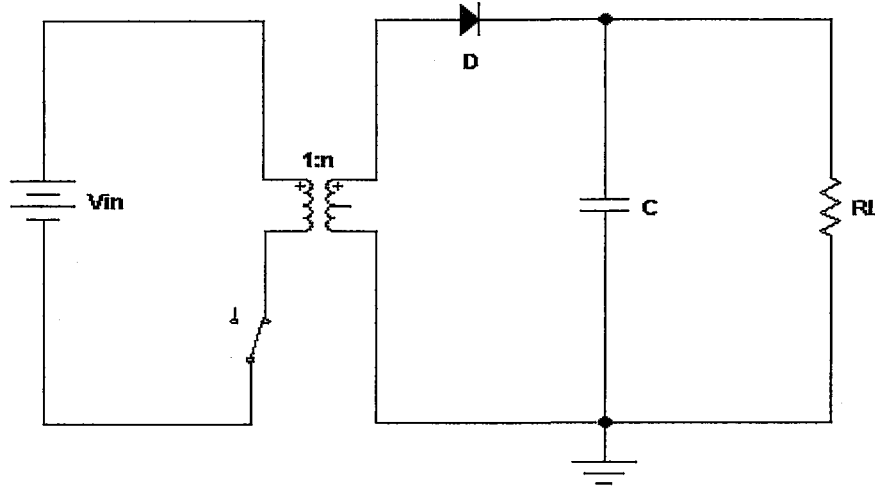
Şekil 3.9 : Temel İki anahtarlı Forward Dönüştürücü

Şekil 3.9’da gösterilen bu dönüştürücünün Şekil 3.8’teki temel forward dönüştürücünden farklı olarak diğer önemli bir avantajı kaçak endüktansta biriken enerjinin herhangi bir direnç üzerinden harcanmamasıdır. Kaçak endüktansta depolanan enerji, anahtar kesimdeyken diyotlar üzerinden kaynağa geri verilir.(Pressman I.A., 1991)

3.2.3 Flyback Dönüştürücü

Şekil 3.10’deki flyback dönüştürücü, yapı olarak transformatör yalıtımlı dönüştürücülerin en basitidir. Alçaltıcı-yükseltici dönüştürücünün yalıtımlısıdır. Yani buck-boost dönüştürücünün yalıtımlısıdır. Ancak ona göre önemli üstünlükleri vardır. Bunlar;

1. Tek kaynak ile birden fazla çıkış elde edilebilir.
2. Bu çıkışlar negatif veya pozitif olabilir.
3. Çıkış gerilim seviyeleri giriş geriliminden bağımsızdır.
4. Giriş-çıkış arasında yüksek bir yalıtım vardır.



Şekil 3.10 : Temel Flyback (çapraz) Dönüştürücü

En büyük dezavantajı ise transformatör ve çıkıştaki büyük akım dalgalanmalarıdır. Bu nedenle verim azalır.

Flyback dönüştürücüde, kesintisiz akımda çalışma durumunda, anahtarın iletimde olduğu süre sonunda, transformatörde biriken enerjinin bir kısmı bir sonraki kesim süresinin sonunda transformatörde kalacaktır.

Kesintili çalışmada ise, anahtarın iletimde olduğu sürece transformatörde biriken enerjinin tümü, anahtar kesimde olduğu sürede çıkışa aktarılır. Anahtar iletimde olduğu sürede transformatör sargıları nedeniyle diyot ters kutuplanmıştır.

$$V_m = V_L = L \cdot \frac{di_1}{dt} \quad (3.40)$$

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{V_d}{L_1} \quad (3.41)$$

Anahtarın iletimde kaldığı süre sonunda çekirdekte biriken enerji nedeniyle transformatörün 2. sargısından ve diyot üzerinden akım akmaya başlar. 2. sargı uçlarındaki gerilim çıkış geriliminin negatif değerine eşittir. Dolayısıyla, anahtar kesimde olduğu süre boyunca akı doğrusal olarak azalır. (Pressman I.A., 1991)

3.2.3.1 Flyback Dönüştürücü Küçük İşaret Eşdeğeri

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{k}{1-k} = \frac{i_{in}}{i_{out}} \quad (3.42)$$

$$V_{out} = -n.V_{in} \text{ ve } i_{out} = -\frac{1}{n}.i_{in} \quad (3.43)$$

$$\frac{V_1^2}{Re} = V_2.i_2 \quad (3.44)$$

$$\frac{V_1}{Re}.V_1 = V_2.i_2 \quad (3.45)$$

$$\frac{\left(\frac{V_2(1-k)}{k}\right)^2}{Re} = V_2.i_2 \Rightarrow \frac{\left(\frac{-n.V_1.(1-k)}{k}\right)^2}{Re} \quad (3.46)$$

$$-n.V_{in} = V_x \quad (3.47)$$

$$-n.V_{in} + V_D = \frac{V_{in}.k}{1-k} \quad (3.48)$$

$$V_{in} \cdot \left(n + \frac{k}{1-k}\right) = V_D \quad (3.49)$$

$$V_x + V_2 = V_{out} \quad (3.50)$$

$$\frac{V_{in}.k}{1-k} = V_{out} \quad (3.51)$$

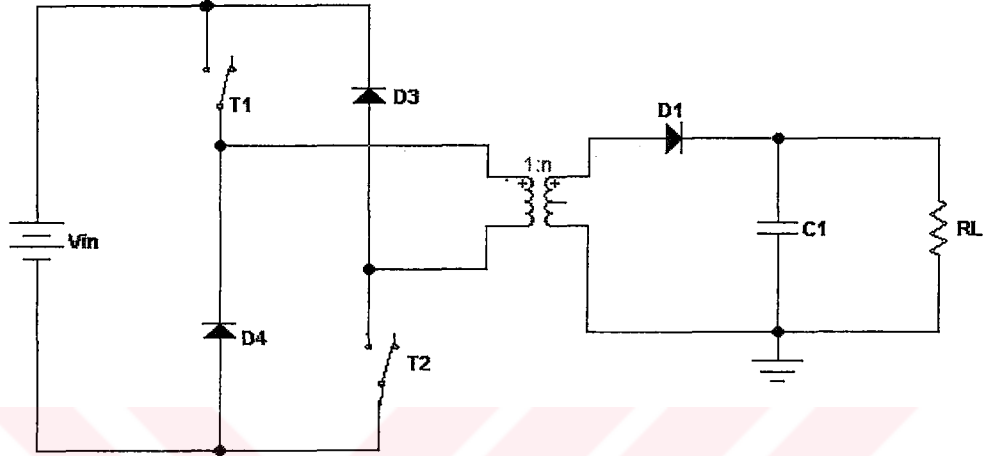
$$V_D = \frac{V_{in}.k}{1-k} + n.V_{in} \quad (3.52)$$

$$\frac{V_1^2}{Re} = V_2.i_2 \quad (3.53)$$

$$\frac{V_2}{i_2} = R_{LOAD} = \frac{-Re.k^2.n}{(1-k)^2} \quad (3.54)$$

3.2.4 İki Anahtarlı Çapraz Dönüştürücü (Flyback 2 Anahtarlı Dönüştürücü)

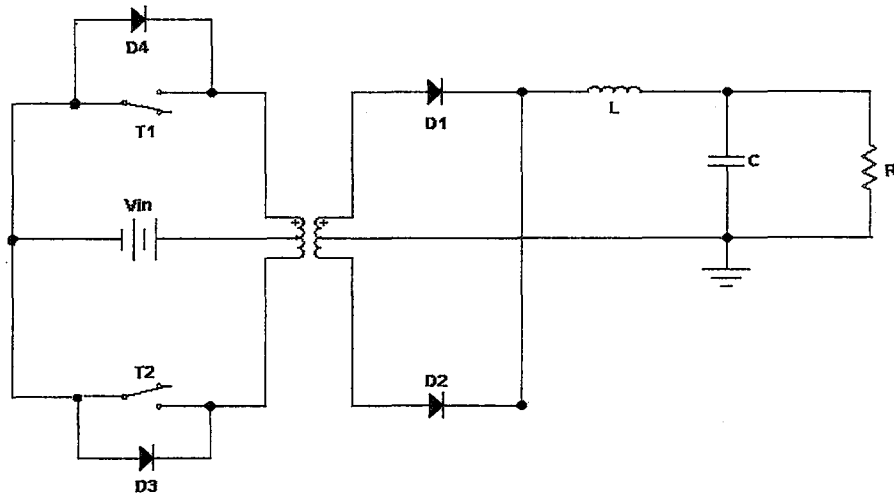
Şekil 3.11’de gösterilen bu dönüştürücüde anahtar elemanlar aynı anda iletimde ve kesimde olurlar. Bir anahtarlı çapraz dönüştürücüye göre üstünlüğü, anahtar üzerine gelen gerilimin(giriş gerilimi) 2 katına değil, sadece giriş gerilimine eşit olmasıdır.(Pressman I.A., 1991)



Şekil 3.11 : Temel İki Anahtarlı Flyback Dönüştürücü

3.2.5 Push – Pull Dönüştürücü

Şekil 3.12’de gösterilen push-pull dönüştürücü, gücü yüke transformatör üzerinden aktarıldığından doğru gerilim akışı girişten yalıtılmıştır ve birden fazla çıkış alınabilir. Çıkış gerilimi, giriş geriliminden büyük veya küçük olabilir.



Şekil 3.12 : Temel Push-Pull Dönüştürücü

Şekil 3.12'deki push-pull dönüştürücüde, anahtarlardan biri ilettime girdiğinde birincil sargıda bu anahtarın bağlı olduğu uçtan bir akım akmaya başlar. Bu anda, ikincil tarafta orta uçlu sargının bir yarısından, diyot ve çıkış endüktansından da akım akar. Diğer sargıya bağlı diyot ters yönde kutuplandığından kesimdedir. İletimde olmayan anahtarın uçlarına giriş geriliminin iki katı kadar gerilim gelmektedir.

Anahtar iletimde olduğu sürece endüktans akımı doğrusal olarak artar. Endüktans akımının azalabilmesi için her iki anahtarın da kesimde olduğu zamana ihtiyaç vardır. T_1 anahtarı iletimdeyken D_1 diyotu iletimde, D_2 diyotu kesimdedir. Bu sırada, endüktans üzerindeki gerilim :

$$V_L = \left(\frac{N_2}{N_1} \cdot (V_{in}) - V_{out} \right) > 0 \quad (3.55)$$

Bu süre boyunca endüktans akımı doğrusal olarak artar.

Her iki anahtarın da kesimde olduğu t_k süresince endüktans gerilimi çıkış geriliminin negatifine eşittir.

$$V_L = -V_{out} \quad (3.56)$$

Dolayısıyla endüktans akımı doğrusal olarak azalır.

$$I_{D1} = I_{D2} = \frac{I_L}{2} \quad (3.57)$$

T_2 anahtarı ilettime girdiği anda aynı dalga şekli tekrarlanır. Kararlı halde endüktans geriliminin bir periyot boyunca ortalama değeri sıfır olduğundan :

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = 2 \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot k \quad (0 < k < 0,5) \quad (3.58)$$

eşitliği yazılabilir.

Anahtar elemanının tam olarak kesime gitmesi için belirli bir süreye ihtiyaç vardır. Anahtar elemanı BJT olursa, sürücü devreye bağlı olarak bu süre $2\mu s$ n kadar olabilir.

Ancak anahtar elemanı PMOSFET (Power MOSFET) olursa bu süre 50-40ns arasındadır.

Anahtar elemanının aynı anda iletimde olması durumunda transformatör sargıları kısa devre olacağından aynı anda çok büyük akımlar akacaktır.

Push-pull dönüştürücüde, iki anahtarın, dolayısıyla orta uçlu sargıların aynı anda iletimde olduğu an yoktur. Bu, birincil sargının bir yarısının diğer yarısından daha az iletimde veya kesimde olduğu anlamına ya da daha az doyma gerilimine sahip olduğu anlamına gelir. Bunun sonucunda birincil sargının bir tarafında akımın tepe değeri daha yüksektir ve diğer tarafa göre doymaya daha yakındır.

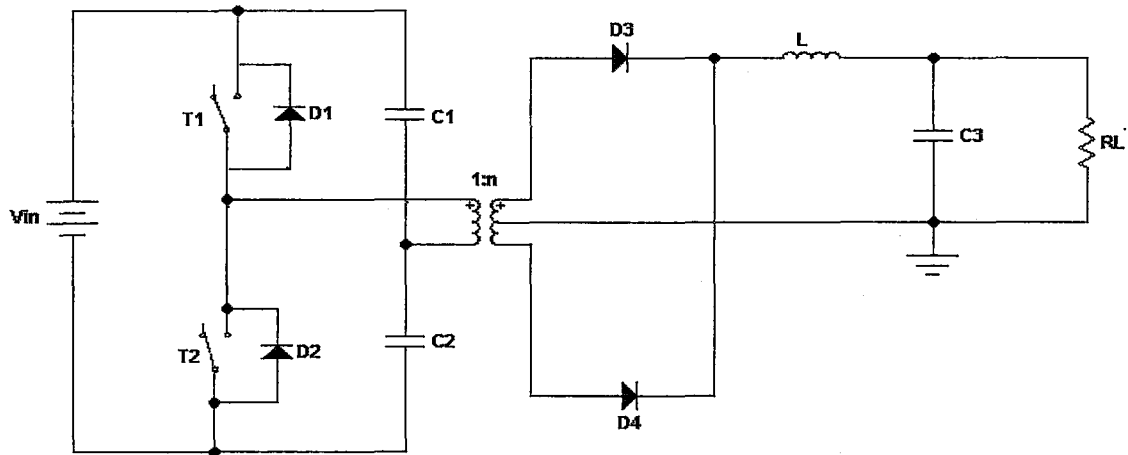
Gerçekte bu durum çıkış yük akımında basamak halinde bir değişim olmadığı sürece bir sorun oluşturmaz. Hata kuvvetlendiricisi çıkışının, anahtar elemanı en büyük darbe ile sürmesi, yüksek akım tarafının doymaya girmesine sebep olur. Ve anahtar eleman bozulabilir. Bu akı dengesizliği olarak isimlendirilir.(Pressman I.A., 1991)

3.2.6 Yarım Köprü Dönüştürücü

Şekil 3.13'deki devrede birbirine seri bağlı kondansatörler, orta ucun geriliminin yaklaşık olarak giriş geriliminin yarısına eşit olmasını sağlar.

Birincil sargının diğer ucuna ise, anahtar elemanların sırayla ilettime girmesiyle, giriş gerilimi ve toprak işareti gelmektedir. Böylece, birincil sargıya giriş geriliminin yarısı değerinde bir gerilim uygulanmış olur. Bunun sonucu olarak, aynı çıkış güç değeri için akımın ortalama ve tepe değeri push-pull dönüştürücüye göre 2 katı büyüklükte olmalıdır. Bu nedenle, çok yüksek güç uygulamaları için push-pull dönüştürücü kadar uygun değildir. İkincil tarafın çalışması push-pull dönüştürücününki ile aynıdır.

Yarım köprü dönüştürücüdeki dezavantaj, izole sürücü gerektirmesidir.



Şekil 3.13 : Temel Yarım Köprü Dönüştürücü

T_1 anahtarı iletimdeyken endüktans üzerindeki gerilimin değeri;

$$V_L = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{V_{in}}{2} - V_{out} > 0 \quad (3.59)$$

Bu nedenle endüktans akımı doğrusal olarak artar. Her iki anahtarın da kesimde olduğu t_k süresince endüktans gerilimi çıkış geriliminin negatifine eşittir.

$$V_L = -V_{out} \quad (3.60)$$

Dolayısıyla endüktans akımı doğrusal olarak azalır.

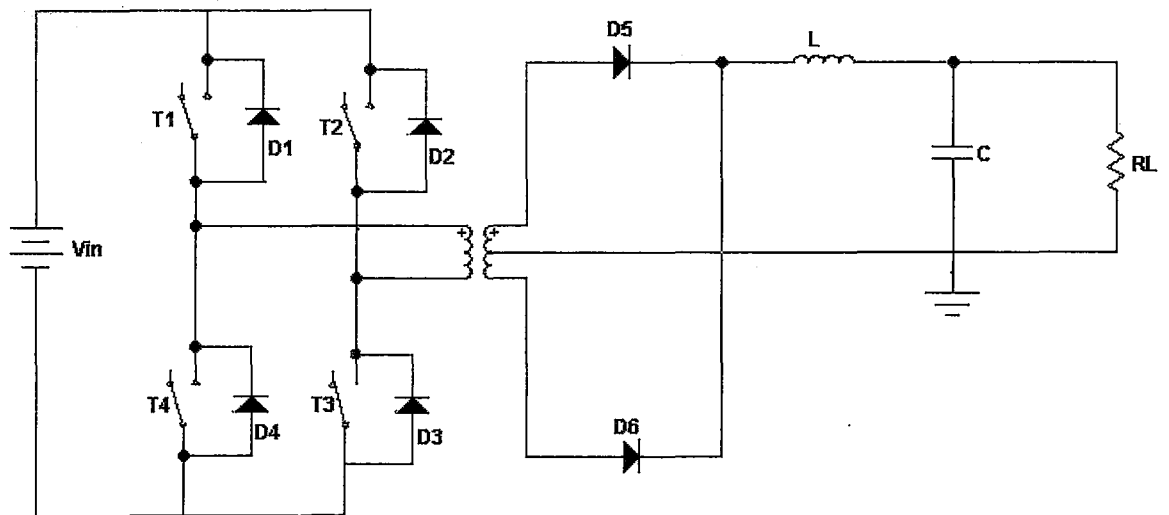
Kararlı halde, dalga şekilleri $T/2$ süresince tekrarlanır. Endüktans geriliminin bir periyot boyunca ortalama değeri sıfır olacağından,

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{N_2}{N_1} k \quad (3.61)$$

eşitliği bulunur. (Pressman I.A., 1991)

3.2.7 Tam Köprü Dönüştürücü

Şekil 3.14'deki tam köprü doğrultucu alçaltıcı tip dönüştürücüdür. Bu dönüştürücüde de transformatör akışı hem pozitif hem negatif yöndedir. Yarı köprü dönüştürücüyle kıyaslanırsa, çıkış gücüne göre performansı oldukça iyidir. Bunun sebebi kondansatörlerin yerini alan anahtar elemanlarıdır. Dört anahtarın ikisi aynı anda iletimdedir.



Şekil 3.14 : Temel Köprü Dönüştürücü

Bu nedenle yarım köprü dönüştürücüde herhangi bir çıkış gücü için akımın tepe değeri daha az olacaktır. Bu da en büyük güç kapasitesinin yarım köprü dönüştürücünün iki katı olması anlamına gelir.

Tam köprü dönüştürücüler 300W ‘tan birkaç kW merkezindeki uygulamalar için kullanılabilir.

T_1, T_2 anahtarları iletimdeyken endüktans üzerindeki gerilim pozitif bir değere sahiptir.

$$V_L = \frac{N_2}{N_1} V_{in} - V_{out} > 0 \quad (3.62)$$

Bu nedenle endüktans akımı doğrusal olarak artar. Her iki anahtarın da kesimde olduğu t_k süresince endüktans geriliminin negatif olması nedeniyle endüktans akımı azalır.

$$V_L = -V_{out} \quad (3.63)$$

Endüktans geriliminin bir periyot boyunca ortamlı değeri sifıra eşitlenerek giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki ilişki ;

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = 2 \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot k \quad (3.64)$$

eşitliğindeki gibi bulunabilir. (Pressman I.A., 1991)

4. TEK FAZLI GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME DEVRELERİ

4.1 Pasif Güç Faktörü Düzeltme Devreleri

Pasif güç faktörü düzeltme devreleri hat frekansında çalışmaktadır ve kondansatör ile endüktanstan oluşmaktadır. Fiziksel büyüklüğünün ve ağırlığının fazlalığı bu filtrenin, ekonomik çözümler için cazip olmadığı bir kanıttır.

Yaygın bir pasif güç faktörü düzeltme devresi, bir LC devresiyle yapılmaktadır. Kondansatör ve endüktansların farklı yerleşimleri ile devredeki değişik amaçlı kullanımları birçok pasif devreler geliştirilmesinde önayak olmuştur.

Pasif güç faktörü düzeltme tekniğinin, aktif tekniklere göre en önemli avantajları;

1. Daha yüksek verim
2. Üstün güvenilirlik
3. Düşük maliyetli olmasıdır.

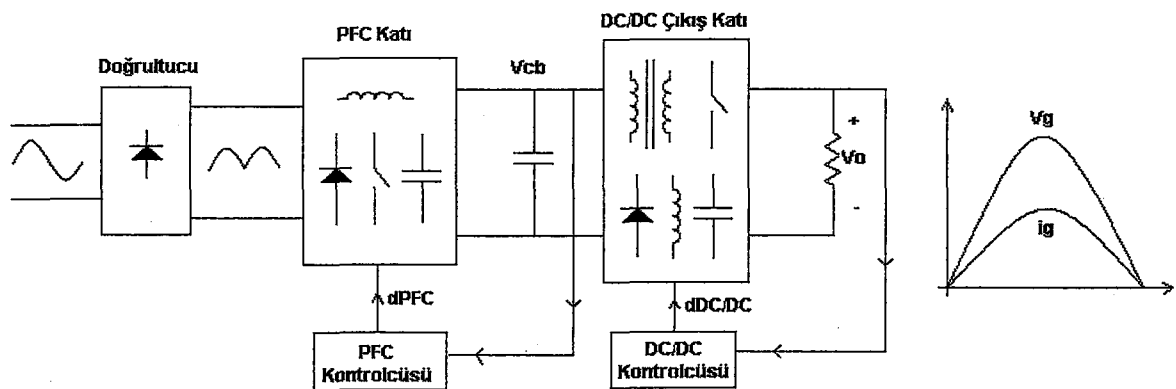
Dezavantajları ise;

1. Büyük hacimli şok bobini
2. Filtre kondansatörü geriliminin hat gerilimiyle beraber değişmesidir.

Güç Faktörü Düzeltilmesi yöntemlerinin kullanılacağı muhtemel çözümlerde aşağıdaki PFC devreleri örnek olarak gösterilebilir.(Anunciada V., Silva M., 1991)

4.1.1 İki Durumlu (2-stage) PFC

2 adet kontrol devresi ve en az iki adet anahtardan oluşmalıdır.

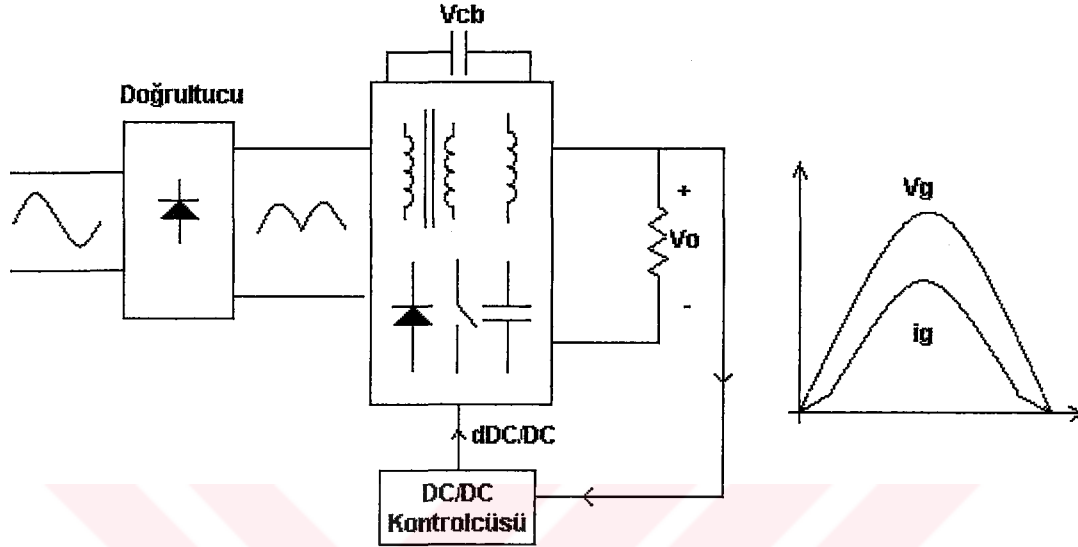


Şekil 4.1 : İki durumlu geri beslemeli PFC devresi diyagramı

Yukarıda Şekil 4.1’de çift fazlı PFC devresi ve dalga şekilleri görülmektedir.

Yüksek performanslı ancak yüksek maliyetli devrelerdir.

4.1.2 Tek Durumlu (Single-stage) PFC



Şekil 4.2 : Tek durumlu-tek geri beslemeli PFC diyagramı

Şekil 4.2’deki devreler düşük maliyetli devrelerdir.

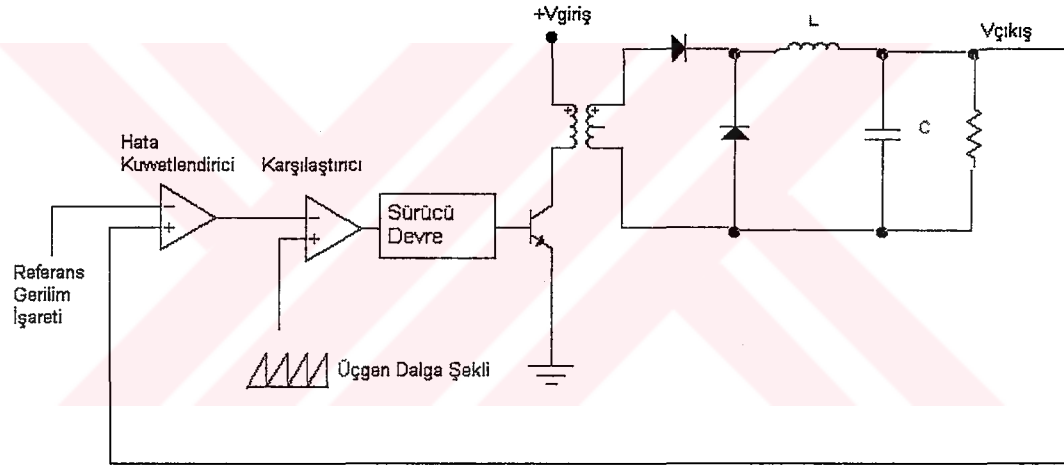
Gecikme zamanı ihtiyacını karşılamak üzere yüksek akım stresi ve yüksek kapasiteye sahiptirler.

200 Watt’a kadar başarılı sonuçlar verirler.

5. ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAKLARINDA KONTROL YÖNTEMLERİ

5.1 Gerilim Kontrolü

Kontrol yöntemleri, genel olarak tek çevrimli veya çok çevrimli olarak incelenebilir. Tek çevrimli kontrol yaygın olarak gerilim kontrolü olarak isimlendirilir. Bu yöntem, kontrolün gelenekselleşmiş yöntemidir. Şekil 5.1’de gösterildiği gibi sadece güç kaynağının çıkış geriliminden geri besleme işareti alınır, güç anahtarlarının çalışma oranını belirlemek için bu gerilim işareti ile referans gerilimi karşılaştırılır. Bu iki gerilim arasındaki fark, hata kuvvetlendirici çıkışında bir rampa gerilimi (testere dişi) ile karşılaştırılarak güç anahtarı için gereken darbe genişliği belirlenir. Bu şekilde çalışmaya Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) da denir.



Şekil 5.1: Gerilim kontrolü yapılan devrenin blok diyagramı

Bu kontrol, yük sabit olduğu zaman oldukça iyi sonuç verir. Yükün ani olarak değişmesi mümkündür. Bu durumda, güç kaynağı bu değişime magnetik elemanlar ve filtre elemanları nedeniyle oluşacak gecikme nedeniyle belirli bir süre sonunda cevap verebilecektir. Bu sakıncayı ortadan kaldırmak amacıyla çok çevrimli kontrol yöntemleri geliştirilmiştir.

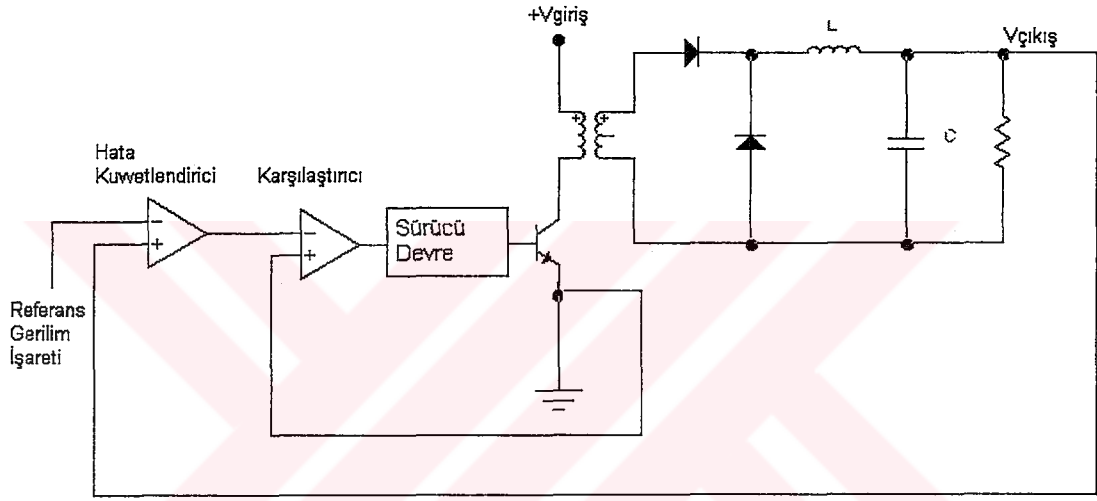
Burada en önemli nokta, sadece güç kaynağının çıkış geriliminden geri besleme alınmasıdır.(Anunciada V., Silva M., 1991)

5.2 Akım Kontrolü

Şekil 5.2’deki blok diyagramdan da görülebileceği gibi akım kontrolünde gerilim kontrolüne

ek olarak ikinci bir çevrim eklenir. Gerilim kontrolünde hata kuvvetlendiricisi çıkışındaki kontrol gerilimiyle sabit frekanslı rampa şeklindeki dalga işareti karşılaştırılarak anahtarlama elemanının çalışma oranı kontrol edilir. Bu yöntemle, endüktans üzerine düşen gerilim ayarlanmakta ve böylece endüktans akımı da ayarlanarak çıkış gerilimi referans değerine getirilmektedir.

Gerilim kontrollü anahtar, elemanın çalışma oranını sadece değişimlerine göre düzenlerken, akım kontrolü bu işlemi endüktans akımındaki değişimlere göre yapar. Bu basit değişiklik tüm kontrol sisteminde çok önemli değişikliklere yol açar.



Şekil 5.2 : Akım kontrolü yapılan devrenin blok diyagramı

5.2.1 Akım Kontrollü Devrenin Çalışma Prensibi

Çalışma prensibi olarak forward (ileri yönlü) dönüştürücü anlatılmıştır. Anahtar eleman iletme girdiğinde transformatör sargılarının bağlantı şeklinden görüldüğü gibi çıkış doğrultma diyotunun anot ucuna pozitif gerilim gelecek, diyot iletme girecektir.

Çıkış endüktansından akan akım transformatör çevirme oranıyla orantılı olarak anahtarlama elemanlarından akar. Akım algılama direncindeki akım (algılama) değerine karşılık gelen gerilim hata amplifikatör çıkışındaki değeri aşınca, anahtar elemanlar kesime gider. Kontrol gerilim değeri sınırlanarak endüktans akımının tepe değeri kontrol edilmiş olur. (Anunciada V., Silva M., 1991)

5.2.2 Akım Kontrolünün Üstünlükleri ve Sakıncaları

1. Geri besleme çevrim kompanzasyonu
2. Küçük işaret dinamik performansı
3. Büyük işaret dinamik performansı
4. Paralel çalışma
5. Push-Pull dönüştürücülerde akı dengesizliğinin ortadan kaldırılması

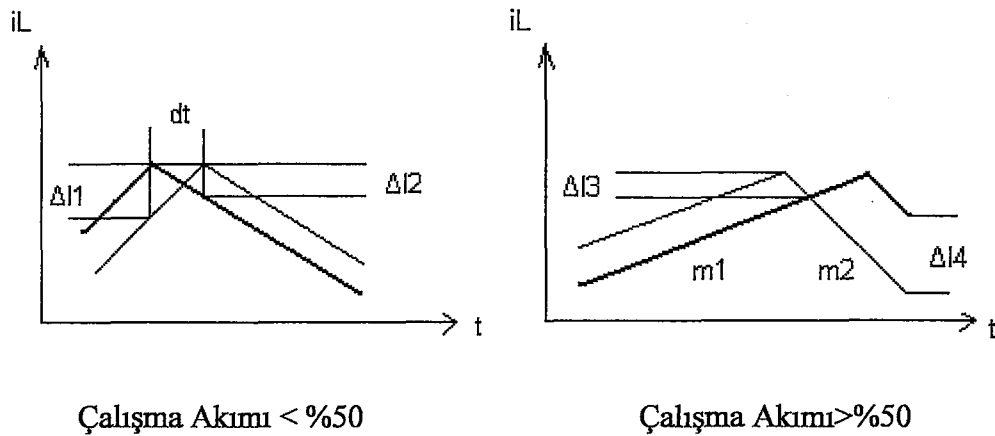
5.2.2.1 Akım Kontrolünün Sakıncaları

1. Sabit Akım Tepe Değeri – Sabit Endüktans Akım Ortalama Değeri Problemi

Akım kontrolü, çıkış endüktans akımının tepe değerini sabit tutmaya çalışır. Oysa, çıkış akımı endüktans akımının ortalama değeridir. Tepe akımını sabit tutmakla ortalama değer sabit kalmaz. Giriş gerilimindeki değişimler, çıkış geriliminde bir anlık değişime neden olur. Çıkış gerilimindeki bu değişim, kapalı çevrimde dıştaki gerilim geri beslemesiyle düzeltilir. (Anunciada V., Silva M., 1991)

2. Çıkış Endüktans Akımındaki Değişimlere Cevap

Sabit giriş geriliminde herhangi bir sebepten ötürü akımda ΔI_1 gibi bir değişim olursa, ilk periyot sonunda akımdaki değişim ΔI_2 kadar olacaktır. Eğer çalışma oranı %50'den küçük olursa $\Delta I_2 < \Delta I_1$ olacaktır. Birkaç çevrim sonunda bu etki ortadan kalkacaktır. Çalışma oranının %50'den büyük olması durumunda ise $\Delta I_4 > \Delta I_3$ olacaktır. Şekil 5.3'te bu prensibe ilişkin grafikler bulunmaktadır. (Anunciada V., Silva M., 1991)



Şekil 5.3 : Çalışma akımı dalga şekilleri

6. GÜÇ FAKTÖRÜNÜN DÜZELTİLMESİ

Modern güç kaynağı tasarımının amacı hacim ve ağırlık başına en yüksek güç yoğunluğunu mümkün olan en ekonomik şartlarla gerçekleştirmektir.

Anahtarlama güç kaynaklarında, kaynaktan çekilen akımın ideal şeklinden oldukça farklı olması birçok sorun oluşturmaktadır. Özellikle kaynaktan çekilebilecek güç azalmakta, giriş akımında yüksek dereceli harmonikler bulunmakta, giriş doğrultucusu verimi düşmekte, tepe değeri çok yüksek akımlar çekilmesi sonucu alternatif gerilim kaynağında gerilim şeklinde bozulmalar meydana gelmektedir.

Bu sakıncaları gidermek için giriş akım dalga şekli, giriş geriliminin dalga şeklini izlemelidir. Bunu sağlamak için anahtarlama güç kaynağı girişine boost (yükseltici) tip bir dönüştürücü eklenerek ve bu dönüştürücünün çektiği akım giriş gerilimiyle aynı dalga şekline sahip olacak şekilde anahtarlanarak güç faktörü düzeltilebilir.(Grady W.M., Gilleskie R.J., 1993)

6.1 Güç Faktörü Düzeltilmesi Yapılmayan Güç Kaynakları

Geleneksel kondansatör filtreli güç kaynakları alternatif akım hattından sinüs şeklinden oldukça uzak bir akım çekerler. Bunun sonucu, çekilen akımın tepe değerinin ortalama değerine oranı, bir direnç yükü için alacağı değerden çok daha yüksek olacaktır. Bu akımın tepe değerinin ortalama değerine oranının yüksekliği transformatör yalıtımı olmadan doğrudan alternatif akım hattından beslenen düşük dirençli bir kaynak olması durumunda çok belirgindir.

RC zaman sabitinin oldukça küçük olması nedeniyle filtre kondansatörü giriş gerilimi tepe değerine çok hızlı biçimde yükselir. Bu da alternatif akım hattından kısa darbe akımları çekilmesine neden olur.

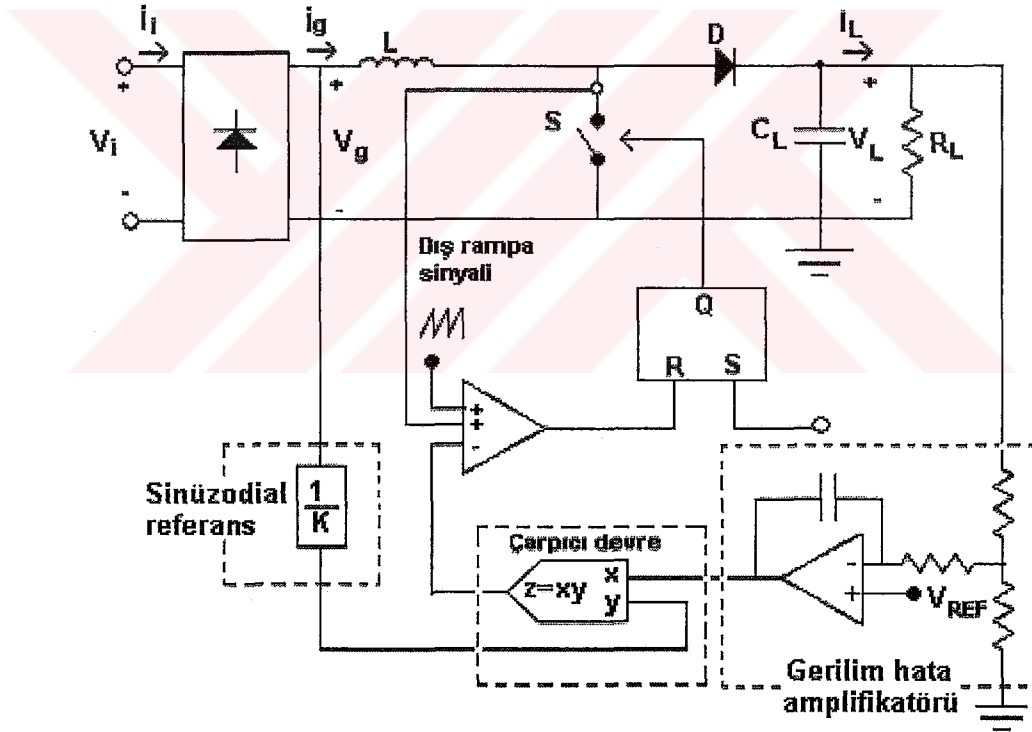
Bu kısa, hızlı darbeler hatta bozucu etkilere neden olur, kondansatörün dolması sırasında hat geriliminin tepe değerlerinde bozulmalar oluşur. Bu dalga şekli güç hattında yüksek dereceli harmoniklere neden olur ve bu harmonikler kullanılabilecek faydalı güç miktarını azaltır.

Ayrıca akım tepe değeri ve hat sigorta sınırlamaları sonucu da, hattan çekilebilecek en büyük güç değeri sınırlanmış olur.(Grady W.M., Gilleskie R.J., 1993)

7. GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTİLMESİNDEKİ KONTROL TEKNİKLERİ

İdeal bir güç faktörü düzeltme devresi, şebeke tarafında bir direnç gibi davranmalı ve çıkış gerilimi de oldukça düzgün olmalıdır. Dönüştürücü, sinüzoidal bir hat geriliminde, şebekeden sinüzoidal bir akım çekmelidir. Bunun yapılabilmesi için, uygun bir sinüzoidal referans gereklidir. Kontrol sisteminin amacı ise, giriş akımının mümkün olduğu kadar yakın bir şekilde bu akım referansının takip edilmesini sağlamaktır. Konu içerisinde bahsedilecek kontrol teknikleri, yaygın bir şekilde kullanılmakta olan yükseltici dönüştürücüler esas alınarak anlatılacaktır. Diğer dönüştürücü topolojilerindeki kontrol teknikleri, belirtilen kontrol tekniklerinin modifikasyonları ile kolaylıkla gerçekleştirilebilmektedir. (Schlecht F.M., Miwa A.B., 1987)

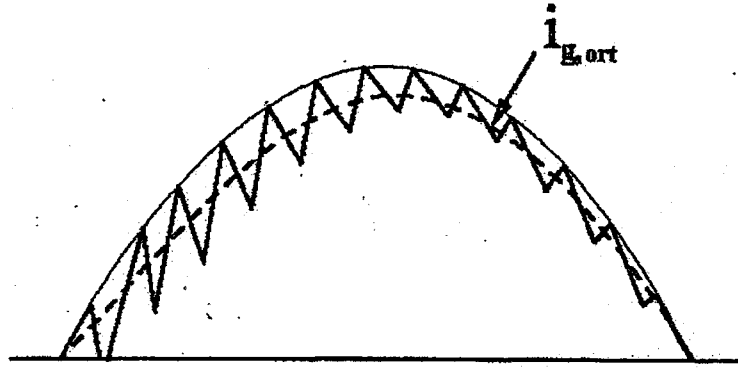
7.1 Pik Akımı Kontrol Tekniği



Şekil 7.1 : Pik akımı kontrol tekniği devre şeması

Şekil 7.1'deki devre şemasında anahtar, bir Flip Flop devreden üretilen sinyal ile sabit bir frekansta iletim konumuna getirilmektedir.

Anahtar akımının pozitif rampasının toplamı ile dış rampa sinyali, sinüzoidal akım referansına ulaştığında anahtar iletiminden çıkarılmaktadır.



Şekil 7.2 : Pik akımı kontrol tekniği dalga şekli

Bu referans, genellikle gerilim hata amplifikatör çıkışı ve doğrultucu hat gerilimi V_g 'nin bölünmüş bir kopyasının çarpımı ile elde edilir. Böylece akım referans genliği ayarlanmış olur. Bu yolla, referans gerilimi ile hat gerilimi senkron çalışmaktadır. Böylece birim güç faktörü şartı gerçekleştirilmiş olur.

Dönüştürücü, kesintisiz akım modunda çalıştırılır. Böylece elemanların akım süresi, giriş filtre gereksinimleri kadar iyi şekilde düşürülmüş olur.

Kesintisiz giriş akımıyla köprü diyotları hat frekansında çalıştıklarından dolayı yavaş kalabilir. Diğer yandan, serbest geçiş diyotunun sert bir şekilde iletimden çıkarılması anahtarlama gürültüsü ve kayıpları artırır. (Schlecht F.M., Miwa A.B., 1987)

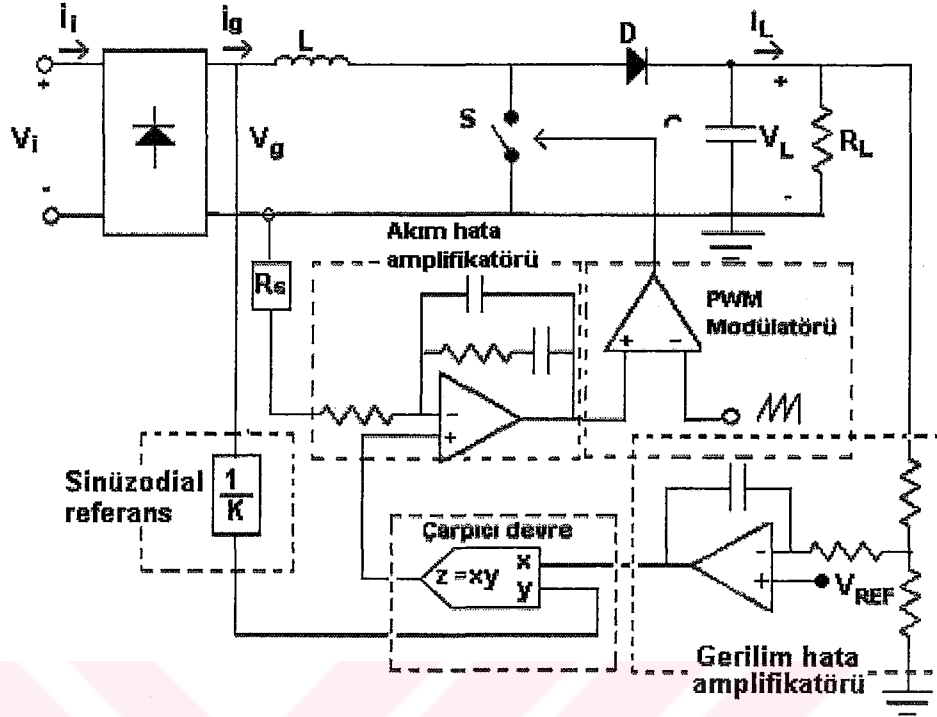
Avantajlar

- Sabit anahtarlama frekansı
- Sadece anahtar akımı takip edilmelidir ve bu bir akım trafosuyla sağlanabilir. Böylece algılama direnci kayıpları önlenir.
- Akım hata amplifikatörüne ve onun komparatör sistemine ihtiyaç yoktur.
- Doğru bir anahtar akımı sınırlaması imkanı vardır.

Dezavantajlar

- Bir kompanzasyon rampasına ihtiyaç vardır. Çünkü çalışma süresinde %50 'den fazla harmonik osilasyonlar görülmektedir.
- Yüksek hat gerilimlerinde ve düşük yüklerde artan bir giriş akımı bozulması vardır. Bu bir kompanzasyon rampasıyla daha da kötüleşmektedir.
- Devrenin komutasyon gürültülerine karşı çok hassastır.

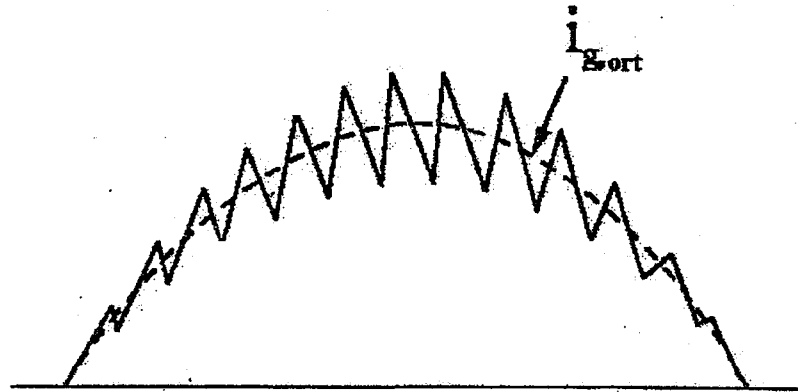
7.2 Ortalama Akım Kontrol Tekniği



Şekil 7.3 : Ortalama akım kontrol tekniği devre şeması

Pik akımı kontrolüne göre daha iyi bir giriş akımı dalga şekline sahiptir. Bu kontrolde endüktans akımı takip edilir. Ve bir akım hata amplifikatörüyle filtre edilir. Şekil 7.3'te verilen kontrol tekniği devre şeması tasarımımızın temelini oluşturmaktadır.

Akım hata amplifikatörünün çıkışı da bir PWM Modülatörü sürmektedir. Bu yolla, ortalama giriş akımı i_g ve onun referansı arasındaki hatayı azaltmak için, bir iç akım döngüsü başlamıştır. (Schlecht F.M., Miwa A.B., 1987)



Şekil 7.4 : Ortalama akım kontrol tekniği dalga şekli

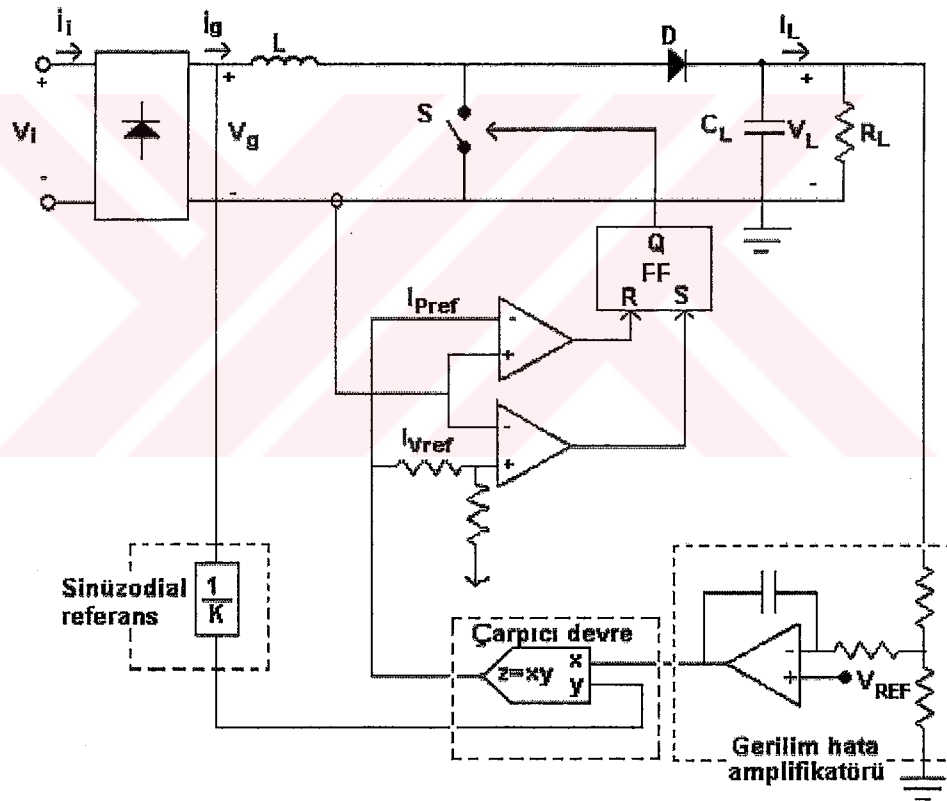
Avantajlar

- Sabit bir anahtarlama frekansı vardır.
- Kompanzasyon rampasına ihtiyaç yoktur.
- Akım filtrelemesi nedeniyle, kontrol mekanizması, komütasyon gürültülerine karşı daha az hassastır.
- Pik akım kontrolü göre daha iyi bir giriş akım dalga şekli vardır.

Dezavantajlar

- Endüktans akımı takip edilmelidir.
- Akım hata amplifikatörü de kullanılmaktadır. Maliyet artar.

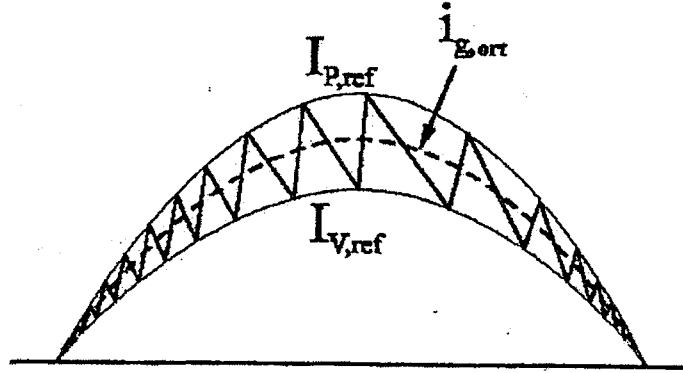
7.3 Histerezis Kontrol Tekniği



Şekil 7.5 : Histerezis kontrol tekniği devre şeması

Şekil 7.5'teki devrede, I_{Pref} ve I_{Vref} sinüzoidal akım referansları üretilerek histerezis kontrol tekniği uygulanmıştır. I_{Pref} endüktansın pik, I_{Vref} ise endüktans akımı için üretilir. Bu kontrol tekniğine göre, endüktans akımı alt referans olan I_{Vref} 'in altına düşerse anahtar ilettime geçer. Endüktans akımı, üst referans olan I_{Pref} 'in üstüne çıkarılırsa iletim konumundan çıkar.

Şekildeki devre için kesintisiz akım modunda çalışan bir dönüştürücüdür ifadesi kullanılabilir. (Rossetto L., Spiazzi G., Tenti P., 1995)



Şekil 7.6 : Histerezis kontrol tekniği dalga şekli

Avantajlar

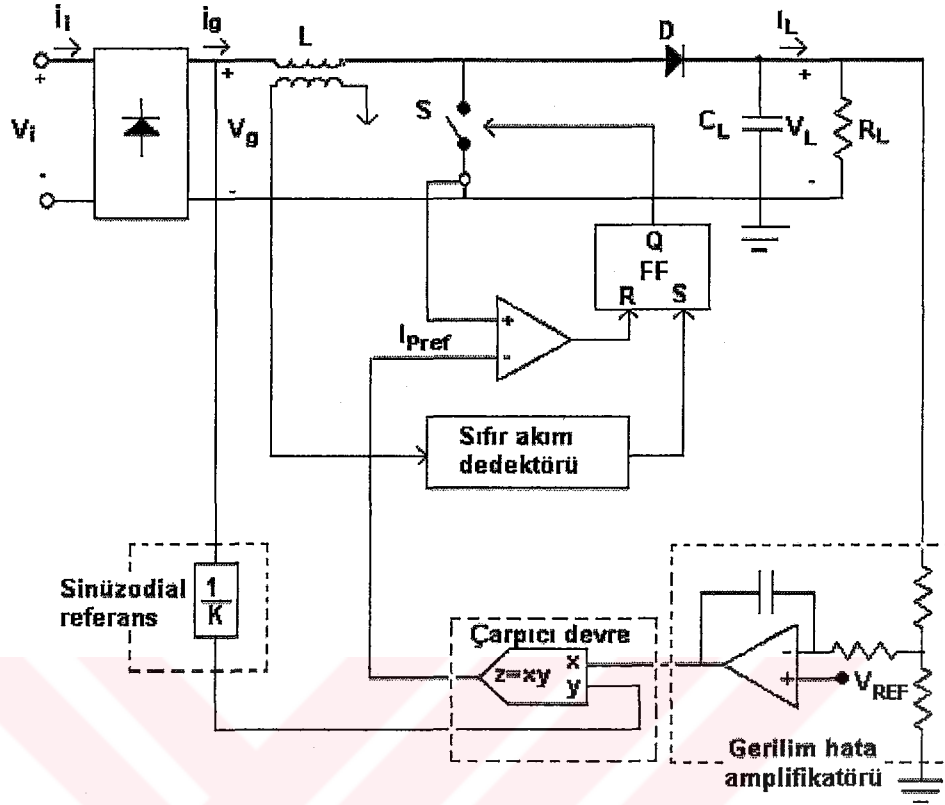
- Kompanzasyon rampasına ihtiyaç yoktur.
- Az distorsiyonlu giriş akımı dalga şekilleri vardır.

Dezavantajları

- Değişken anahtarlama frekansı.
- Endüktans akımı takip edilmeli.
- Komutasyon gürültülerine karşı hassas.

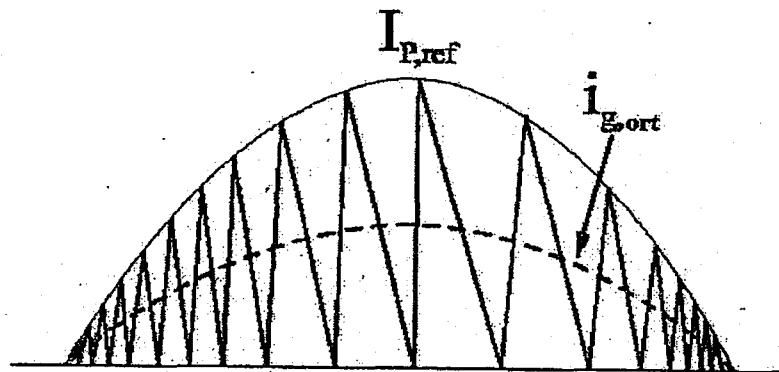
Çok yüksek anahtarlama frekansından kaçınmak için, hat geriliminin sıfır geçişi esnasında anahtar açık tutulmalıdır. Böylece hat akımındaki ölü zamanlar belirlenir. (Schlecht F.M., Miwa A.B., 1987)

7.4 Sınır Hat Kontrolü



Şekil 7.7 : Sınır hat kontrolü devre şeması

Şekil 7.7'deki bu kontrolde, şebeke periyodu boyunca anahtar iletim zamanı sabit tutulur ve endüktans akımı sıfıra düştüğünde anahtar iletiminden çıkarılır. Böylece dönüştürücü kesintisiz iletim modu ile kesintili iletim modu arasındaki sınırda çalışır. Bu yolla serbest geçiş diyotu yumuşak bir şekilde iletimden çıkarılır ve anahtar sıfır akımda ilettime sokulur.(Schlecht F.M., Miwa A.B., 1987)



Şekil 7.8 : Sınır hat kontrolü dalga şekli

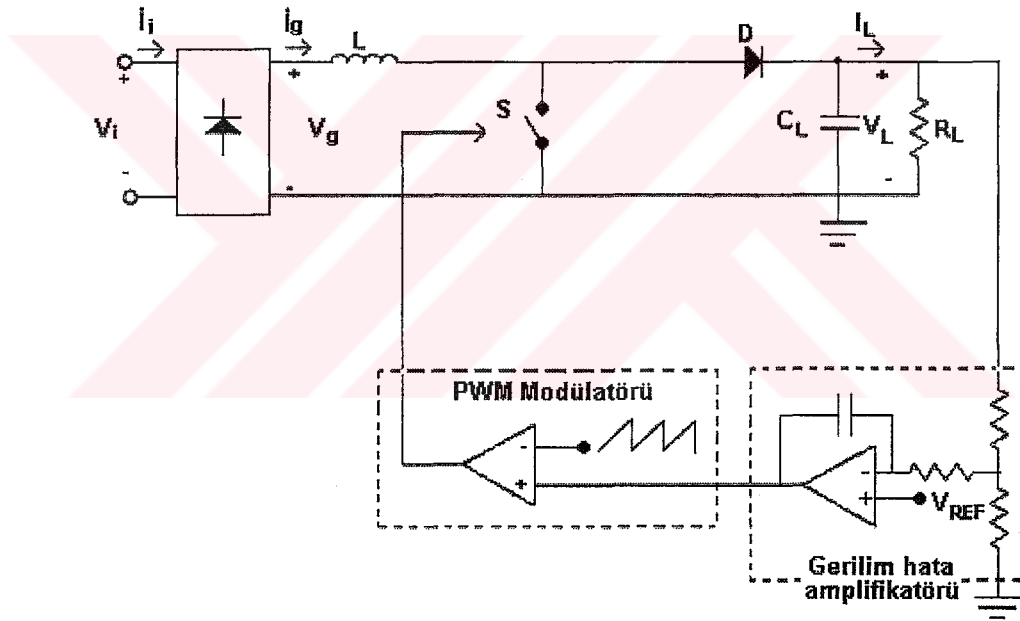
Avantajlar

- Kompanzasyon rampasına ihtiyaç yoktur.
- Akım hata amplifikatörüne ihtiyaç yoktur.
- Anahtar akım takibi yapılan kontroller için, anahtar akım sınırlaması yapılabilir.

Dezavantajlar

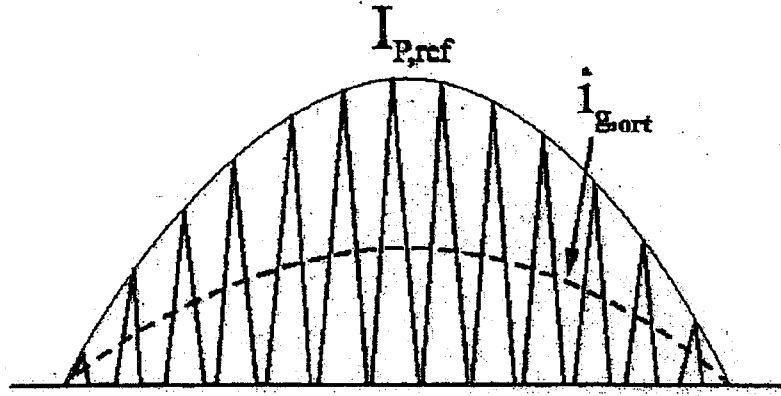
- Değişken anahtarlama frekansı.
- Endüktans akımının sıfır geçişini yakalayabilmek için anahtar gerilimi takip edilmeli.
- Anahtar geriliminin takip edildiği kontrollerde, komütasyon gürültüsüne karşı hassas kontrol olmalıdır.

7.5 Kesintili Akım PWM Kontrolü Tekniği



Şekil 7.9 : Kesintili akım PWM kontrolü devre şeması

Şekil 7.9'daki kesintili akım PWM kontrolü tekniğiyle, iç akım döngüsü tamamen elimine edilmiştir. Böylece anahtar sabit frekans ile iletim süresince çalışmaktadır. Bu kontrol tekniği kesintili iletim modunda çalışan bir dönüştürücüyle birim güç faktörünün yakalanmasını sağlamaktadır. Yükseltici dönüştürücü ile bu kontrol tekniği hat akımında bazı harmonik distorsiyonlara neden olmaktadır. Tek geri beslemeli kontrol olması nedeniyle tasarımlarımızda ve modellerimizde kullandığımız bir kontrol tekniğidir.(Schlecht F.M., Miwa A.B., 1987)



Şekil 7.10 : Kesintili akım PWM kontrolü dalga şekli

Avantajlar

- Sabit anahtarlama frekansı.
- Akım takibine gerek yok.
- Basit PWM kontrolü

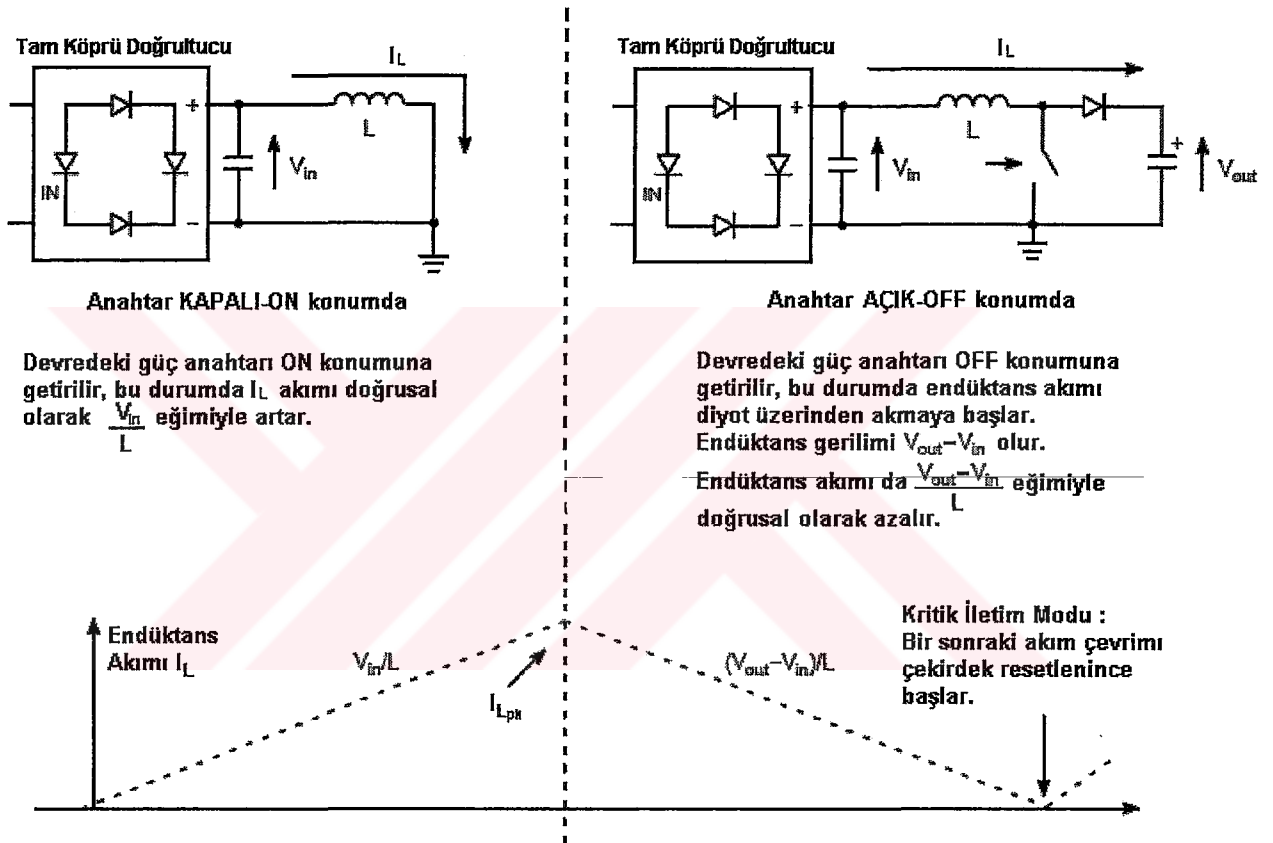
Dezavantajlar

- Sınır akım hat kontrolü tekniğinden daha yüksek eleman akım stresi vardır.
- Yükseltici dönüştürücüsünde, giriş akımı distorsiyonu oluşturmaktadır.

8. TASARIM KRİTERLERİ

Güç faktörü düzeltme devresi anahtarın konumuna göre iki durum için incelenmeli, eleman değerleri için yazılması gereken eşitlikler bu iki durum göz önüne alınarak çıkarılmalıdır. Anahtar, Şekil 8.1'deki gibi kontrol devresinden gelen darbelerle göre belirli sürelerde açık ve kapalı konumda bulunduğu için devre iki durum için incelenecektir.

Aşağıda anahtarın konumlarına göre devrenin basitleştirilmiş şekilleri görülmektedir.

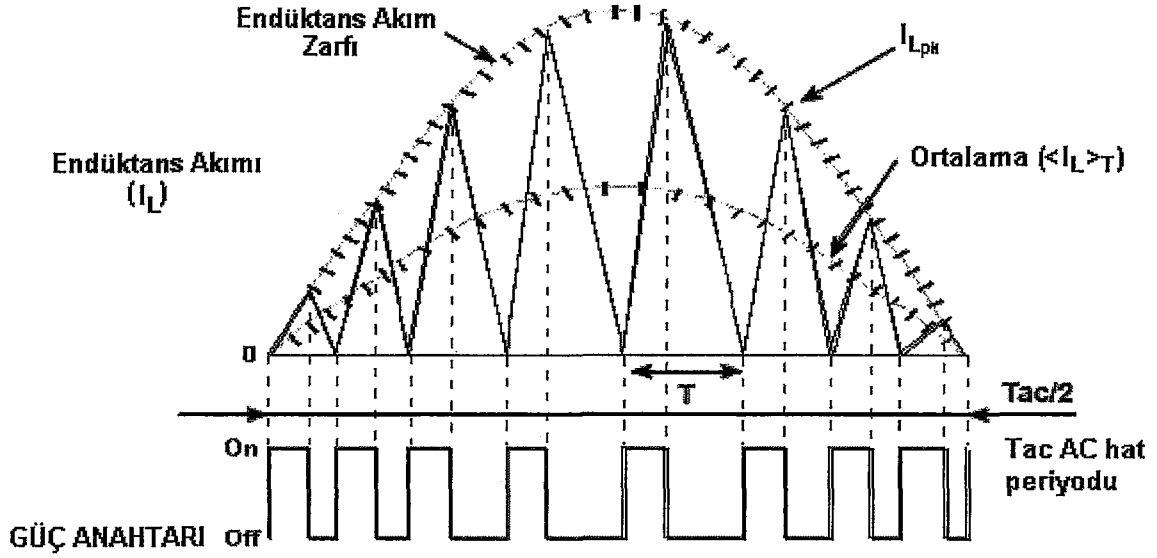


Şekil 8.1 : PFC Durumlarında Anahtarlama

V_{in} , köprü doğrultucu çıkış gerilimidir. Buradaki V_{in} değeri I_L akımındaki zarf değeri için PFC kontrolcüyeye bilgi verir.

Tasarımlarımızın temelini oluşturan ortalama akım kontrol tekniği için Şekil 7.3'teki devre şemasını referans alalım.

Devredeki gerilim hata amplifikatörü, gerçek ve beklenen çıkış gerilimi seviyeleri arasındaki güç ihtiyacını algılar. Hata amplifikatörü bant genişliği, düşük değere set edilerek çıkışın yavaş elde edilmesi ve AC hat periyodunun sabit kalmasını sağlar.



Şekil 8.2 : Endüktans Akımı

Kontrolcü, gerilim hata amplifikatörü çıkış gerilimi ile şekil bilgisini çarpar. Çıkan sonuç beklendiği gibi, fazı AC hat gerilimine benzeyen sinüzoidal bir işarettir. Kontrolcü güç anahtarı akımını gösterir. Bu akım, zarf seviyesini geçince PWM kontrolcü anahtarı açmak için resetlenir.

Güç anahtarı kapatılınca, endüktans akımı sıfırdan sıfırdan zarf seviyesine doğru yükselir. O anda, güç anahtarı açılır ve akım sıfıra doğru azalır. Basitlik olması açısından Şekil 8.2’de 8 adet üçgen gösterilmektedir. AC hat frekansı ile kıyaslanınca burada bulunan frekans daha yüksektir.

Şekil 8.2’den yapılacak basit bir varsayım,

$$\langle I_L \rangle_T = \frac{I_{Lpk}}{2} \quad (8.1)$$

$\langle I_L \rangle_T$: T periyotlu devredeki tek akım üçgeninin ortalamasıdır.

I_{Lpk} : Endüktansın Akım üçgenindeki pik değeridir.

I_{Lpk} , sinüzoidal zarf işareti $k.V_{in}$ ’i takip etmek için çalışır. k, hata amplifikatörü tarafından module edilen sabit bir değerdir.

$$\langle I_L \rangle_T = \frac{k.V_{in}}{2} = \frac{k.\sqrt{2}.V_{AC}.\sin \omega t}{2} \quad (8.2)$$

$\langle I_L \rangle_T$ akımı sinüzoidal bir işarettir.

8.1 Anahtarlama Frekansı

Anahtar iletim zamanı (t_{ON}) süresi boyunca, giriş gerilimi endüktansa uygulanır ve akım doğrusal olarak V_{in} / L eğimiyle artar. Sinüzoidal işarete göre basitçe anahtar kapanma zamanı için;

$$I_L(t) = \frac{V_{in}}{L} t \quad (8.3)$$

$$I_{Lpk} = \frac{V_{in}}{L} t_{ON} \quad (8.4)$$

$$t_{ON} = \frac{L.I_{Lpk}}{V_{in}} \quad (8.5)$$

$$\langle I_L \rangle_T = \frac{I_{Lpk}}{2} = \frac{k.V_{in}}{2} = \frac{k.\sqrt{2}.V_{AC}.\sin \omega t}{2} \quad (8.6)$$

t_{ON} için;

$L \cdot \frac{\Delta i}{\Delta t} = V_{in}$ formülünden Δt ifadesinin çekilmesiyle 0'dan anahtarın kapanma süresi olan

t_{ON} 'a kadar olan süredeki akım ve gerilim ifadesi bulunarak buradan t_{ON} bulunur.

$\Delta t = \frac{L.I_{Lpk}}{V_{in}}$ formülünde $I_{Lpk} = 2 \langle I_L \rangle_T$ ifadesi I_{Lpk} yerine konularak;

$$\Delta t = \frac{2.L.\langle I_L \rangle_T}{V_{in}} \text{ ifadesi bulunur.} \quad (8.7)$$

$\langle I_L \rangle_T$: T periyotlu devredeki akım üçgenlerinin ortalama değeridir.

I_{Lpk} : T periyotlu devrede endüktans akımının pik değeridir.

(8.7) denkleminde $t_{ON} = \frac{2.L.<P_o>}{V_{AC(RMS)}^2}$, dir. (8.8)

t_{OFF} için;

$$L \cdot \frac{\Delta i}{\Delta t} = V_{out} - V_{in} \quad (8.9)$$

$$\Delta t = \frac{2.L.<I_L>_T}{V_{out} - V_{in}} = \frac{2.L.\sqrt{2}J_{AC}.\sin \omega t}{(V_{out} - V_{AC(RMS)})} \quad (8.10)$$

(8.10) eşitliğinde pay ve payda V_{AC} ile çarpılırsa aşağıdaki ifadeyi alır.

$$t_{OFF} = \frac{2.L.\sqrt{2}.<P_o>.\sin \omega t}{(V_{out} - V_{AC(RMS)})V_{AC}} \quad (8.11)$$

Bu ifadenin t_{ON} 'a da bağlı ifadesi;

$$t_{OFF} = t_{ON} \cdot \frac{\sqrt{2}.V_{AC}.\sin \omega t}{V_{out} - \sqrt{2}.V_{AC}.\sin \omega t} \text{ 'tir.} \quad (8.12)$$

Anahtar kapanma zamanı (t_{OFF}) süresi boyunca, endüktans akımı çıkış diyotu üzerinden akar ve çıkış kapasitesi ile yükü besler. Anahtar açıkken diyot geriliminin sıfır olduğu kabul edilir, endüktanstaki gerilim azalmaya başlar ve $V_{in} - V_{out}$ gerilimine eşit olur.

Ayrıca endüktans akımı, $\frac{V_{out} - V_{in}}{L}$ eğimiyle I_{Lpk} 'dan sıfıra doğru doğrusal olarak azalır.

$$I_L(t) = I_{Lpk} - \left(\frac{V_{out} - V_{in}}{L} t \right) \quad (8.13)$$

Bu durum, I_{Lpk} sıfır olana kadar devam eder.

$$t_{OFF} = \frac{L.I_{Lpk}}{V_{out} - V_{in}} \quad (8.14)$$

$$T = t_{ON} + t_{OFF} = L.I_{Lpk} \cdot \frac{V_{out}}{V_{in} \cdot (V_{out} - V_{in})} \quad (8.15)$$

8.2 Endüktans Pik ve RMS akımı

8.2.1 Pik Akımı

Güç faktörü düzeltilmesi durumunda, AC hat akımı hem sinüzoidal olur hem de fazı AC hat gerilimi ile aynı olur.

$$I_{in}(t) = \sqrt{2} I_{AC} \cdot \sin \omega t \quad (8.16)$$

$I_{in}(t)$: Anlık AC hat akımı

I_{AC} : Akımın RMS değeridir.

AC hat akımı, endüktans akımının ortalamasını sağlayacak şekilde;

$$I_{in}(t) = \langle I_L \rangle_T = \frac{I_{Lpk}}{2} \text{ 'dir.} \quad (8.17)$$

$\langle I_L \rangle_T$: İncelenen endüktans akımının üçgen dalga işaretinin anahtarlama periyodu T boyunca ortalamasıdır.

I_{Lpk} : I_L akımının pik değeridir.

Burada, endüktans akımının pik değerinin zarfı sinüzoidal zarfı takip eder ve

$$I_{Lpk} = 2 \cdot \sqrt{2} I_{AC} \cdot \sin \omega t \text{ 'dir.} \quad (8.18)$$

Güç faktörü düzeltilmesi durumunda, güç faktörünü 1 yapmaya çalıştığımız için, ortalama giriş gücü için AC hat RMS akım ve gerilim değerlerinin çarpımı;

$$\langle P_{in} \rangle = I_{AC} \cdot V_{AC} \text{ 'dir.} \quad (8.19)$$

(8.11) eşitliği V_{AC} ile çarpılıp bölünürse;

$$I_{Lpk} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{\langle P_{in} \rangle}{V_{AC}} \cdot \sin \omega t \quad (8.20)$$

yazılabilir.

I_{Lpk} akımı, en yüksek değere sinüzoidal işaretin tepesinde yani $\sin \omega t = 1$ olduğu yerde ulaşır.

Bu anda aldığı anlık değer;

$$(I_{Lpk})_{\max} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{P_{in}}{V_{AC}} \quad (8.21)$$

şeklinde olur.

Bu eşitlikten, endüktans pik akımının en yüksek değeri, giriş gücünün en yüksek ve AC hat geriliminin en düşük değerindeyken alacağı açıktır.

$$I_{L\max} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{\langle P_{in} \rangle_{\max}}{V_{AC\min}} \quad (8.22)$$

$\langle P_{in} \rangle_{\max}$: Maksimum Giriş Gücü

$V_{AC\min}$: AC giriş geriliminin minimum değeri

(8.13) formülünü (8.8)'de yerine koyarsak denklem;

$$T = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{L \cdot \langle P_{in} \rangle}{V_{AC}} \cdot \sin \omega t \cdot \frac{V_{out}}{\sqrt{2} \cdot V_{AC} \cdot \sin \omega t \cdot (V_{out} - V_{in})} \quad (8.23)$$

şeklini alır.

Gerekli sadeleştirmeler yapıldıktan sonra T için aşağıdaki eşitlik yazılabilir.

$$T = \frac{2 \cdot L \cdot \langle P_{in} \rangle \cdot V_{out}}{V_{AC}^2 \cdot (V_{out} - V_{in})} \quad (8.24)$$

Anahtarlama frekansı da buradan;

$$f = \frac{1}{T} = \frac{V_{AC}^2}{2 \cdot L \cdot \langle P_{in} \rangle} \cdot \left(1 - \frac{\sqrt{2} \cdot V_{AC} \cdot \sin \omega t}{V_{out}} \right) \quad (8.25)$$

şeklinde yazılır.

$\frac{V_{AC}^2}{2 \cdot L \cdot \langle P_{in} \rangle}$, yük ve hat RMS gerilimi ile değişir. $1 - \frac{\sqrt{2} \cdot V_{AC} \cdot \sin \omega t}{V_{out}}$ ise AC hat işaretindeki anahtarlama frekansıyla değişir.

8.2.2 Endüktans RMS Akımı

$$I_S(t) = \frac{V_{in} \cdot t}{L} = I_{Lpk} \cdot \frac{t}{t_{ON}} \quad (0 < t < t_{ON}) \quad (8.26)$$

iken diyot kesimde ve anahtar kapalıdır.

$$I_D(t) = I_{Lpk} - \left[\frac{(V_{out} - V_{in})t}{L} \right] = \frac{I_{Lpk} \cdot (T - t)}{T - t_{ON}} \quad (t_{ON} < t < T) \quad (8.27)$$

anahtar açılır ve diyot iletme girer.

Buna göre bir anahtarlama periyodu boyunca L'nin üçgenin herhangi bir noktasındaki RMS akımı aşağıdaki eşitlikten bulunur ve denklemin çözümü de (8.22)'deki gibidir.

$$< I_{L(RMS)} >_T = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{t_{ON}} \left(\frac{I_{Lpk} \cdot t}{t_{ON}} \right)^2 dt + \int_{t_{ON}}^T \left(I_{Lpk} \cdot \frac{T-t}{T-t_{ON}} \right)^2 dt \right]} \quad (8.28)$$

$$< I_{L(RMS)} >_T = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\left(\frac{I_{Lpk}^2}{t_{ON}^2} \cdot \frac{t^3}{3} \right) \int_0^{t_{ON}} + \left(\frac{I_{Lpk} \cdot (T-t)}{3 \cdot (T-t_{ON})} \right)^3 \int_{t_{ON}}^T \right]} \quad (8.29)$$

$$< I_{L(RMS)} >_T = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\left(\frac{I_{Lpk}^2}{t_{ON}^2} \cdot \frac{t_{ON}^3}{3} \right) + \left[\frac{-(T-t_{ON})}{3 \cdot I_{Lpk}} \cdot \left(\left[I_{Lpk} \cdot \frac{T-T}{T-t_{ON}} \right]^3 - \left(I_{Lpk} \cdot \frac{T-t_{ON}}{T-t_{ON}} \right)^3 \right) \right]} \right]} \quad (8.30)$$

$$< I_{L(RMS)} >_T = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\left(\frac{I_{Lpk}^2 \cdot t_{ON}}{3} + \left[\frac{-(T-t_{ON})}{3 \cdot I_{Lpk}} \cdot (-I_{Lpk})^3 \right] \right)} \right]} \quad (8.31)$$

$$< I_{L(RMS)} >_T = I_{Lpk} \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \left[\frac{t_{ON}}{3} + \frac{T-t_{ON}}{3} \right]} = \frac{I_{Lpk}}{\sqrt{3}} \quad (8.32)$$

Endüktans pik akımının ortalama giriş gücü ve AC hat RMS gerilim eşitliğinde yerine koyulmasıyla;

$$< I_{L(RMS)} >_T = 2 \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{< P_{in} >}{V_{AC}} \cdot \sin \omega t \quad (8.33)$$

Bu eşitlik, verilen V_{in} değerinde bir periyot boyunca oluşan eşdeğer endüktans akımını verir.

Verilen AC giriş işareti frekansı için;

$$I_{L(RMS)} = \sqrt{\frac{2}{T_{AC}} \cdot \int_0^{T_{AC}/2} \left[2 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{\langle P_{in} \rangle}{V_{AC}} \cdot \sin \omega t \right]^2 dt} \quad (8.34)$$

Bu eşitlik göstermiştir ki; $I_{L(RMS)}$, $2 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{\langle P_{in} \rangle}{V_{AC}}$ genlikli sinüzoidal akımın RMS değeridir.

Yani $\frac{1}{\sqrt{2}}$ katıdır.

$$I_{L(RMS)} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\langle P_{in} \rangle}{V_{AC}} \quad (8.35)$$

8.3 Endüktans Seçimi

$T = \frac{2 \cdot L \cdot P_o \cdot V_{out}}{V_{AC}^2 \cdot (V_{out} - V_{in})}$ formülünden L değerinin çekilmesiyle devrede kullanılan endüktansın

değeri belirlenir. Dolayısıyla endüktansın değeri, $T = t_{ON} + t_{OFF}$ (anahtarlama periyodu), P_o (çıkış gücü), V_{out} (çıkış gerilimi) değerleriyle doğru, V_{AC} (giriş gerilimi RMS değeri), $V_{out} - V_{in}$ (çıkış ile giriş gerilimi arasındaki fark-bu fark bize boost dönüştürücü yükseltme oranını verir) ile ters orantılıdır.

$$L = \frac{t \cdot \left(\frac{V_o}{\sqrt{2}} - V_{AC(RMS)} \right) \cdot V_{AC(RMS)}^2}{\sqrt{2} \cdot P_o \cdot V_o} \quad (8.36)$$

L : Endüktans değeri

t : Anahtarlama zamanı

V_o : Çıkış gerilimi

P_o : Çıkış gücü

$V_{AC(RMS)}$: Giriş gerilimi RMS değeri (V_{in})

8.4 Çıkış Kondansatörü Seçimi

Kondansatörün gerilim bağımlı akım formülünden yola çıkarsak;

$$I = C \cdot \frac{dV}{dt} = C \cdot \frac{\Delta V}{\Delta t} \quad (8.37)$$

yazılır. Kondansatörün anahtarın konumuna göre davranışını yorumlarsak, anahtarın kapalı kaldığı (t_{ON}) süresi boyunca kondansatör üzerinden akan akımın değeri sıfırdır. Anahtar kapalı kaldığı sürece çıkış diyotu kesimdedir. Anahtar açıldığı andan itibaren diyot ilettime girer ve kondansatör üzerinden akım akmaya başlar. Yani (8.30) formülünde Δt yerine t yada t_{OFF} yazılması düşünülebilir. Bunun için öncelikle formülden ΔV çekilmelidir.

$$\Delta V = \frac{I \cdot \Delta T}{C} \quad (8.38)$$

Burada denklemin her iki tarafı da V_o 'a bölünürse $\frac{\Delta V}{V_o} = \frac{T}{2 \cdot R \cdot C}$ bulunur. (8.39)

Bu denklemde $T = \frac{1}{f}$ olduğu düşünülürse (8.32) denklemi $\frac{\Delta V}{V_o} = \frac{1}{2 \cdot f \cdot R \cdot C}$ olur. (8.40)

Bu genel formüllerden C'nin çekilmesi durumunda $C = \frac{t}{\frac{\Delta V}{V_o} \cdot 2 \cdot \left(\frac{P_o}{V_o}\right)} = \frac{t \cdot V_o^2}{\frac{\Delta V}{V_o} \cdot 2 \cdot P_o}$ 'tur. (8.41)

(8.41)'de t yerine (8.11)'deki t_{OFF} 'un değeri konulursa;

$$C = \frac{\sqrt{2} \cdot I \cdot \sin \omega t \cdot V_o}{V_{AC}^2 \cdot \Delta V \cdot (V_o - V_{AC(RMS)})} \text{ bulunur.} \quad (8.42)$$

Çizelge 8.1. Tasarım eşitlikleri

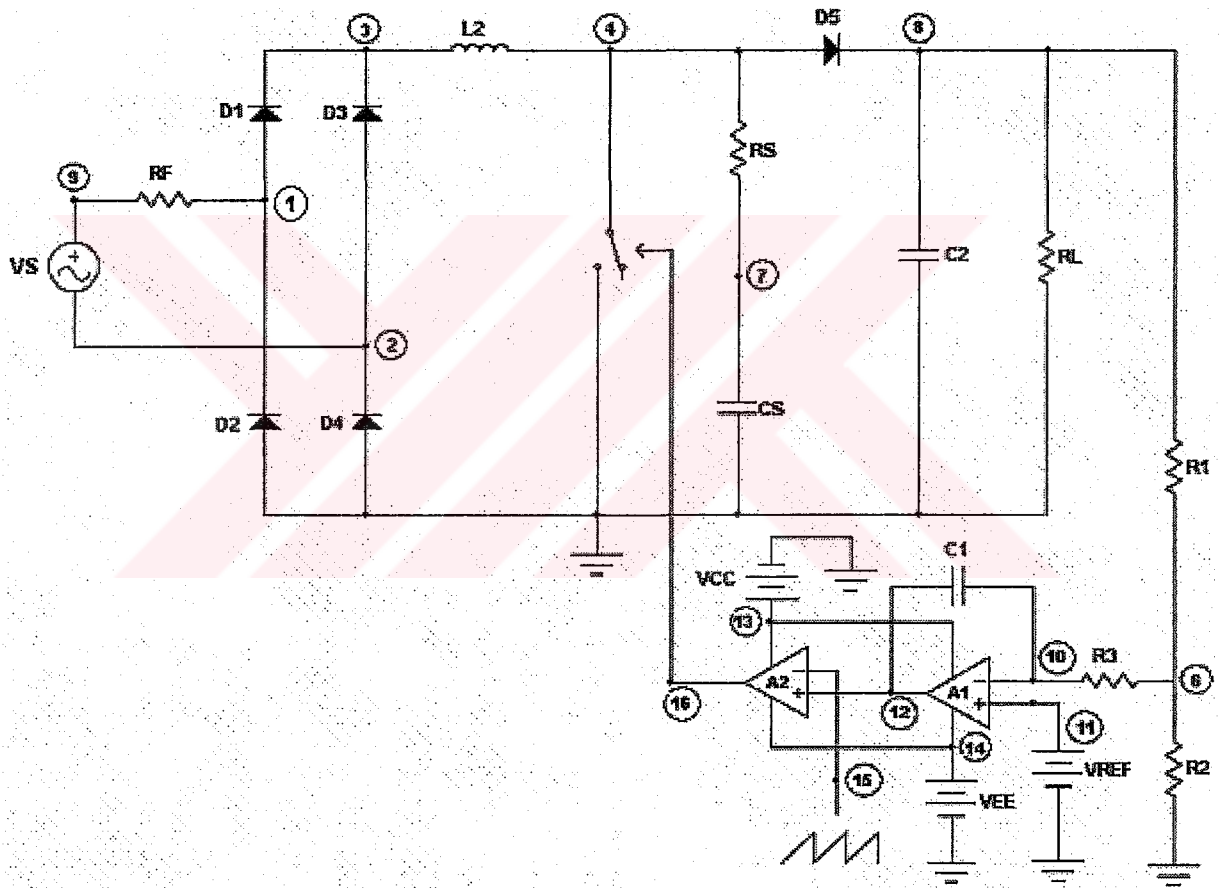
Açıklamalar	Eşitlikler	Formül
Devreden alınabilecek maksimum çıkış gücünde	Dönüştürücü Çıkış Gücü	$P_o = V_o \cdot I_o$
Çıkış regülasyonu için gerekli en düşük AC hat geriliminde, η hattın minimum kayıpta verimi olmak üzere	Endüktans Pik Akımı	$I_{Lpk} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot P_o}{V_{AC \min}}$
Verilen hat giriş geriliminin t periyodu ile anahtarlama çevrimi boyunca elde edilen t değeri için	Endüktans	$L_p = \frac{t \cdot \left(\frac{V_o}{\sqrt{2}} - V_{AC \min} \right) \cdot V_{AC \min}^2}{\sqrt{2} \cdot V_o \cdot P_o}$
Teoride, sabit değer olan t_{ON} anahtar kapanma zamanı boyunca endüktanstaki gerilim ve akım değerleri artar, bu durum için	Anahtar Kapanma Zamanı	$t_{ON} = \frac{2 \cdot P_o \cdot L_p}{V_{AC(RMS)}^2}$
Teoride, anahtar açıldığında endüktanstaki değer iletime geçen diyot üzerinden akarak çıkış kondansatörünü şarj eder, bu durum için	Anahtar Açılma Zamanı	$t_{OFF} = t_{ON} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot V_{AC} \cdot \sin \omega t}{V_{out} - \sqrt{2} \cdot V_{AC} \cdot \sin \omega t}$
Minimum anahtarlama frekansı, AC giriş gerilimi pik değerinde oluşur. Hat geriliminde pik değerden 0'a doğru düşmede anahtarlama frekansı t_{OFF} sıfırlanır ve frekansta artış sağlanır.	Anahtarlama Frekansı	$f = \frac{1}{t_{ON} + t_{OFF}}$
Fonksiyonel blok için tanımlanan AD633 op-amp'ının giriş işaretleri çarpımını yaparak 0.1 katını çıkışa aktardığı bir çarpıcı tasarımında	Çarpıcı Giriş Gerilimi (Girişten gelen işaret için)	$V_M = \frac{V_{AC(RMS)} \cdot \sqrt{2}}{\frac{R_B}{R_A + R_B}}$
Gerilim hata amplifikatörü çıkış geriliminin V_{VEA} çıkış gerilimi ve eleman değerleri cinsinden değeri	Çarpıcı diğer giriş gerilimi değeri	$-\frac{R_9}{R_3 \cdot (s \cdot C_1 \cdot R_9 + 1)} \cdot V_{VEA}$

Çizelge 8.1, ortalama akım kontrolü için tasarlanan ve Şekil 9.3'te genişletilmiş olarak bulunan devreye ilişkin eleman değerlerinin temel tasarım eşitliklerinde kullanılması ile oluşturulmuştur. PFC devresinin kayıplarının minimum, elemanların ideal ve verimin 100% olduğu varsayılarak hesaplanmıştır.

9. KONTROL TEKNİKLERİ İLE YAPILAN TASARIMLAR

9.1 Kesintili Akım PWM Kontrolü Tasarımı

Bölüm 7.5'te de anlatıldığı gibi kesintili akım PWM kontrolü tekniğinde sistem çıkış gerilimindeki gerilim düşümünü(farkını) bir gerilim bölücünden geçirerek bir integratörde referans gerilimi ile toplamakta ve çıkış işaretini de bir testere dişi dalga şekli ile kıyaslayarak güç anahtarını kontrol etme prensibi kullanılır. Tek geri besleme ile çıkış gerilimindeki dalgalanma, anahtarın kontrolü için yeterli olmaktadır.



Şekil 9.1 : Kesintili akım PWM kontrol devresi tasarımı

9.1.1 Kesintili Akım PWM Kontrolü Tasarım Kriterleri

$V_o = 400\text{ V}$, $V_{AC(RMS)} = 220\text{ V}$, $\Delta t = 10\text{ ms}$, $\Delta i_L = 1\text{ A}$, $R = 400\Omega$, $f = 50\text{ Hz}$ ve $\frac{\Delta V}{V} = 10\%$ olması beklenirse buna göre oluşacak eleman değerleri hesaplanacaktır. Burada $\frac{\Delta V}{V}$, çıkış gerilim dalgalanmasının yüzdesel olarak oranı olup, çıkış geriliminin dalgalanma aralığını belirlemekte önemli bir kriterdir.

Amacımız, bu beklenen değerleri kullanarak endüktans ve kapasite elemanlarının minimum değerlerini bulmaktır.

9.1.2 Kesintili Akım PWM Kontrolü Eleman Değerlerinin Bulunması

Devrede kullanılan endüktans ve kapasite elemanları için beklenen değerler $V_o, V_{AC(RMS)}, \Delta t, \Delta i_L$ değerleri $V = L \cdot \frac{di_L}{dt}$ temel eşitliğinde yerlerine konularak L ve $i_C = C \cdot \frac{dV_C}{dt}$ temel eşitliğinde yerine konularak C değerleri teorik olarak hesaplanır. Buna göre,

$$L = \frac{\Delta t \cdot V_{AC(RMS)}}{V_o \cdot \Delta i_L} = \frac{10\text{ ms} \cdot 220}{400 \cdot 1} = 0.0055\text{ H} = 5.5\text{ mH}$$

$$\frac{\Delta V}{V} = \frac{1}{2 \cdot R \cdot C \cdot f} \Rightarrow 0.1 = \frac{1}{2 \cdot 400 \cdot C \cdot 50} \Rightarrow C = \frac{1}{400 \cdot 100 \cdot 0.1} = 250\mu\text{F} \text{ bulunur.}$$

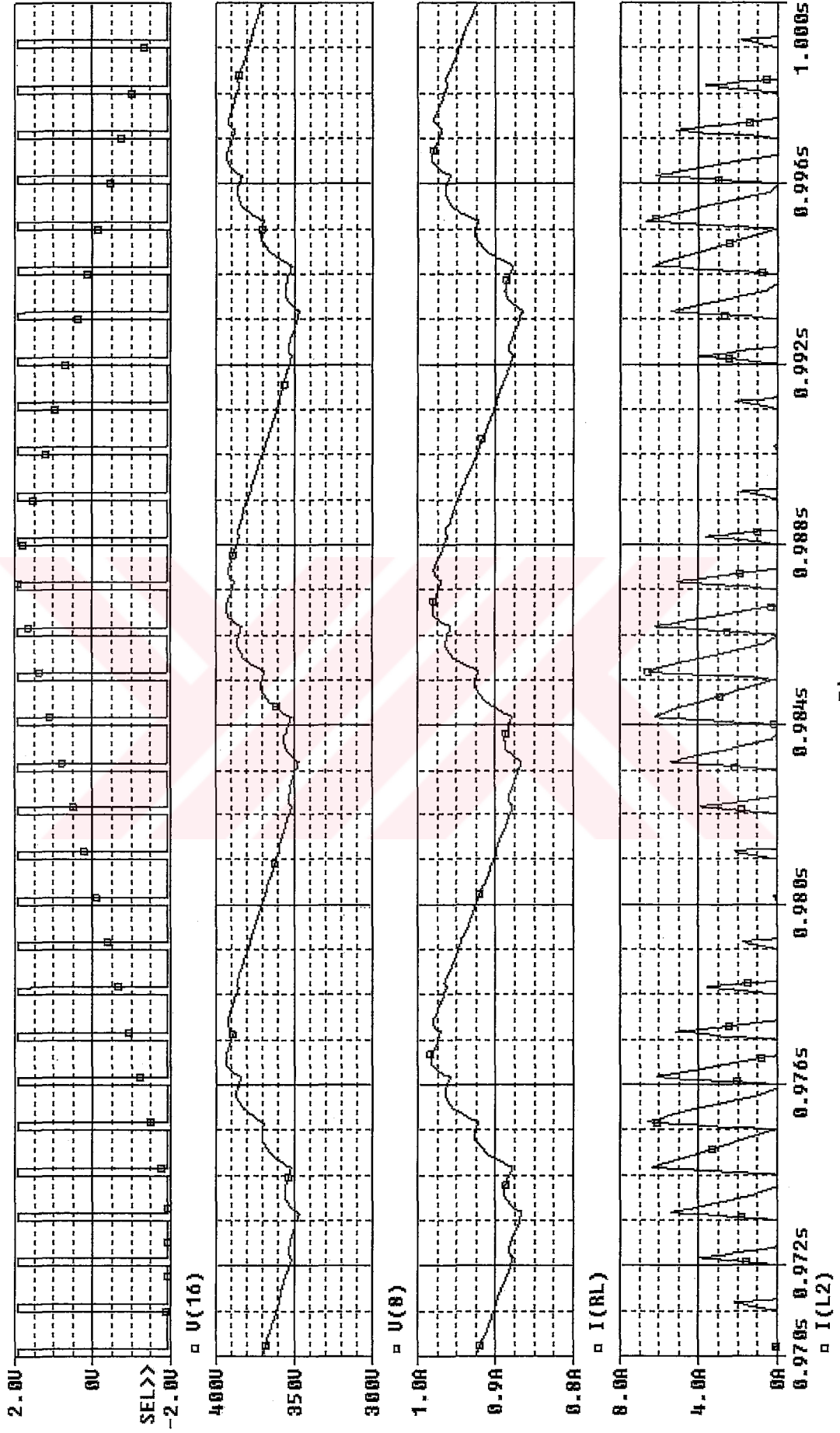
Bulunan bu değerler Şekil 9.1'teki devrede yerine konularak oluşturulan pratik simülasyondan elde edilen dalga şekilleri de Şekil 9.2'te gösterilmiştir.

Devredeki diğer eleman değerleri;

$$R_S = 10\Omega, R_F = 0.1\Omega, R_L = 400\Omega, R_1 = 100K\Omega, R_2 = 0.1K\Omega, R_3 = 10K\Omega, R_4 = 10K\Omega, R_5 = 10K\Omega$$

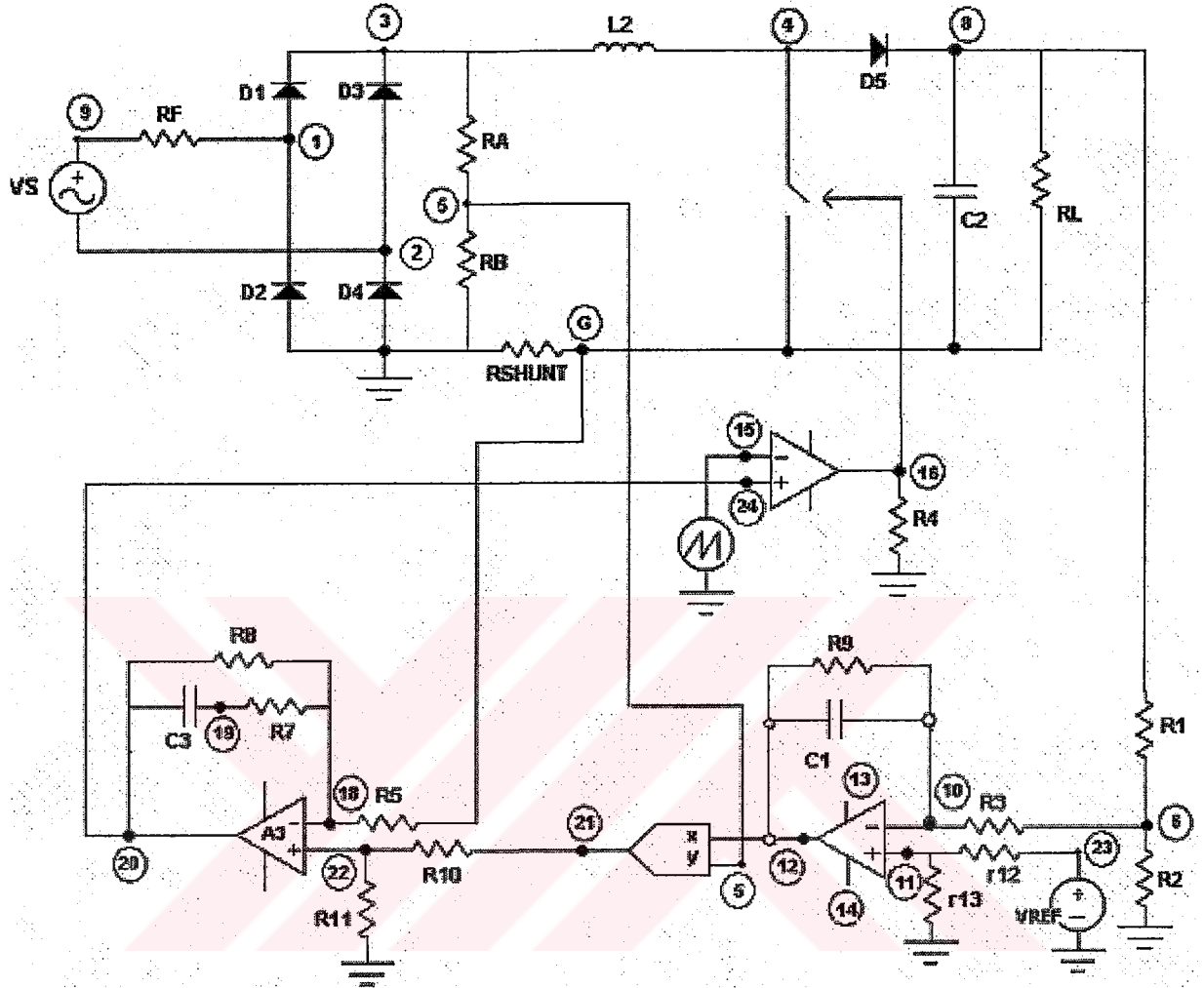
$$C_1 = 1\mu\text{F}, C_S = 0.1\mu\text{F}$$

olmak üzere ayrıca kullanılan op-amplar LM serisi LM675 model, diyotlar ise ideal diyot ele alınarak simülasyonlar gerçekleştirilmiştir.



Şekil 9.2 : Kesintili akım PWM kontrolü simülasyon dalga şekilleri

9.2 Ortalama Akım Kontrolü Tasarımı



Şekil 9.3 : Ortalama akım kontrol devresi tasarımı

9.2.1 Ortalama Akım Kontrolü Tasarım Kriterleri

Kesintili akım PWM kontrolü tasarımında kullanılan kriterler ve beklenen değerler aynı olmak üzere ortalama akım kontrolü tasarım kriterleri de aynı şekilde hesaplanacaktır.

$V_o = 400\text{ V}$, $V_{AC(RMS)} = 220\text{ V}$, $\Delta t = 10\text{ ms}$, $\Delta i_L = 1\text{ A}$, $R = 400\Omega$, $f = 50\text{ Hz}$ ve $\frac{\Delta V}{V} = 10\%$ olması

beklenirse buna göre oluşacak eleman değerleri hesaplanacaktır. Burada $\frac{\Delta V}{V}$, çıkış gerilim dalgalanmasının yüzdesel olarak oranı olup, çıkış geriliminin dalgalanma aralığını belirlemekte önemli bir kriterdir.

Amacımız, bu beklenen değerleri kullanarak endüktans ve kapasite elemanlarının minimum değerlerini bulmaktır.

9.2.2 Ortalama Akım Kontrolü Eleman Değerlerinin Bulunması

Devrede kullanılan endüktans ve kapasite elemanları için beklenen değerler $V_o, V_{AC(RMS)}$ ve P_o değerleri (8.36)-(8.42) eşitliğinde yerlerine konularak L ve C değerleri teorik olarak hesaplanır. Buna göre,

$$L = \frac{t \cdot \left(\frac{V_o}{\sqrt{2}} - V_{AC(RMS)} \right) \cdot V_{AC(RMS)}^2}{\sqrt{2} \cdot P_o \cdot V_o} = \frac{2ms \cdot (282 - 220) \cdot 220^2}{\sqrt{2} \cdot 400 \cdot 400} = 0.026H = 26mH$$

$$C = \frac{\sqrt{2} \cdot L \cdot \sin \omega t \cdot V_o}{V_{AC}^2 \cdot \Delta V \cdot (V_o - V_{AC(RMS)})} = \frac{\sqrt{2} \cdot 25 \cdot 10^{-3} \cdot 400}{311^2 \cdot 40 \cdot (400 - 220)} = 203nF \text{ bulunur.}$$

Bulunan bu değerler Şekil 9.3'teki devrede yerine konularak oluşturulan pratik simülasyondan elde edilen dalga şekilleri de Şekil 9.4'te gösterilmiştir.

Devredeki diğer eleman değerleri;

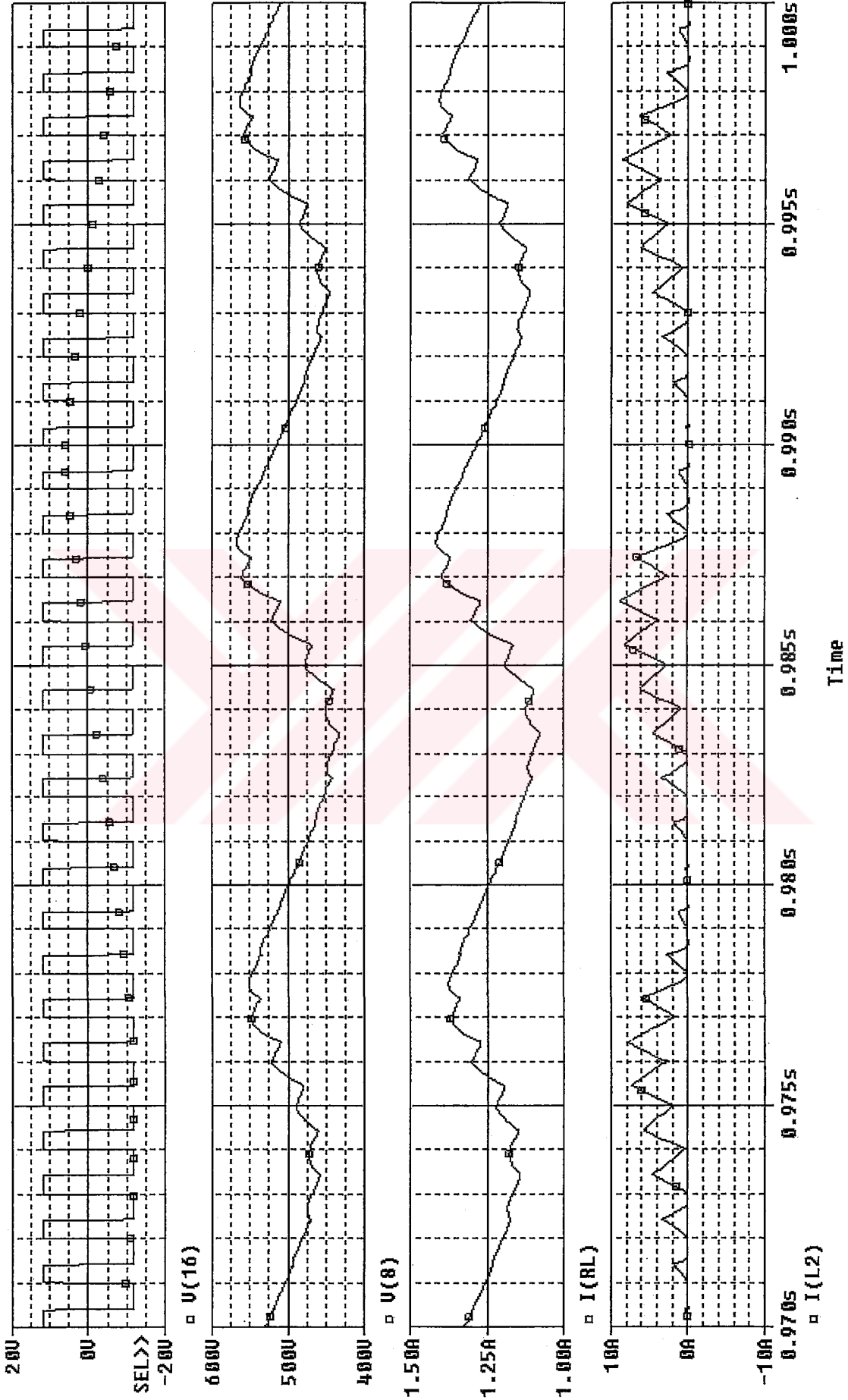
$$R_A = 10K\Omega, \quad R_B = 10\Omega, \quad R_{SHUNT} = 0.001\Omega, \quad R_F = 0.1\Omega, \quad R_L = 400\Omega, \quad R_1 = 10K\Omega, \\ R_2 = 50\Omega, \quad R_3 = 1K\Omega, \quad R_4 = 100K\Omega, \quad R_5 = 1K\Omega, \quad R_7 = 1\Omega, \quad R_8 = 25K\Omega, \quad R_9 = 10K\Omega, \\ R_{10} = 1K\Omega, \quad R_{11} = 25K\Omega, \quad r_{12} = 1K\Omega, \quad r_{13} = 10K\Omega$$

$$C_1 = 10\mu F, \quad C_3 = 10\mu F$$

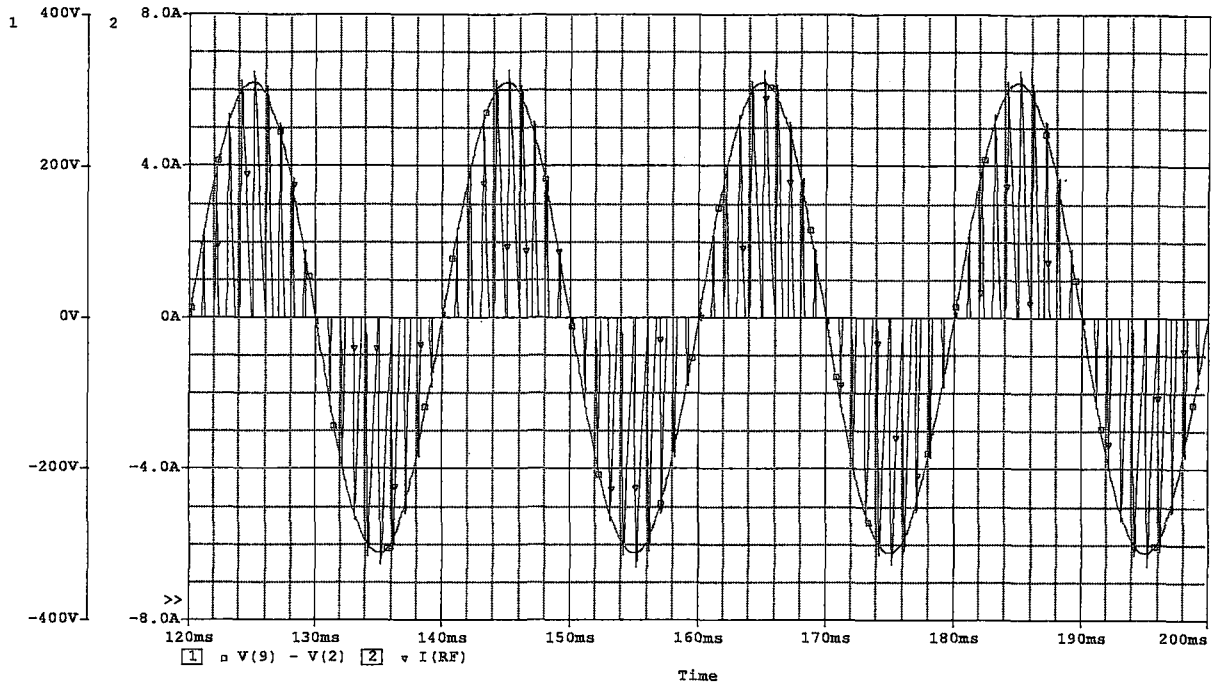
olmak üzere ayrıca kullanılan op-amplar LM serisi LM675 model, diyotlar ise ideal diyot ele alınarak simülasyonlar gerçekleştirilmiştir.

Çizelge 9.2. Döğümlere göre ortalama akım kontrolü gerilimleri

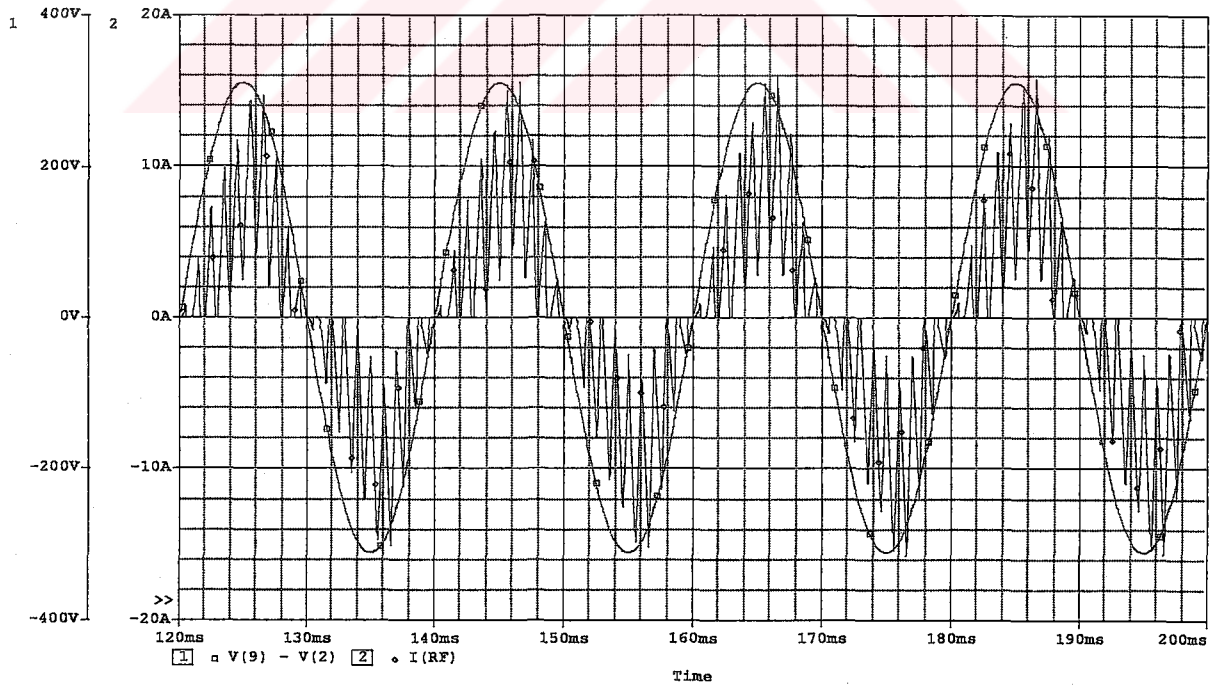
V_6 , çıkış gerilimine göre tasarlanan gerilim bölücü devre çıkışı	$V_6 = V_o \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$
V_{12} , gerilim hata amplifikatörü çıkış gerilimi	$V_{12} = -\frac{R_9}{R_3 \cdot (s \cdot C_2 \cdot R_9 + 1)} \left[V_6 - V_{REF} \cdot \frac{R_{12}}{R_{12} + R_{13}} \right] + V_{REF} \cdot \frac{R_{12}}{R_{12} + R_{13}}$
V_5 , giriş gerilim bölücü çıkışı, çarpıcı y girişi	$V_5 = V_3 \cdot \frac{R_B}{R_A + R_B}$
V_{21} , çarpıcı çıkış gerilimi	$V_{21} = \frac{V_3 \cdot \frac{R_B}{R_A + R_B} \cdot V_{12}}{10}$
V_{20} , akım hata amplifikatörü çıkış gerilimi	$V_{20} = -\frac{R_8 \cdot (s \cdot C_3 \cdot R_7 + 1)}{R_5 \cdot (s \cdot C_3 \cdot R_7 + s \cdot C_3 \cdot R_8 + 1)} \left[V_G - V_{21} \cdot \frac{R_{11}}{R_{10} + R_{11}} \right] + V_{21} \cdot \frac{R_{11}}{R_{10} + R_{11}}$
V_{24} , anahtarı sürececek olan komparatör giriş gerilimi kazanç ifadesi	
$V_{24} = -\frac{R_8}{R_5} \left[V_G - V_3 \cdot \frac{R_B}{R_A + R_B} \left(-\frac{R_9}{R_5} \left(V_o \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} - V_{REF} \cdot \frac{R_{12}}{R_{12} + R_{13}} \right) + V_{REF} \cdot \frac{R_{12}}{R_{12} + R_{13}} \right) \cdot \frac{R_{11}}{R_{10} + R_{11}} \right]$ $+ V_3 \cdot \frac{R_{11}}{R_{10} + R_{11}} \cdot \frac{R_B}{R_A + R_B} \left[-\frac{R_9}{R_5} \left(V_o \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} - V_{REF} \cdot \frac{R_{12}}{R_{12} + R_{13}} \right) + V_{REF} \cdot \frac{R_{12}}{R_{12} + R_{13}} \right]$	



Şekil 9.4 : Ortalama akım kontrolü simülasyon dalga şekilleri



Şekil 9.5 : Kesintili akım PWM kontrolü giriş akım ve gerilim dalga şekilleri



Şekil 9.6 : Ortalama akım kontrolü giriş akım ve gerilim dalga şekilleri

9.3 Kontrol Tekniklerinin Kıyaslanması

Çizelge 9.3 Tasarlanan kontrol teknikleri karşılaştırma tablosu

	Kesintili Akım PWM Kontrolü	Ortalama Akım Kontrolü
Çalışma Prensibi	Çıkış gerilimindeki gerilim düşümü(farkı) bir gerilim bölücüden geçirilerek bir integratörde referans gerilimi ile toplanır ve çıkış işareti de bir testere dişi dalga şekli ile kıyaslayarak güç anahtarını kontrol etme prensibi kullanılır. Kesintili akım PWM kontrolü tekniğiyle, iç akım dögüsü tamamen elimine edilmiştir. Böylece anahtar sabit frekans ile iletim süresince çalışmaktadır. Bu kontrol tekniği kesintili iletim modunda çalışan bir dönüştürücüyle birim güç faktörünün yakalanmasını sağlamaktadır.	Devredeki gerilim hata amplifikatörü, gerçek ve beklenen çıkış gerilimi seviyeleri arasındaki güç ihtiyacını algılar. Hata amplifikatörü bant genişliği, düşük değere set edilerek çıkışın yavaş elde edilmesi ve AC hat periyodunun sabit kalmasını sağlar. Kontrolcü, gerilim hata amplifikatörü çıkış gerilimi ile şekil bilgisini çarpar. Çıkan sonuç, fazı AC hat gerilimine benzeyen sinüzoidal bir işarettir. Bu akım, zarf seviyesini geçince PWM kontrolcü anahtarı açmak için resetlenir.
Yapı	Tek geri beslemeli kontroldür, çıkış geriliminden aldığı işareti anahtarlama elemanını sürmek için değerlendirir.	Çift geri beslemeli kontroldür, çıkış gerilimi ile endüktans akımından alınan işaretler anahtarlama elemanını sürmek için değerlendirilir.
Maliyet	Maliyeti ortalama akım kontrolüne göre daha azdır.(Eleman sayısı daha azdır.)	Maliyeti eleman sayısının fazlalığı nedeniyle fazladır.
Eleman Değerleri	L ve C değerleri küçüktür.	L ve C değerleri büyüktür.
Avantajlar	1-Sabit anahtarlama frekansı vardır.. 2-Akım takibine gerek yoktur. 3-Basit PWM kontrolü temellidir.	1-Sabit bir anahtarlama frekansı vardır. 2-Kompanzasyon rampasına ihtiyaç yoktur. 3-Akım filtrelemesi nedeniyle, kontrol mekanizması, komütasyon gürültülerine karşı daha az hassastır. 4-Pik akım kontrolü göre daha iyi bir giriş akım dalga şekli vardır.
Dezavantajlar	1-Sınır akım hat kontrolü tekniğinden daha yüksek eleman akım stresi vardır. 2-Yükseltici dönüştürücüsünde, giriş akımı distorsiyonu oluşturmaktadır.	1-Endüktans akımı takip edilmelidir. 2-Akım hata amplifikatörü de kullanılmaktadır. Maliyet artar.

10. SONUÇLAR

Hızla gelişen teknolojinin, kısa bir sürede insanların yaygın olarak kullanımına sunulduğu günümüzde, güç elektroniği uygulamaları da hızla yayılmaktadır. Evlerimizde kullandığımız aletlerden, işyerimizdeki ofis gereçlerine kadar her türlü elektrikli cihazın içinde kullanılmaya başlanan bu güç elektroniği uygulamalarının insanoğluna faydaları olduğu kadar, şebeke üzerine olumsuz etkileri de vardır. Bu tarz olumsuzlukların giderilmesi ve cihazlarda kıza vadede oluşabilecek problemleri aşmak için son yıllarda güç faktörünün düzeltilmesi konusunda yapılan çalışmalar hızla artmıştır.

Bütün bu çalışmalar incelendiğinde, aktif güç faktörü düzeltme devrelerinin pasif yaklaşımlara göre daha ileri çözümler sunduğu ve yüksek performansa sahip olduğu saptanmıştır. Aktif yöntemlerde tek katlı devrelerin düşük güçlü uygulamalarda, iki katlıların ise orta ve yüksek güçlü uygulamalarda ekonomik ve performanslı oldukları görülmektedir.

Teknoloji geliştikçe, elektronik gücün kullanımı basit yüklerden (elektronik olmayan akkor Flamanlı lambalar, motorlar, röleler, rezistif ısıtıcılar, vb.) elektronik yüklere (elektronik balastlı floresan lambalar, statik anahtarlı motor sürücüler, kişisel bilgisayarlar ve bir çok elektronik ev aletleri bunlardan bir kaçıdır) doğru bir eğilim vardır. Yeni yüklerin şebekeden çektiği akım formu eski yüklerden çok farklıdır. Bu durum gelecekte güç kaynaklarının kapasitesinde ve aynı beslemeden çalışan diğer yüklerin birbirini etkilemesine neden olacaktır. Eski teknoloji modern güç kaynakları şebekeden bozuk harmonikli akım çekerler. Kullandığımız bilgisayarların SMPS beslemesi ısıtıcı ve Flamanlı lambalardan farklı olarak yumuşak bir sinüs akım yerine kısa darbeleri bir akım çekerler. Bu kaynaklar aynı enerjiyi verebilmek için kısa sürede şebekeden akım çeker. Sonuç olarak akımın tepe değerini (peak) yükseltir. Bu esnada ev veya ofisteki kablolama, sigortalar ve aynı zamanda enerji üreteçleri veya dağıtıcılar bir strese(zorlamaya) sokulur. Bu stresi azaltmak ve güç kaynaklarının kontrol kapasitesini arttırmak için giriş güç devreleri eklenmeye başlanmıştır.

Bu devreler çekilen akımın şeklini geliştirmek için eklenmektedir. İdeal olarak giriş akımının giriş voltajının sinüsüyle aynı formda ve fazda olmasıdır. Bu durumda güç kaynağının limitleri içinde girişten maksimum güç çekilebilir. Bu durumda power factor 1.00 diyebiliriz. Güç çekimi tamamen temel frekans (50Hz) bileşenleri üzerinde olunca giriş akım harmonikleri de sıfıra yaklaşacaktır. Günümüzdeki birçok switch-mode (anahtarlama) güç kaynaklarında PFC (Power Factor Correction- Güç Faktörü Düzenleme) devresi yoktur. Dolayısıyla bu cihazların PFC'si 0.6 civarında ve aynı zamanda bir çok tek (3,5,7..)

harmonikleri içerir. Hatta öyle ki ana frekanstan büyük harmoniklerde vardır. Son dönemlerde standartların tekrar düzenlenmesi ile yeni nesil SMPS güç kaynakları PFC devrelerine sahiptir. Yeni nesil güç kaynakları 0.99 PF (Power Factor) ve %5'den az akım harmonikleri ile ideal bir hal almaya başlamıştır.

Düşük Güç Faktörünün İstenmeyen Etkileri (PFC'siz sistemlerin)

- Tesisatta kullanılan sigorta, kablo, sigorta vb. malzemeleri yüksek değerlikli seçmek gerekir.
- Trafoların ısınmasına yol açar.
- Reaktif Güç olması nedeniyle maliyeti artırır yüksektir. Örneğin bilgisayarınızın 300 watt enerji kullanmasına rağmen yaklaşık 500VA'lık enerji parası ödersiniz.
- Enerji kaynaklarının gerçek gücünde kullanılmasını engeller.
- Tesisatın onay almasını geciktirir.
- PF düzenleyici yatırımlara ihtiyaç duyar.

Yükseltilmiş Güç Faktörünün Avantajları (PFC'li sistemlerin)

- Kaynak enerjisi daha iyi kullanılır. Örneğin şebekeden 2.2kW'da 10 amper çekilebilir. PFC olmadan bu hattan 1.1 kW civarında bir enerji çekilebilir.
- Daha az enerji çekilmesi nedeniyle daha düşük kesitli bakır kablolar kullanılabilir.
- Tesisat girişine ortak filtre takılabilir. Çünkü yükler rezistif gibi hareket etmektedir.
- Tesisatın çabuk onay almasını sağlar.
- Yüksek güç faktörünü sağlayan PFC devreleri iyi regüle edilmiş DC bara voltajı sunarlar. Bu diğer çeviricilerin daha kararlı çalışmasını sağlar.
- Güç faktörünü yükselten PFC'lerin çalışma aralığı çok geniştir. Örneğin 85-280 VAC olabilir.
- Yüksek Güç Faktörü nedeniyle faturaların azalmasını sağlar.
- Kaynak voltajındaki bozunumu engeller.
- Trafolardaki Isınmaları azaltır

Sonuç olarak, güç faktörünün düzeltilmesi konusunda farklı kombinasyonlar ile en iyi çözümü bulmaya yönelik çalışmalar halen devam etmektedir ve devam da edecektir. Ayrıca, bu çalışmalarda, elektrik enerjisinin daha kaliteli bir şekilde kullanılması için zorunlu tutulan standartlar da önemli bir yer teşkil etmektedir.

KAYNAKLAR

Anunciada V., Silva M. (1991), "A New Current Mode Control Process and Applications", IEEE Trans.On Power Electronics. Vol.6, No.4, pp.601-610, October 1991

Dugan R.C., McGranaghan M.F., Beaty H.V. (1996), "Electrical Power System Quality", McGraw-Hill New York, 1996

Grady W.M., Gilleskie R.J. (1993), Harmonics and How They Relative to Power Factor, Proc.of The EPRI Power Quality Issues & Oppurtunities Conference(POA'93), San Diego, CA, November 1993

McEachern A. (1993), "How Utilities Can Charge for Harmonics,"Minutes of the IEEE Working Group on Power System Harmonics, IEEE-PES Winter Meeting, Columbus, Ohio, February 1993

Pressman I.A. (1991), "Switching Power Supply Design" McGraw-Hill.Inc, 1991

Rossetto L., Spiazzi G., Tenti P. (1995), "Control Techniques for Power Factor Correction Converters", University of Padova

Schlecht F.M., Miwa A.B. (1987), "Active Power Factor Correction For Switching Power Supply", IEEE Trans.On Power Electronics, Vol.2,N.4, October 1987

Wuidart, L. (1999), "Understanding Power Factor", ST Microelectronics Application Note, AND523/1093:1-5

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi 01.08.1979

Doğum yeri Ankara

Lise 1990-1997 Kocaeli Anadolu Lisesi

Lisans 1997-2001 Yıldız Üniversitesi Mühendislik Fak.
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü

Yüksek Lisans 2001-2005 Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektronik ve Haberleşme Müh. Anabilim Dalı,
Elektronik Programı

Çalıştığı kurumlar

1998-2001	3P Bilgisayar ve Danışmanlık Hizm. San. Tic. Ltd. Şti.
2001-2003	Oyak Savunma ve Güvenlik Sistemleri A.Ş.
2003-2004	ISS Uluslararası Savunma ve Güvenlik Sist. A.Ş.
2004-devam	GBM Güvenlik ve Bilgisayar Sistemleri Ltd. Şti.