

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

128682

**GÜÇ FAKTÖRÜNÜ DÜZELTME YÖNTEMLERİNİN
İNCELENMESİ ve KARŞILAŞTIRILMASI**

Elektrik Müh. Sait ATAMAN

F.B.E Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalında
Hazırlanan

YÜKSEK LİSANS TEZİ

TC. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANTASYON MERKEZİ

Tez Danışmanı :Prof. Dr. Hacı BODUR

Doç.Dr. Herman SEDEF

H. Bodur

Prof. Dr. Hacı BODUR

R. Yılmaz
Prof. Remzi GÜLCİN

SeDEF

İSTANBUL,2002

128682

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ.....	iv
KISALTMA LİSTESİ.....	v
ŞEKİL LİSTESİ.....	vi
ÖNSÖZ.....	viii
ÖZET.....	ix
ABSTRACT.....	x
1. GİRİŞ.....	1
2. GÜÇ FAKTÖRÜ GENEL İFADELERİ.....	5
3. TEK KATLI GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME DEVRELERİ.....	11
3.1 Pasif Güç Faktörü Düzeltme Devreleri.....	11
3.2 Aktif Güç Faktörü Düzeltme Devreleri.....	12
3.2.1 Aktif İki Katlı Güç Faktörü Düzeltme Devreleri.....	12
3.2.2 Aktif Tek Katlı Güç Faktörü Düzeltme Devreleri.....	19
3.3 Tek ve İki Katlı Güç Faktörü Düzeltme Devrelerinin Karşılaştırılması.....	28
3.3.1 Kondansatörlerin Karşılaştırılması.....	28
3.3.2 Yarı İletken Elemanların Karşılaştırılması.....	30
3.3.3 Endüktansların Karşılaştırılması.....	33
4. ÜÇ FAZLI GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME DEVRELERİ.....	35
4.1 Üç Adet Tek Fazlı Güç Faktörü Düzeltme Devresinden Oluşan Üç Fazlı Doğrultucu.....	35
4.2 Üç Fazlı Tek Anahtarlı Kesintili Akım Modlu Doğrultucu.....	37
4.3 Kesintisiz İletim Modlu Yükseltici Doğrultucu.....	39
4.4 Üç Fazlı Düşürücü Doğrultucu.....	43
4.5 Gelişmiş Üç Fazlı Güç Faktörü Düzeltme Devresi Örneği.....	46
5. GÜÇ FAKTÖRÜNÜ DÜZELTME DEVRELERİNDE KULLANILAN KONTROL TEKNİKLERİ.....	49
5.1 Pik Akımı Kontrol Tekniği.....	49
5.2 Ortalama Akım Kontrolü Tekniği.....	51
5.3 Histerezis Kontrol Tekniği.....	52
5.4 Sınır Hat Kontrolü.....	54
5.5 Kesintili Akım PWM Kontrolü Tekniği.....	56
6. SONUÇLAR.....	58

KAYNAKLAR.....	59
ÖZGEÇMİŞ.....	60



SİMGE LİSTESİ

β	Geri besleme v_0 kazancı
η	Verim
D	Çalışma periyodu katsayısı
d_1	1.kat anahtarı çalışma periyodu
d_2	2.kat anahtarı çalışma periyodu
D_B	Yükseltici dönüştürücü anahtarının çalışma oranı
$d_{dc/dc}$	dc/dc dönüştürücü anahtarının çalışma periyodu
D_F	İleri yönlü dönüştürücü anahtarı çalışma oranı
D_x	Açma gecikmesi
D_y	Kapama gecikmesi
e_c	E_c pik gerilimli taşıyıcı sinyali
e_i	Giriş kaynak gerilimi
E_s	Referans gerilim
G.F.	Giriş Filtresi
GS1	Q_1 anahtarı kapı sürücü sinyali
GS2	Q_2 anahtarı kapı sürücü sinyali
I_{0FB}	Geri dönüşlü dönüştürücü ortalama çıkış akımı
$I_{P,ref}$	Endüktans pik akımı referans sinyali
I_{S1}	1.kat anahtar akımı
I_{S2}	2.kat anahtar akımı
$I_{v,ref}$	Valley diyodu akım referans sinyali
i_i	Giriş kaynak akımı
i_{NR}	R fazı akımı
i_{NR}'	R fazı dönüş akımı
k_ϕ	Kayma faktörü
k_d	Distorsiyon faktörü
L_M	Primer endüktansı
M	Gerilim kazancı
n_p	Primer sargı sayısı
N_p	Transformatör primer sargısı
N_s	Transformatör sekonder sargısı
n_{SFB}	Geridönüşlü dönüştürücü sarımı sekonder sargı sayısı
n_{SFW}	İleri yönlü dönüştürücü sarımı sekonder sargı sayısı
t_{hold}	Tutma zamanı
t_{mr}	Manyetik reset zamanı
V_0	Çıkış gerilimi
v_0	Çıkış gerilimi
V_B	C_B kondansatörü gerilimi
V_c	Hata amplifikatörü çıkış gerilimi
V_D	Tam dalga doğrultulmuş giriş gerilimi
v_{G1}	Q_1 anahtarı kontrol sinyali
v_{Gr}	Q_r anahtarı kontrol sinyali
V_{in}	Doğrultulmuş giriş gerilimi
V_p	Primer dönüştürücü giriş gerilimi
v_r	Çıkış bozulma gerilimi
V_{REF}	Referans gerilimi

KISALTMA LİSTESİ

AGK	Anahtarlamalı güç kaynağı
AIPT	Aktif fazarası transformatörü
ARCP	Yardımcı rezonans komütasyonlu
Bat	Battery
CCM	Kesintisiz akım modu
DCM	Kesintili akım modu
DPM	Bağımsız darbe modülasyonu
EMI	Elektromanyetik girişim
GFD	Güç faktörü düzeltme
IEC	International Electrotechnic Commission
PWM	Darbe genişlik modülasyonu
RDCL	Rezonanslı dc hat
SVM	Uzay vektör modülasyonu
THD	Toplam harmonik distorsiyon
ZCT	Sıfır akım geçişli
ZSBT	Sıfır geçiş bloklama transformatörleri
ZVS	Sıfır gerilim anahtarlamalı
ZVT	Sıfır gerilim geçişli



ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1 İki katlı güç faktörü düzeltme devresi.....	2
Şekil 1.2 Tek katlı güç faktörü düzeltme devresi.....	2
Şekil 2.1 Örnek AC giriş gerilimi ve akım dalga şekilleri.....	5
Şekil 2.2 (a) Lineer omik-endüktif ve (b) lineer olmayan yük için, vektörel güç diyagramları.....	6
Şekil 2.3 THD ile distorsiyon faktörü (k_d) arasındaki ilişki.....	9
Şekil 3.1 Pasif bir güç faktörü düzeltme devresi.....	11
Şekil 3.2 Temel iki katlı güç faktörü düzeltme devresi.....	12
Şekil 3.3 İki katlı güç faktörü düzeltilmesinde temel dalga şekilleri.....	13
Şekil 3.4 Yükseltici ve ileri yönlü iki dönüştürücüden oluşan iki katlı güç faktörü düzeltme devresi.....	14
Şekil 3.5 Gelişmiş bir iki katlı güç faktörü düzeltme devresi.....	15
Şekil 3.6 Gelişmiş iki katlı güç faktörü düzeltme devresinde kontrol sinyalleri.....	15
Şekil 3.7 Temel tek katlı güç faktörü düzeltme devresi.....	19
Şekil 3.8 İleri yönlü dönüştürücülü tek katlı güç faktörü düzeltme devresi.....	20
Şekil 3.9 Tek katlı güç faktörü düzeltilmesinde temel dalga şekilleri.....	21
Şekil 3.10 İleri yönlü dönüştürücülü gelişmiş tek katlı güç faktörü düzeltme devreleri.....	22
Şekil 3.11 Gelişmiş tek katlı güç faktörü düzeltme devresinde temel dalga şekilleri.....	23
Şekil 3.12 Seri bağlı geri dönüşlü ve ileri yönlü iki dönüştürücüden oluşan gelişmiş tek katlı güç faktörü düzeltme devreleri.....	25
Şekil 3.13 Paralel bağlı geri dönüşlü ve ileri yönlü iki dönüştürücüden oluşan gelişmiş tek katlı güç faktörü düzeltme devresi.....	26
Şekil 3.14 Değişik tutma süreleri için C_B ile çıkış gücü P_0 arasındaki ilişki. (a) tek katlı devre ve (b) iki katlı devre.....	29
Şekil 3.15 Anahtar akımı (rms) ile çıkış gücü arasındaki ilişki.....	31
Şekil 3.16 Yükseltici dönüştürücünün ortalama akımı ile çıkış gücü arasındaki ilişki.....	31
Şekil 3.17 Doğrultucunun çıkış ortalama akımı ile çıkış gücü arasındaki ilişki.....	32
Şekil 3.18 Endüktansın giriş pik akımı ile çıkış gücü arasındaki ilişki.....	33
Şekil 4.1 Tek fazlı dönüştürücülerden oluşan üç fazlı doğrultucu.....	36
Şekil 4.2 Tek anahtarlı kesintili iletim modlu yükseltici doğrultucu için , (a) topoloji (ZCT devresi noktalı çerçeve içerisinde gösterilmiştir) ve (b) gerilim kazancına göre akım kalitesi.....	38
Şekil 4.3 Üç fazlı yükseltici köprü doğrultucu.....	39
Şekil 4.4 Üç fazlı yükseltici köprü doğrultucularda yumuşak anahtarlama teknikleri. (a) Aktif bastırılabilir rezonanslı dc hatlı (RDCL) dönüştürücüsü. (b) DC bara anahtarlı sıfır gerilim geçişli (ZVT) yükseltici doğrultucu. (c), (d) gelişmiş sıfır gerilim geçişli (ZVT) yükseltici doğrultucuları.....	41
Şekil 4.5 Üç fazlı yükseltici doğrultucunun deneysel dalga şekilleri. (a) giriş akımları (5 ms/div, 20 A/div) ve (b) rezonans dalga şekilleri (0,5 µs/div).....	42
Şekil 4.6 Üç fazlı düşürücü doğrultucu örnekleri. (a) Yalıtımsız üç fazlı düşürücü doğrultucu, ve (b) Yalıtımlı tek katlı sıfır gerilim anahtarlama (ZVS) düşürücü doğrultucu.....	44
Şekil 4.7 Sıfır gerilim anahtarlama (ZVS) düşürücü doğrultucunun primer gerilim ve akımı.....	45
Şekil 4.8 Gelişmiş üç fazlı güç faktörü düzeltme devresi örneği.....	47
Şekil 5.1 Pik akımı kontrolü devresi ile giriş akımı dalga şekli.....	49
Şekil 5.2 Ortalama akım kontrolü devresi ile giriş akım dalga şekli.....	51
Şekil 5.3 Histerezis kontrol devresi ve giriş akımı dalga şekli.....	53

Şekil 5.4 Sınır hat kontrolü devresi ve giriş akımı dalga şekli..... 54

Şekil 5.5 Kesintili akım PWM kontrolü devresi ve giriş akımı dalga şekli..... 56



ÖNSÖZ

“Güç Faktörünü Düzeltme Yöntemlerinin İncelenmesi ve Karşılaştırılması” başlıklı teorik Yüksek Lisans Tezi çalışmamı tamamlamış bulunmaktayım. Bu çalışmanın, daha sonra bu konuda çalışacak olan meslektaşlarıma yararlı olmasını umarım.

Bu çalışma süresince beni yönlendiren ve yardımlarını esirgemeyen, tez danışmanım ve hocam sayın Prof. Dr. Hacı BODUR’a teşekkürlerimi arz ederim.

İstanbul,2002

Sait ATAMAN



ÖZET

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

Bu çalışmada, tek ve üç fazlı sistemlerde güç faktörünü düzeltme yöntemleri ile bu amaçla kullanılan temel devreler ayrıntılı bir şekilde incelenmiştir. Ayrıca, bu yöntem ve devrelerin etrafı bir karşılaştırması sunulmuştur. Burada, pasif yöntemler ile tek ve iki katlı aktif yöntemler detaylı olarak ele alınmıştır.

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.

In this study, mono phase and three phase power factor correction methods and the basic circuits used for these are investigated. Furthermore, comparisons of these methods and circuits are presented. Passive methods, one-stage and two-stage active methods are examined in detail.

Keywords: Power factor correction, ac-dc and dc-dc converters.



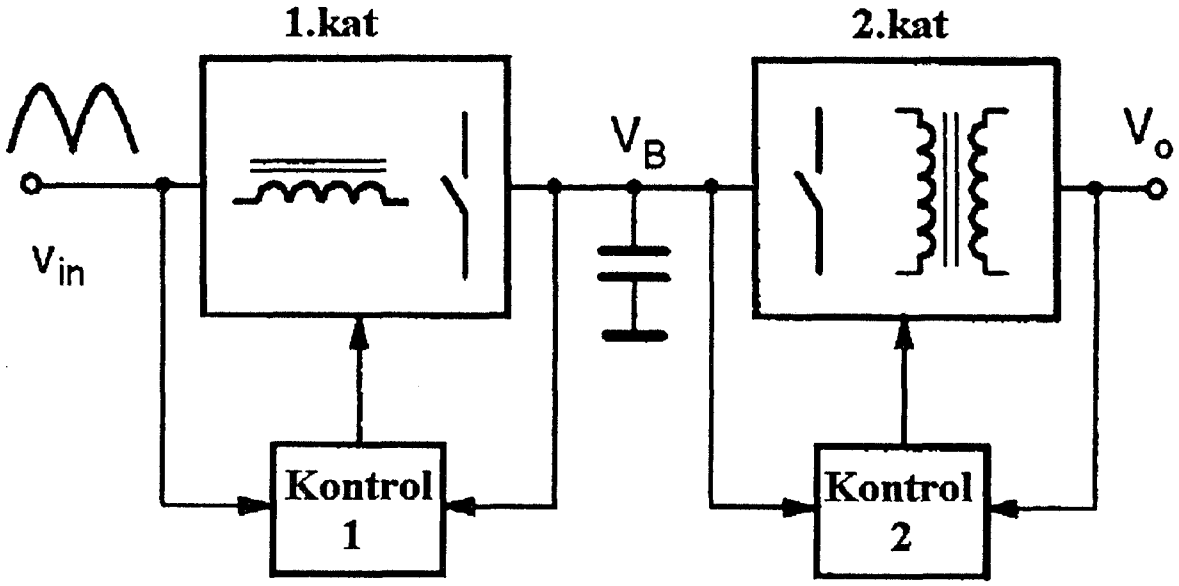
1.GİRİŞ

Modern elektronik donanımlar, AC şebeke veya güç hattı için tamamen lineer bir yük olarak davranmamaktadır. Geçmişe bakıldığında, yüklerin ya omik yada omik-endüktif bir karakter sergiledikleri görülmektedir. Fakat şu anda, çoğu elektronik sistemler bir veya daha fazla anahtarlamalı mod dönüştürücüleri kullanmakta ve şebekeden sinüzoidal olmayan bir akım çekmektedirler. Bu giriş akımı karakteristiği, akım ve gerilim üzerinde bozulmalara yol açmaktadır. Böylece, güç hattına bağlı olan diğer ekipmanlar bundan etkilenererek problemler çıkabilmekte, elektrik dağıtım hatlarında daha kalın kablolar kullanılması gerekmekte, şebekenin kullanılabilirliği ve verimi düşmektedir. Bütün bu problemlerin aşılabilmesi, güç hattındaki harmonik distorsiyonun kabul edilebilir bir seviyeye çekilebilmesi için güç faktörünü düzeltme yöntem ve devreleri geliştirilmiştir. Bu amaçla, IEC 1000-3-2 gibi standartlar ortaya konmuştur (Wuidart,1999; Qian ve Lee,2000).

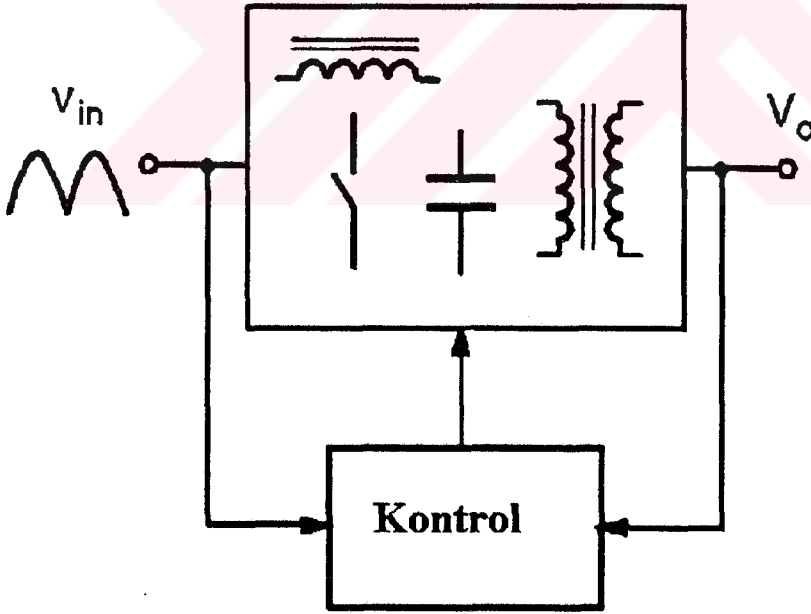
Güç faktörünü düzeltmenin en basit yolu pasif bir filtre kullanmaktır. Bu da bir kondansatör ile bir endüktansdan oluşmaktadır. Pasif filtrenin dezavantajı veriminin düşük olması ile boyutlarının büyük olmasıdır. Bu nedenle, giriş hat akımı harmonik standartlarını yakalayabilmek için, aktif güç faktörü düzeltme yöntemleri geliştirilmiştir. Bu yöntemler, iki ve tek katlı olmak üzere iki temel gruba ayrılmaktadır. Bu yöntemlerin temel devre şemaları Şekil 1.1 ve Şekil 1.2’de görülmektedir (Zhang vd.,1999).

İki katlı güç faktörü düzeltme devresi, güç faktörünü düzeltme dönüştürücüsü ve onu takip eden bir dc-dc dönüştürücüsünden oluşmaktadır. Güç faktörünü düzeltme dönüştürücüsü ile giriş hat akımı sinüzoidal bir dalga şekline dönüştürülür ve akım ile gerilim aynı faza getirilir (Sharipour vd.,1998; Zhang vd.,1999).

Temel dönüştürücü topolojileri arasında, güç faktörünü düzeltme uygulamaları için en uygun olanı yükseltici dönüştürücüdür. Bu dönüştürücüde, seri bağlı olan endüktans sayesinde, hat akımında daha az bozulma oluşur. Çıkış gerilimi ayarı , dc-dc dönüştürücü ile sağlanır. Genel olarak bakıldığında, güç iki defa işlem görür ve bu yüzden verim düşüktür. Buna ek olarak, maliyet artar. İki katlı yaklaşımın en temel sorunu budur (Sharipour vd.,1998; Zhang vd.,1999).



Şekil 1.1 İki katlı güç faktörü düzeltme devresi.



Şekil 1.2 Tek katlı güç faktörü düzeltme devresi.

Maliyeti azaltmak için tek katlı yaklaşım ortaya atılmıştır. Burada temel fikir, güç faktörünü düzeltme dönüştürücüsü ile dc-dc dönüştürücünün birleştirilmesi ve ortak olarak sadece bir

anahtarın kullanılmasıdır. Böylece, bir anahtar ve onun kontrol devresinden tasarruf edilmiş olur (Sharipour vd.,1998; Zhang vd.,1999; Qian ve Lee,2000).

Üç fazlı uygulamalarda, standartları yakalamak için bir yaklaşım, kaskad olarak üç adet tek fazlı güç faktörü düzeltme doğrultucusu kullanmaktır. Bunun en önemli avantajı, bilinen tek fazlı güç faktörünü düzeltme tekniklerinin kolayca üç faza uygulanmasıdır. Fakat, bu uygulama aşağıda sıralanan dezavantajlara sahiptir.

- Ekstra diyot kullanımı gerekir,
- Eleman sayısı artar,
- Giriş senkronizasyonu karmaşık hale gelir.

Kaskad bağlı üç adet tek fazlı güç faktörü düzeltme sistemi ile en iyi % 10'luk bir giriş toplam harmonik distorsiyonu(THD) sağlanmaktadır (Lee vd.,1999).

Diğer bir yaklaşım ise, üç fazlı bir doğrultucu diyot köprüsüne bir yükseltici dönüştürücünün eklenmesi şeklindedir. Ancak burada kesintili işlem gerekir ki, bu da daha yüksek bir dc hat gerilimi oluşmasına ve yüksek değerli bir elektromanyetik girişime (EMI) neden olur (Lee vd.,1999).

Bu iki yaklaşım, çıkış gücü 10 kW'dan düşük uygulamalar için pratik olarak uygundur. Daha yüksek güçlerde ve daha temiz elektrik tüketimi olan sistemlerde, daha farklı düzenlere ihtiyaç vardır (Lee vd.,1999).

Diğer güç elektroniği sistemlerinde olduğu gibi, güç faktörünü düzeltme sistemlerinde de kontrol teknikleri çok büyük önem arz etmektedir. Güç faktörünü düzeltme sistemlerinde, temel dönüştürücü topolojileri esas alınarak farklı kombinasyonlar içeren devreler yapılmaktadır. Bu devrelerin avantaj ve dezavantajları saptanarak buna uygun kontrol tekniğinin seçilmesi ile standartlara uygun elektronik cihazların üretimi sağlanmaktadır (Rossetto vd.,1995).

Bu sistemlerde kullanılan başlıca kontrol teknikleri,

- Pik akımı kontrolü,
- Ortalama akım kontrolü,
- Histerezis kontrol ,

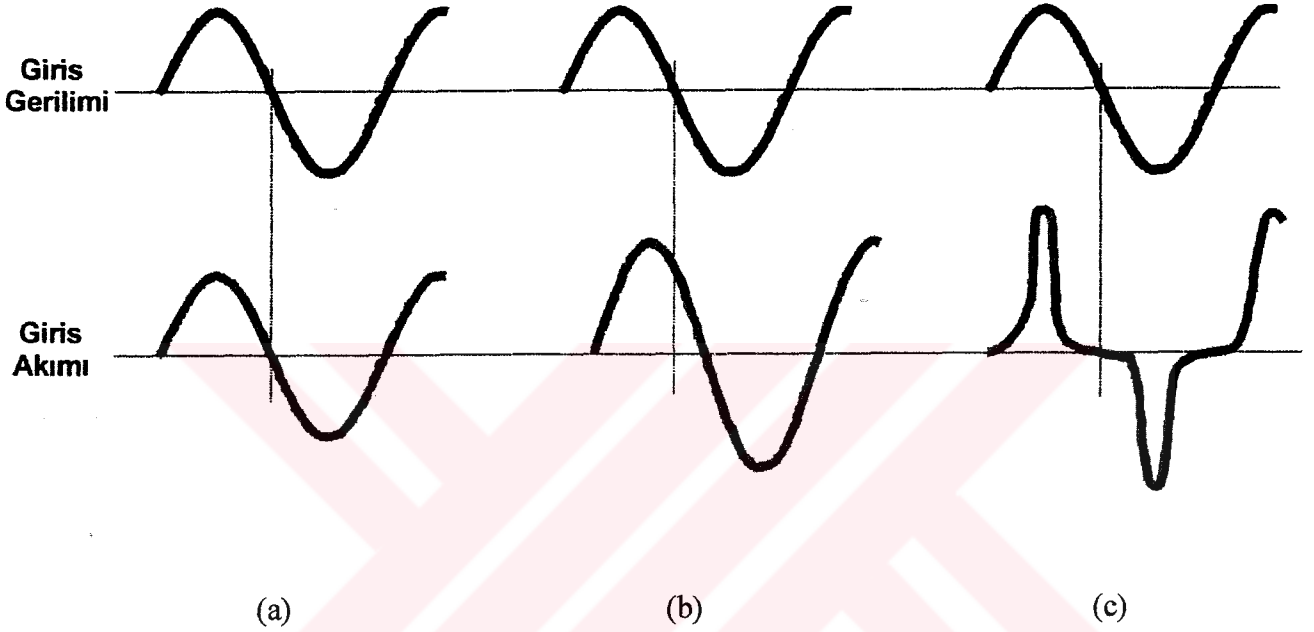
- Sınır hat kontrolü,
- Kesintili akım PWM kontrolü

şeklinde sıralanabilir. Bu tezde, güç faktörünü düzeltmede kullanılan temel yöntem ve devreler ile bu amaçla geliştirilen çeşitli devre örnekleri ayrıntılı bir şekilde incelenmiştir. Ayrıca, bu yöntem ve devrelerin detaylı bir karşılaştırması sunulmuştur. Bu sistemlerde kullanılan kontrol yöntemleri etrafı bir şekilde ele alınmıştır.



2.GÜÇ FAKTÖRÜ GENEL İFADELERİ

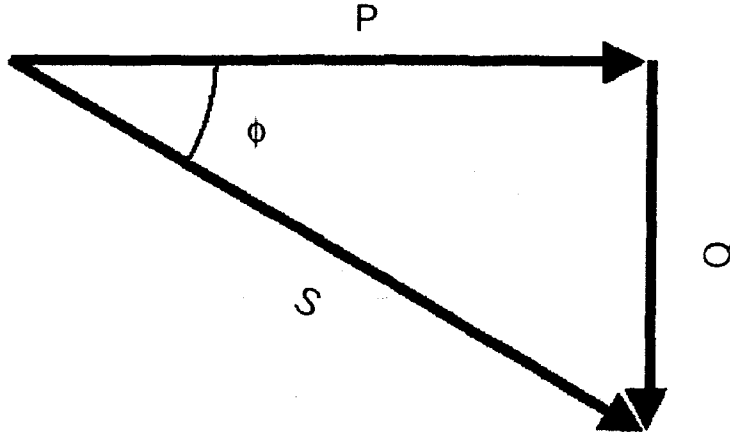
Güç faktörü, bir AC kaynaktan beslenen elektriksel yüke ait gerilim ile akım dalga şekilleri arasındaki ilişkinin bir ölçüsüdür. Bahsedilen kaynak çoğu zaman bir AC şebekedir. Bu bir elektronik inverter çıkışı da olabilmektedir. Güç faktörünün tanımlanmasından önce, AC gerilim ve akım dalga şekillerinin irdelenmesi faydalı olmaktadır. Şekil 2.1’de örnek AC gerilim ve akım dalga şekilleri gösterilmektedir.



Şekil 2.1 Örnek AC giriş gerilim ve akım dalga şekilleri

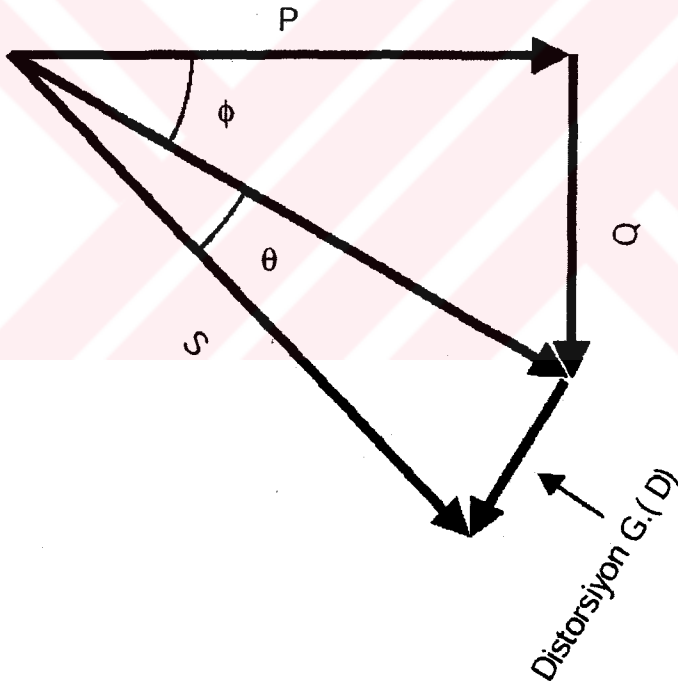
Şekil 2.1(a)’da omik bir yüke ait temel dalga şekilleri gösterilmektedir. Bu dalga şekillerine sahip olan cihazlara akkor lambalar ile ısıtıcılar örnek olarak gösterilebilir. Burda, akım dalga şekli sinüzoidaldir ve giriş gerilimiyle aynı fazdadır. Güç faktörü 1 olup, toplam harmonik distorsiyonu (THD) sıfırdır.

Şekil 2.1(b)’de lineer bir reaktif yüke ait dalga şekilleri gösterilmektedir. Burada, akım dalga şekli sinüzoidaldir, fakat gerilim dalga şekline göre faz kayması mevcuttur. THD yine sıfırdır, fakat faz kayması sebebiyle güç faktörü 1’den küçük bir değer almaktadır. Bu dalga şekline örnek cihazlar olarak, AC motorlar, transformatörler ve aydınlatma balastları gibi endüktif yükler olarak gösterilebilir.



Lineer Yük

(a)



Lineer Olmayan Yük

(b)

Şekil 2.2 (a) lineer omik-endüktif ve (b) lineer olmayan yük için, vektörel güç diyagramları

Şekil 2.1(c)'de ise lineer olmayan bir yük davranışı görülmektedir. Bu durumda, akım dalga şekli sinüzoidal değildir, güç faktörü 1'den düşüktür ve THD sıfır değildir. Bu dalga şekline sahip bir örnek, kondansatörlü bir doğrultucu olarak gösterilebilir. Eğer besleme hattının

kaynak empedansı çok düşük ise, sinüzoidal olmayan bu akım şekli ile hattın gerilim dalga şekli fazla bozulmaz. Aksi halde, bu akım besleme geriliminin ciddi olarak bozulmasına da neden olur. Güç faktörünü ve güçleri önce lineer omik-endüktif bir yük üzerinde tanımlamak yararlı olmaktadır. Gerilim ve akım dalga şekilleri Şekil 2.1 (b)'de verilen, böyle bir yüke ait vektörel güç diyagramı Şekil 2.2 (a)'da verilmiştir. Burada, yükün toplam veya görünen gücü (S), aktif veya gerçek güç (P) ile reaktif gücün (Q) vektörel toplamıdır. Şekil 2.2 (b)'de ise, lineer olmayan bir yükün vektörel güç diyagramı görülmektedir.

$\phi = 0$ ise, yük saf omiktir 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 omik-endüktif yük için güç faktörü,

$$\text{Güç faktörü} = \frac{\text{Gerçek Güç (P)}}{\text{Görünen Güç (S)}} = \cos \phi \quad (2.1)$$

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

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

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

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

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

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

$$\text{Güç Faktörü} = \frac{\text{Gerçek Güç (P)}}{\text{Görünen Güç (S)}} \quad (2.5)$$

şeklinde tanımlanır.

Lineer olmayan bir yükte, akımın tamamı temel hat frekansında değildir. Çeşitli harmonik akımları, ile temel akımın toplamı, toplam çekilen akımı vermektedir. Burada, distorsiyon gücü denilen bir ifade daha çıkmaktadır. Distorsiyon gücü, yükte harcanan güce doğrudan etki etmez fakat görünen gücü daha da artırır. Şekil 2.2(b)'de verilen bu durumda θ , distorsiyon açısıdır. Lineer olmayan bir yük için aşağıdaki genel tanımlar yapılır.

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

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

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

$$I_{rms} = \text{toplam akım} = \sqrt{(I_{1rms}^2 + I_{2rms}^2 + \dots I_{nrms}^2)} \quad (2.9)$$

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 yüzde olarak, bağıl bozulmayı ifade eden toplam harmonik distorsiyonu(THD),

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

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

Yukarıdaki bağıntılar kullanılarak k_d ile THD arasında,

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

şeklinde bir ilişkinin olduğu kolayca bulunabilir.

Verilen bağıntılarda aşağıdaki tanımlar mevcuttur.

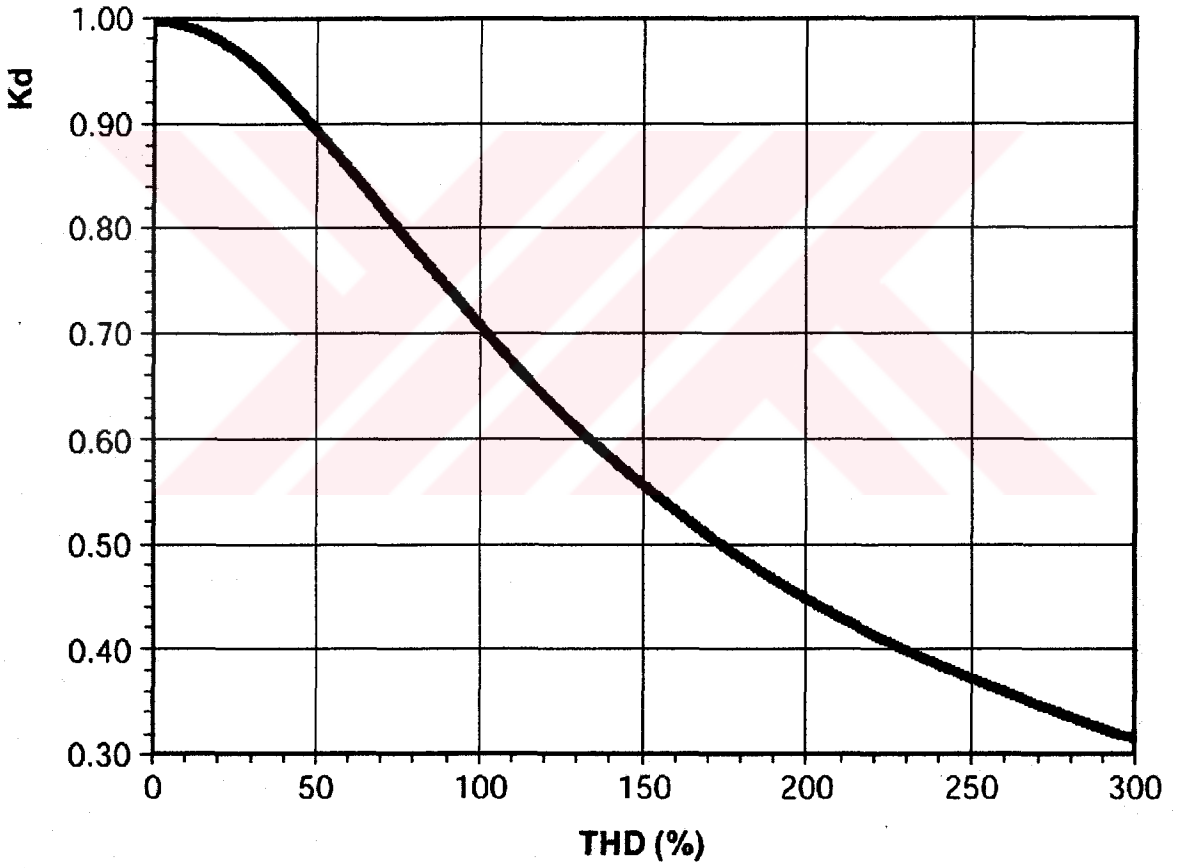
k_d : distorsiyon faktörü,

k_ϕ : kayma faktörü,

I_{rms} : efektif toplam akım,

$I_{I_{rms}}$: efektif temel akım,

ϕ_1 : temel akım faz farkı.



Şekil 2.3 THD ile distorsiyon faktörü (k_d) arasındaki ilişki.

Şekil 2.3'te k_d ile THD arasındaki ilişki grafiksel olarak gösterilmektedir. Güç faktörünün hesaplanabilmesi için gerekli bir diğer bileşen k_ϕ ise, S ile P'nin ölçülmesiyle kolayca

bulunur. Bütün bunlardan sonra, lineer olmayan bir yük için güç faktörü, denklem (2.6) ile bulunabilir.

Güç faktörünün düşük olması, genel olarak yükün aktif gücüne göre şebekeden yüksek bir 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, mümkün olduğu kadar toplam harmonik distorsiyonunun (THD) düşük ve kayma faktörünün ($\cos\phi_1$) yüksek olması gerekmektedir.



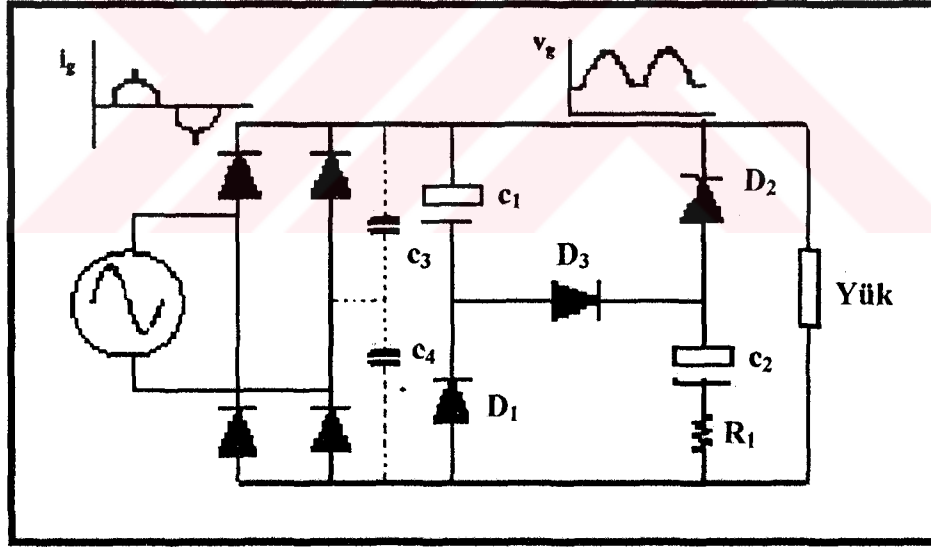
3. TEK FAZLI GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME DEVRELERİ

3.1 Pasif Güç Faktörü Düzeltme Devreleri

Pasif güç faktörü düzeltme devreleri hat frekansında çalışmaktadır ve kondansatör ile endüktanslardan oluşmaktadır. Fiziksel büyüklük ve ağırlığı bu filtrenin, ekonomik çözümler için cazip olmadığını göstermektedir.

Sıkça kullanılan bir pasif güç faktörü düzeltme devresi, bir LC devresiyle yapılmaktadır. Kondansatör ve endüktansların farklı pozisyonlarıyla birçok pasif devreler yapılabilmektedir. Örnek olarak, bir diyot eklenerek LCD doğrultucunun oluşturulması gösterilebilir.

Diğer bir pasif devre örneği, klasik bir Valley Fill devresi ile yapılabilmektedir. Bu devre, iki kondansatör ve üç diyottan oluşmaktadır. İki elektrolitik kondansatör, hat pik geriliminin yarısı ile hat pik gerilimi arasında seri olarak şarj edilir. Hat gerilimi, tek kondansatör geriliminden yüksek olduğu sürece, yük doğrudan şebekeden beslenir. Hat gerilimi, tekli kondansatör geriliminin altına düştüğünde, köprü doğrultucu diyotları tersten kutuplanır ve Valley Fill diyotları ilettime geçer. Böylece kondansatörler paralel bağlı olarak yükü beslerler.



Şekil 3.1 Pasif bir güç faktörü düzeltme devresi.

Şekil 3.1’de pasif bir güç faktörü düzeltme devresi ve dalga şekilleri gösterilmektedir. Giriş akımı dalga şeklindeki sıçramalar, kondansatörlerin hat pik geriliminde şarj edilmesinin bir sonucudur. Bu sıçramalar, AC kaynak akımında bozulmalara neden olmaktadır.

Temel Valley Fill devresini geliştirmek için bir endüktans, köprünün veya şarj bölümünün önüne eklenebilir.

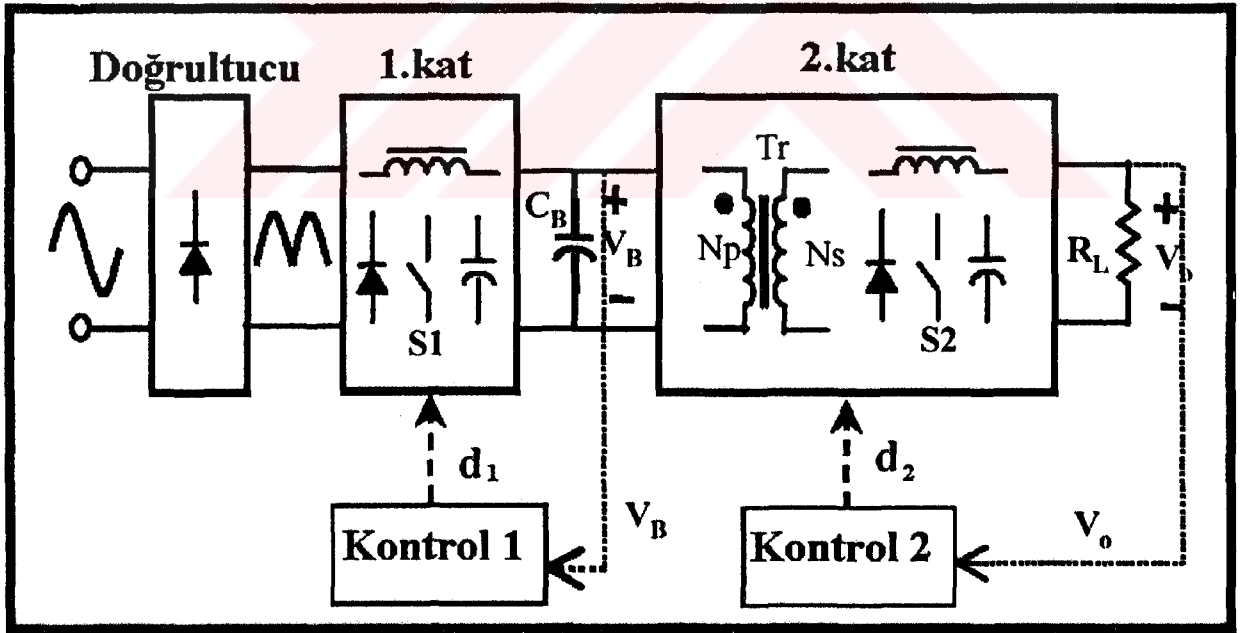
Bir diğer çözüm ise, R_1 direncinin C_2 'nin alt tarafına eklenmesidir. Böylece şarj akımındaki sıçramalar azaltılmış olur. Daha yüksek güç faktörü ve daha düşük toplam harmonik distorsiyonu (THD) sağlanabilir ama R_1 'deki kayıplardan dolayı daha düşük verim alınmaktadır.

Pasif Güç Faktörünü Düzeltme tekniğinin, aktif tekniklere göre en önemli avantajları daha yüksek verim, üstün güvenilirlik ve düşük maliyettir. Fakat en önemli dezavantajı, hacmi oldukça büyük olan şok bobinidir. Diğer bir dezavantajlı yönü, filtre kondansatörü geriliminin hat gerilimiyle beraber değişmesidir. Bu kondansatörün gerilimi, dc/dc konverter çıkış katının giriş gerilimidir. Değişen bu giriş gerilimi, dc/dc konverter verimi üzerinde olumsuz bir etkiye sahiptir (Parto ve Smedley,1998).

Sonuç olarak pasif güç faktörü düzeltme devreleri, 300 Watt'tan düşük uygulamalar için uygun bir çözüm olarak görülmektedir.

3.2 Aktif Güç Faktörü Düzeltme Devreleri

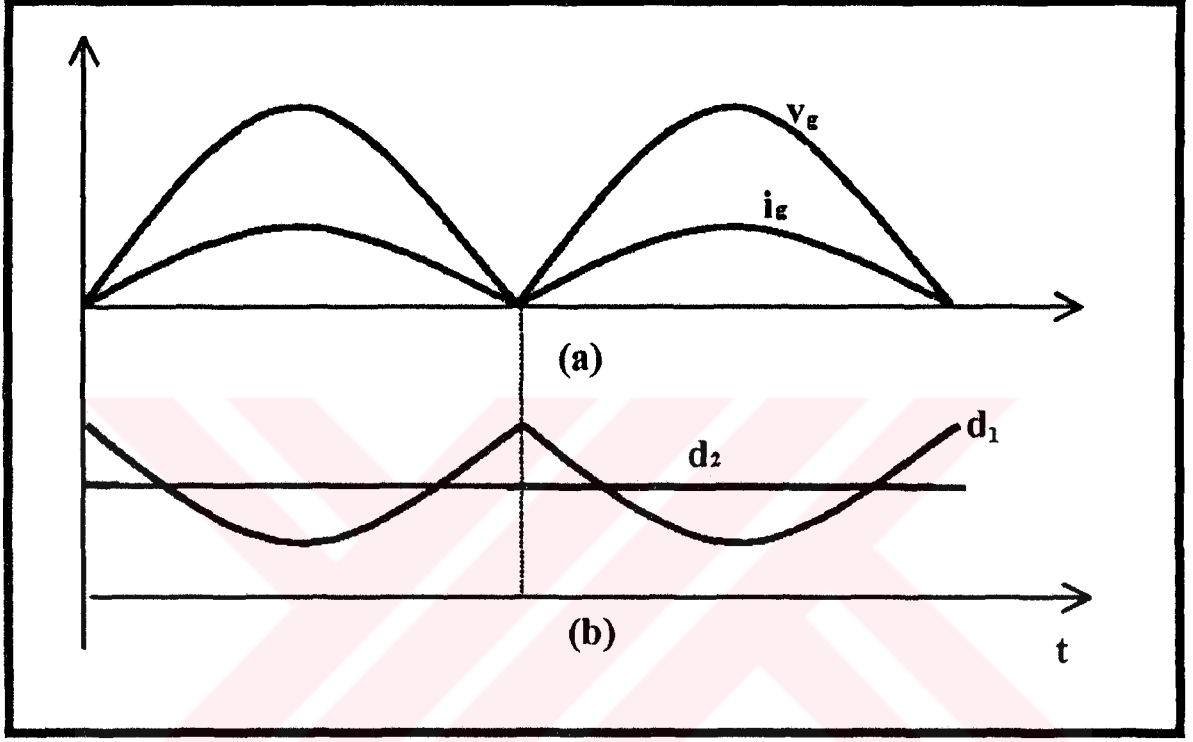
3.2.1 Aktif İki Katlı Güç Faktörü Düzeltme Devreleri



Şekil 3.2 Temel iki katlı güç faktörü düzeltme devresi.

Aktif iki katlı güç faktörü düzeltme devresi iki ayrı bağımsız kattan oluşur. Giriş katında genellikle bir yükseltici dönüştürücü kullanılmaktadır. Giriş katının ardından, dc-dc dönüştürücü katı gelmektedir. Yükseltici dönüştürücüsü, bir endüktans, bir güç anahtarı ve

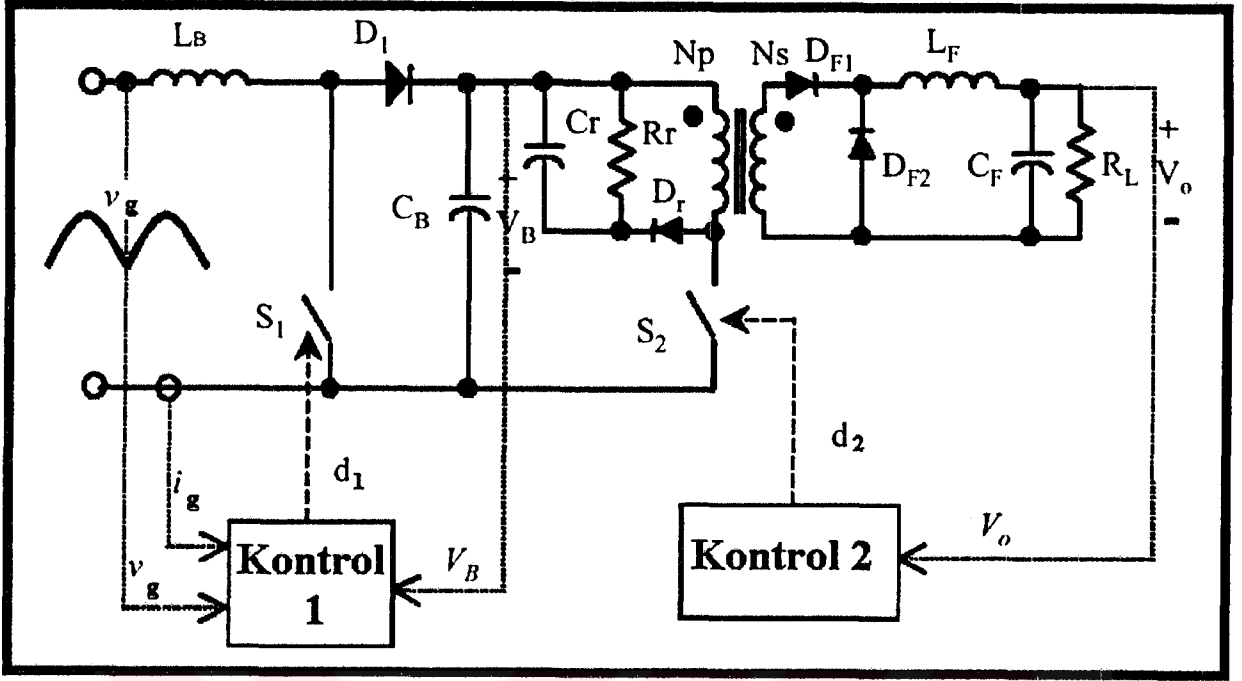
doğrultucudan oluşmaktadır. Güç faktörünü düzeltme(GFD) kontrolcüsü, hat gerilimi dalga şeklini takip eder ve giriş akımının, giriş gerilimini izlemesini sağlar. Böylece birim güç faktörü sağlanabilmektedir. C_B kondansatörünün gerilimi (V_B), serbest bir şekilde regüle edilir ve 2.harmoniğe sahiptir. Bu gerilim, 90-265 Vac giriş hat gerilimi aralığındaki uygulamalarda yaklaşık 380 V dc'de regüle edilir.



Şekil 3.3 İki katlı güç faktörü düzeltilmesinde temel dalga şekilleri.

dc-dc çıkış katı izolelidir ve en az bir anahtar kullanılmaktadır. Bu anahtar da bağımsız bir PWM kontrolörü ile kontrol edilerek çıkış gerilimi regülasyonu yapılır. Şekil 3.3(a), iki katlı bir güç faktörü düzeltme devresinin giriş akımı ve gerilimi dalga şekillerini göstermektedir.

Şekil 3.3(b)'de, doğrultulmuş bir hat periyodu boyunca giriş katı ve dc-dc çıkış katı çalışma periyodu çeşitleri gösterilmektedir. dc-dc konverterin giriş ve çıkış gerilimi sabit olduğu için, dc-dc konverterin çalışma periyodu (d_{dc-dc}) sabit olmaktadır (Zhang vd.,1999).



Şekil 3.4 Yükseltici ve ileri yönlü iki dönüştürücüden oluşan iki katlı güç faktörü düzeltme devresi.

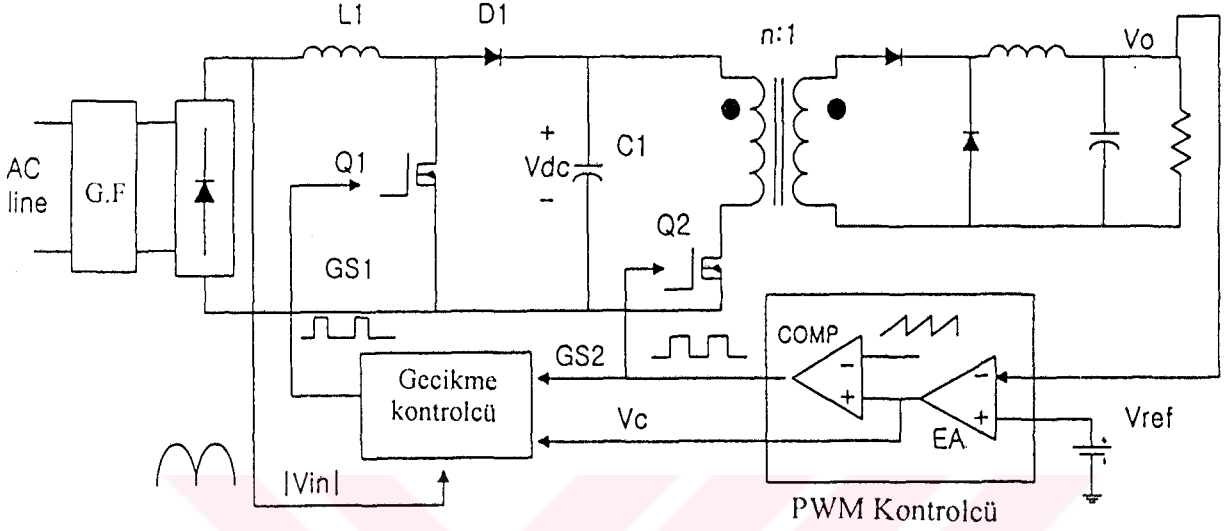
Şekil 3.4'de giriş katı olarak kesintisiz iletimli yükseltici dönüştürücü ve dc-dc çıkış katı olarak ileri yönlü dönüştürücü kullanan iki katlı bir güç faktörü düzeltme devresi örneği gösterilmektedir. Yüksek güçlerde, yükseltici dönüştürücüsü kesintisiz iletim modunda çalıştırılır. Düşük güçlerde ise kesintili iletim tercih edilir çünkü daha basit bir kontrol devresi kurulabilmektedir. İki katlı güç faktörü düzeltme devresinin en büyük dezavantajı, devresinin karmaşıklığı ve bu nedenle artan maliyetidir. Avantajı ise, harmonik standartlarına tam uyumluluk gösterebilmesidir.

Gelişmiş İki katlı Güç Faktörü Düzeltme Devresi Örneği

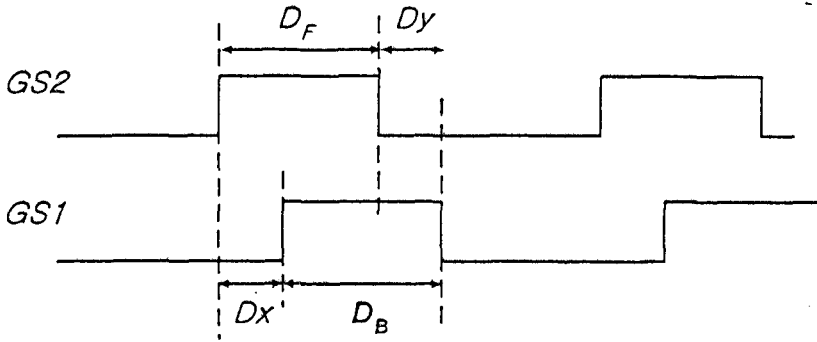
Devrenin temel özelliği 'gecikme kontrolü' mekanizmasının olmasıdır. Q_1 , konverterin giriş katındaki güç anahtarı ve Q_2 ise, kaskat bağlanmış çıkış katındaki ileri yönlü dönüştürücünün güç anahtarıdır. İki anahtar senkronize olarak çalışmaktadır. Q_2 anahtarı, dc çıkış gerilimini bir PWM kontrolörüyle kontrol edilerek regüle etmektedir (Lee vd.,2000).

Q_1 anahtarı, kondansatör gerilimini istenilen aralıkta tutmak için kontrol edilmektedir ve burada çalışma durumuna bağlı olarak, giriş akımı harmonik distorsiyonu azaltılmak istenmektedir. Şekil 3.5'de görüldüğü gibi, gecikme kontrolcüsünün girişleri, Q_2 için kapı

sürücü sinyali (GS2), hata amplifikatörü çıkış gerilimi (V_c) ve doğrultulmuş giriş gerilimi ($|V_{in}|$)'dir.



Şekil 3.5 Gelişmiş bir iki katlı güç faktörü düzeltme devresi.



Şekil 3.6 Gelişmiş iki katlı güç faktörü düzeltme devresinde kontrol sinyalleri.

Şekil 3.6'da gösterildiği gibi, gecikme kontrolcüsü, açma gecikmesi (D_x) ve kapama gecikmesi (D_y)'yi Q_2 anahtarı kapı sürücüsü sinyaline (GS2) eklemektedir. İleri yönlü dönüştürücü çalışma oranı D_F ile yükseltici dönüştürücüsü çalışma oranı D_B arasındaki ilişki ,

$$D_B = D_F + D_r + D_x \quad (3.1)$$

şeklinde açıklanabilir.

Açma gecikmesi (D_x) kontrol edilerek, kondansatör gerilimi istenilen aralıkta tutulabilir ve kapama gecikmesi (D_y) kontrol edilerek de giriş akımı distorsiyonu azaltılabilmektedir. Q_1 ve Q_2 anahtarlarının kapı sinyalleri senkronize olduğundan dolayı, aşırı akım ve aşırı gerilim gibi alarm sinyalleriyle ileri yönlü dönüştürücü koruma altındayken, Q_1 anahtarı da otomatik olarak korunmuş olmaktadır. İki anahtarın senkronize çalışması, yük yok iken ve start verilmesi durumunda meydana gelir. Bu yüzden giriş katını korumak veya yumuşak start vermek için ek bir devreye ihtiyaç duyulmamakta, maliyet ve karmaşıklık azaltılmış olmaktadır.

A) Açma Gecikmesi D_x

Eğer Q_1 ve Q_2 anahtarları aynı çalışma periyoduyla çalıştırılır ise, kondansatör gerilimi, bir tek katlı güç faktörü düzeltme devresindeki gibi yük akımının düşmesi ve/veya hat geriliminin artmasıyla artmaktadır. Transformatörün verimli ve optimum bir dizaynı için kondansatör geriliminin bu şekilde değişimi arzu edilmeyen bir durumdur. Kondansatör gerilimini istenilen aralıkta tutmak için, yükseltici dönüştürücüsü anahtarı çalışma oranı (D_B) kondansatör gerilimine göre ayarlanmalıdır. D_x , kondansatör gerilimine orantılı olarak Q_2 'nin kapı sürücü sinyaline tanımlanır ise, diğer bir PWM kontrolör kullanılmadan D_B 'yi kontrol etmek mümkün olmaktadır.

Önerilen kontrol metodunda, PWM kontrolörün hata amplifikatörü çıkış gerilimi (V_c), gecikme kontrolcüsünün bir girişi olarak kondansatör gerilimi yerine kullanılmaktadır. Kondansatör gerilimi aşağıdaki denklemlerle belirlenmektedir.

$$V_{dc} = \frac{\eta \cdot V_0}{D_F} = \frac{\eta \cdot V_0 \cdot V_p}{V_c} \quad (3.2)$$

$$V_{dc} \cong \eta \cdot V_0 \cdot V_p \left[\frac{1}{V_{c0}} - \frac{(V_c - V_{c0})}{V_{c0}^2} + \frac{2(V_c - V_{c0})^2}{V_{c0}^3} \right]$$

$$V_{dc} = V_{d0} - K_1 \cdot V_c \quad (3.3)$$

η : Transformatör dönüşüm oranı

V_0 :Çıkış gerilimi

V_p :PWM kontrolör rampasının genliği

V_{c0} :Hata amplifikatörü çıkış gerilimi değeri

V_{d0}, K_1 :sabit

Denklem (3.1) – (3.3)'den yükseltici dönüştürücüsü anahtarı çalışma oranı,

$$D_B = \frac{V_c}{V_p} - K_d \cdot (V_{d0} - K_1 \cdot V_c) + D_y$$

$$D_B = D_F - K_{dx} \cdot V_c + D_y \quad (3.4)$$

şeklindedir.

K_d :sabit , K_{dx} :kapama gecikme kontrolü kazancı.

B) Kapama Gecikmesi D_y

Kesintili iletim modundaki yükseltici dönüştürücüsü için, yükseltici dönüştürücüsü kazancı (kondansatör geriliminin, hat pik gerilimine oranı) daha sinüzoidal bir akım elde etmek için yüksek tutulmalıdır. 0.95'ten büyük bir güç faktörü için yükseltici dönüştürücüsü kazancının 1,29'dan büyük olması gerekmektedir. Bu durumda, hat geriliminde kondansatör gerilimi 480 V'dan yüksek olabilmektedir. Bu da kondansatör üzerinde yüksek gerilim stresi yaratmaktadır. Şimdiye kadar, giriş akımındaki bozulmayı azaltmak için bazı teknikler, mesela değişken frekans kontrolü veya değişken çalışma oranı kontrolörü kullanılmıştı. Fakat değişken frekans kontrolü metodu geniş aralıkta frekans değişimi gerektirir. Değişken çalışma oranı kontrol metodu ise, diğer PWM kontrolörü ve karmaşık kontrol devresine sahiptir (Lee vd.,2000).

Giriş katının hat akımı,

$$i = V_{in} \cdot \frac{D_B^2}{2L_1 \cdot f} \cdot \frac{V_{dc}}{V_{dc} - V_{in}} \quad (3.5)$$

şeklinde ifade edilir.

V_{in} : hat gerilimi (ani değer), f : anahtarlama frekansı

Denklem 3.5'e göre, giriş akımını sinüzoidal yapmak için, yükseltici dönüştürücünün çalışma oranı (3.6) denkleminde ifade edilir.

$$D_B = D_{BM} \cdot \sqrt{1 - \frac{V_{in}}{V_{dc}}} \quad (3.6)$$

D_{BM} :sabit

Denklem 3.6'nın bir kontrol devresi olarak tasarlanması zor olmaktadır. Oysa ki önerilen yeni kontrol şemasında, kondansatör gerilimi V_{dc} maksimum hat pik gerilimi (400 V) civarında kontrol edilebilmekte ve denklem 3.6'daki V_{dc} sabit olarak alınabilmektedir. Bu şekilde D_B 'nin yaklaşık denklemi,

$$D_B = D_{BM} - \frac{K_2}{V_{dc}} \cdot V_{in} = D_{BM} - K_{dy} \cdot V_{in} \quad (3.7)$$

şeklinde olmaktadır.

K_{dy} : kapama gecikmesi kontrolü kazancı

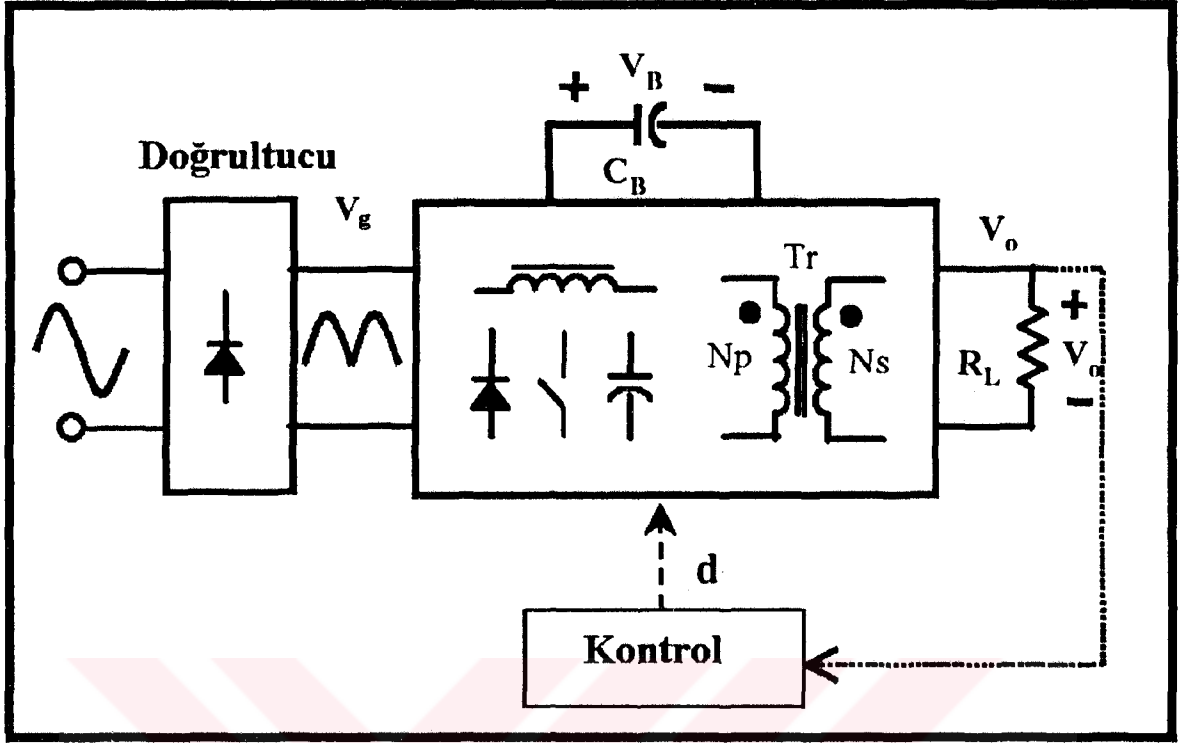
Görüldüğü gibi, denklem 3.7 ile basit bir şekilde, hat gerilimine orantılı olarak kapama gecikmesi tanımlanabilmektedir.

D_B 'nin tümünden kontrol yasası denklem (3.8)'de verilmektedir.

$$D_B = D_F - K_{dx} \cdot V_c - K_{dy} \cdot V_{in} + D_{BM} \quad (3.8)$$

Yapılan deneylerle görülmüştür ki, bu kondansatör gerilimi optimum bir aralıkta sınırlandırılmıştır ve giriş akımı harmonik distorsiyonu azaltılmıştır. Önerilen dönüştürücü ile, klasik iki katlı aktif bir güç faktörü düzeltme devresine göre maliyet daha azaltılmış ve IEC 100-3-2 standartları yakalanmış olmaktadır (Lee vd.,2000).

3.2.2 Aktif Tek Katlı Güç Faktörü Düzeltme Devreleri

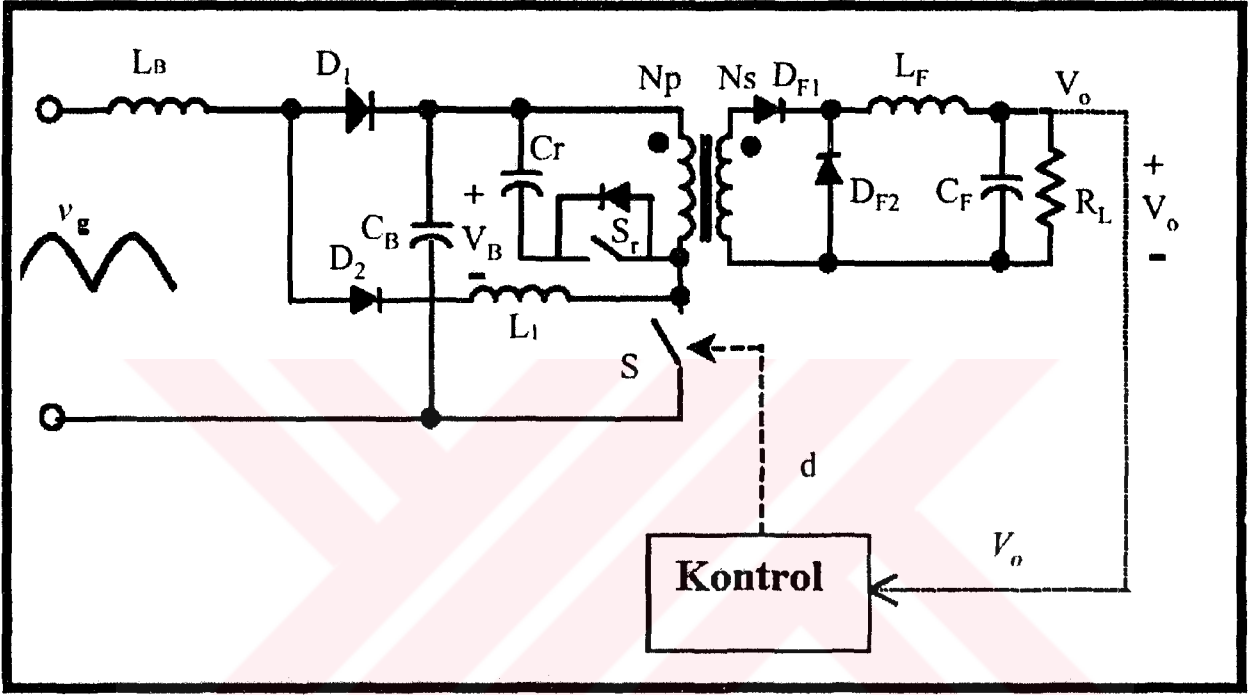


Şekil 3.7 Temel tek katlı güç faktörü düzeltme devresi.

Tek katlı aktif güç faktörü düzeltme temel devresi Şekil 3.7'de gösterilmektedir. İki katlıdan farklı olarak, tek katlı'da bir anahtar ve bir kontrol devresi kullanılmaktadır. Kontrol devresi, çıkış geriliminin hızlı regülasyonunun yapılması içindir. Anahtar çalışma periyodu bir hat periyodu boyunca çoğunlukla sabittir. Sabit bir çalışma periyoduyla, yükseltici dönüştürücüsü endüktansı giriş akımında, doğal olarak güç faktörü düzeltilmesi sağlanmış olmaktadır. Tek katlı devrenin giriş akım harmoniklerine karşı hassasiyeti, iki katlı kadar olmasa da, IEC 1000-3-2 standartları yakalanabilmektedir (Zhang vd.,1999).

Genellikle, herhangi bir güç faktörü düzeltme devresinde, çekilen giriş ani gücü bir periyot boyunca ani sıçramalar şeklindedir ve çıkış gücü sabittir. Bu sebeple, bu dengesiz enerjiyi gideren enerji depolayan bir kondansatör, her güç faktörü düzeltme devresinde olmak zorundadır. Fakat tek katlı güç faktörü düzeltme devresinde, iki katlıya benzemeyen özellik, enerji depolayan kondansatör gerilimi (V_B)'nin, sabit bir değerde regüle edilememesidir. Çünkü kontrolör, çıkış gerilimi regülasyonu için kullanılmaktadır ve V_B 'nin regülasyonunda kullanılmamaktadır. V_B , hat gerilimine göre değişmektedir. Bu sebeple, V_B geniş gerilim aralığına sahip olmakta ve daha yüksek kapasiteli bir kondansatör gerekmektedir.

Giriş endüktans akımlarının sürekliliğine göre, tek katlı güç faktörü düzeltme devreleri kesintili iletim modlu ve kesintisiz iletim modlu konverterler olarak sınıflandırılabilir. Tipik olarak, kesintili iletim modlu tek katlı güç faktörü düzeltme devreleri kesintisiz iletim mod'lu devrelere göre daha basittirler ve daha düşük bir maliyete sahiptirler. Fakat daha yüksek akım stresinden dolayı, daha büyük bir EMI filtresine ve daha düşük bir verime sahiptirler. Böylece kesintili iletim mod uygulaması, genellikle küçük güçlü uygulamalarda uygun olabilmektedir.

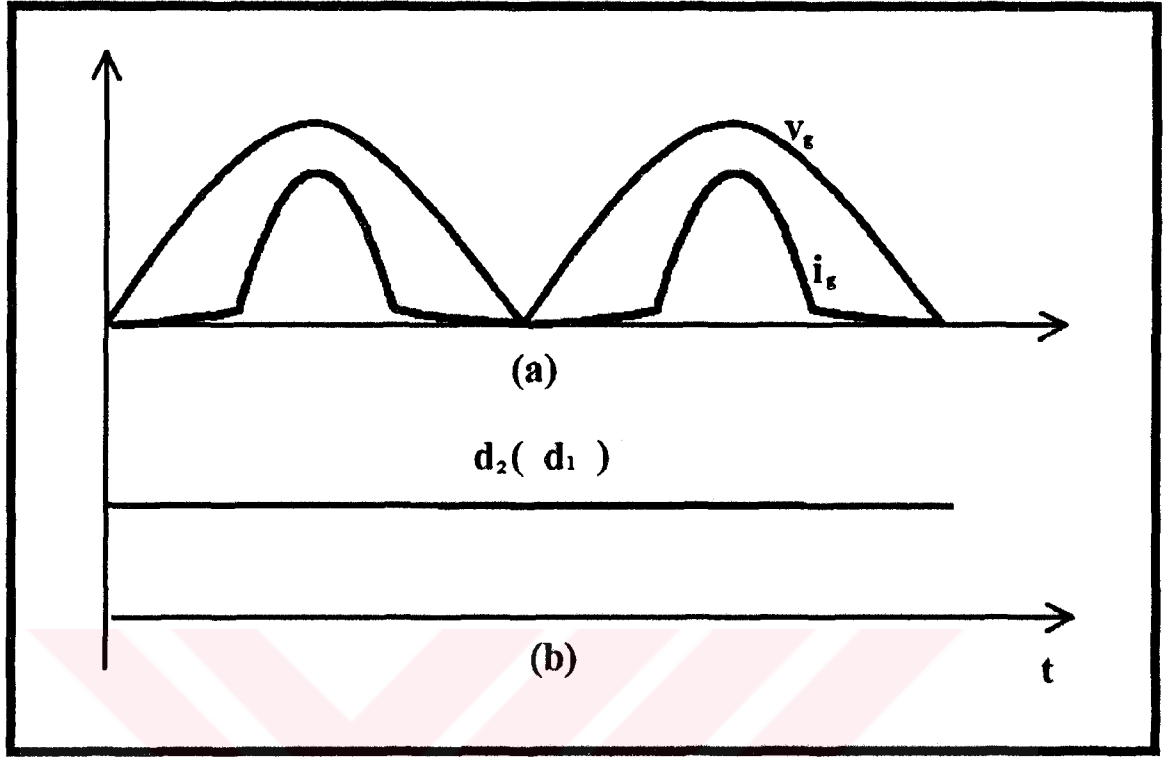


Şekil 3.8 İleri yönlü dönüştürücülü tek katlı güç faktörü düzeltme devresi.

Kesintisiz iletim modu işlemini sağlamak için Şekil 3.8'de, ilaveten bir L_1 endüktansı kullanılmaktadır. Şekil 3.8'deki devrede özelleştirilmiş aktif bir reset devresi bulunmaktadır. Böylece anahtarın maksimum çalışma periyodu sağlanmakta ve enerji depolayan kondansatör gerilimi V_B minimize edilmektedir.

Giriş akımı tam olarak sinüzoidal olmasa da, IEC 1000-3-2 standartları yakalanabilmektedir. Bir hat gerilimi periyodu boyunca tek anahtardaki anahtar çalışma periyodu sabittir.

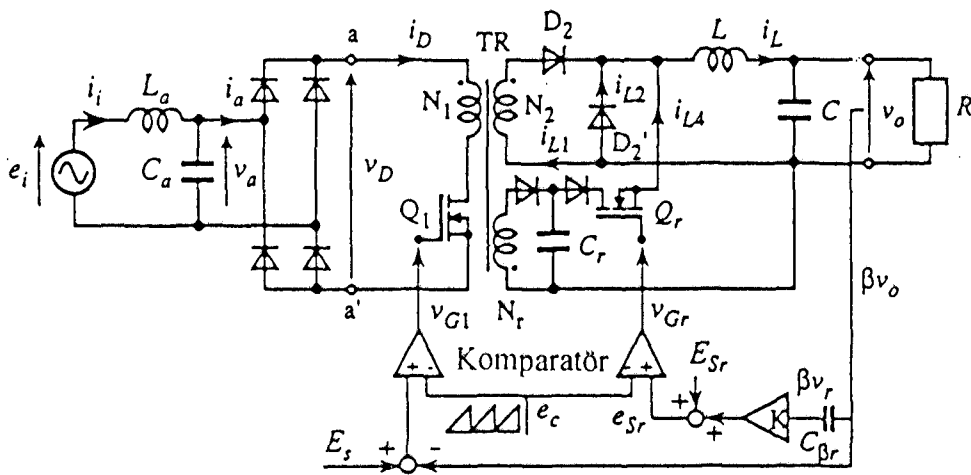
Sonuç olarak, tek katlı aktif güç faktörü düzeltme devresinin en büyük avantajı tek kontrol devresine ihtiyaç duyması olmakla birlikte, tek yarıiletken anahtar kullanmasından dolayı oluşan yüksek anahtar stresi ve yüksek gerilimli kondansatör kullanımı dezavantajlı yönleridir.



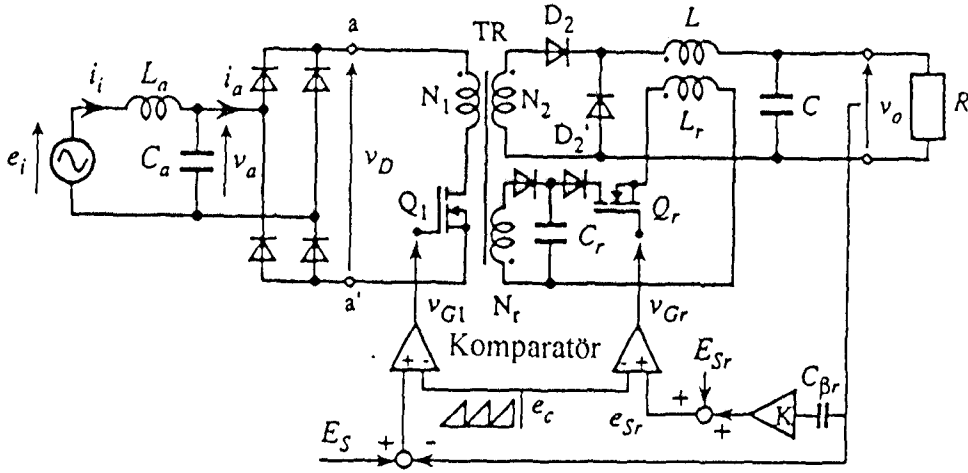
Şekil 3.9 Tek katlı güç faktörü düzeltilmesinde temel dalga şekilleri.

Geliştirilmiş Tek katlı Aktif Güç Faktörü Düzeltme Devresi Örnekleri

Örnek 1



(a)



(b)

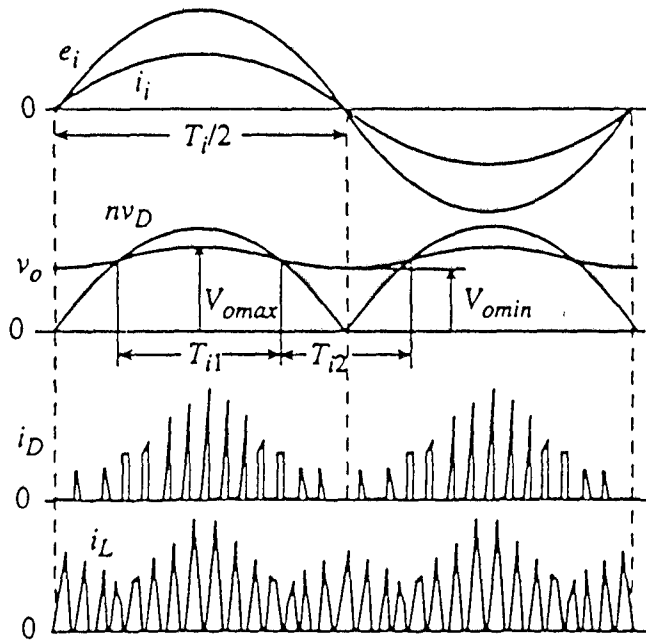
Şekil 3.10 İleri yönlü dönüştürücülü gelişmiş tek katlı güç faktörü düzeltme devreleri.

Temel olarak, bir ileri yönlü dönüştürücüsü ile devre oluşturulmuştur. Kesintili iletim modunda, dönüştürücü çalıştırılarak güç faktörü yükseltilmekte ve çıkış gerilimindeki ufak boyutlu bozulmalar da, ekstra bir aktif anahtar kullanılarak, transformatör tahrik enerjisinin kontrolü ile düşürülmektedir (Nagao,2000).

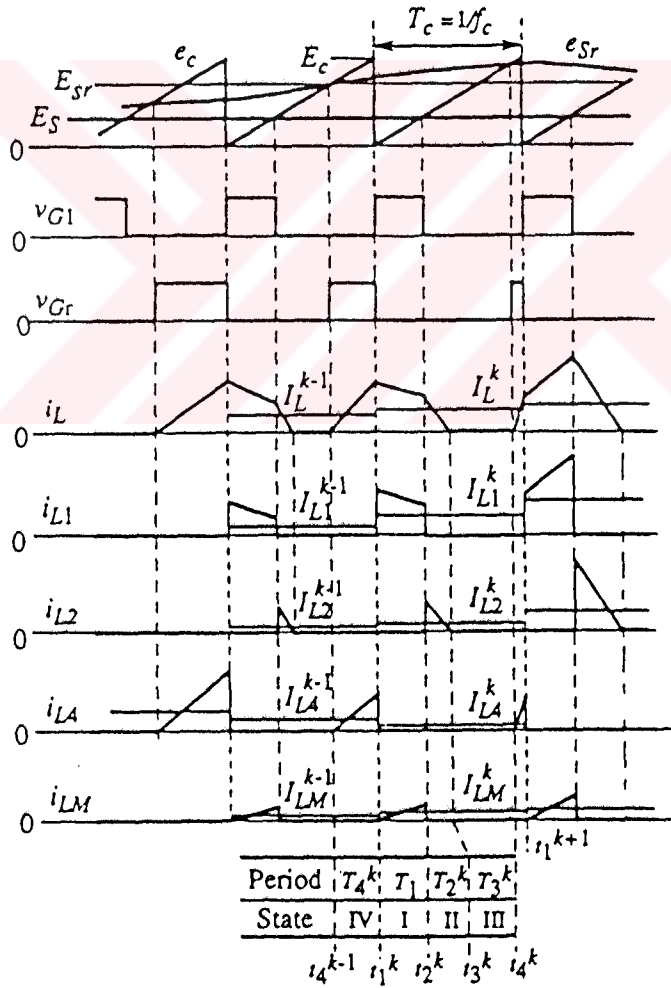
Şekil 3.10'da ileri yönlü dönüştürücünden oluşan iki devre gösterilmektedir. N_r sargısı, C_r kondansatörü ile Q_r anahtarı çıkış gerilimindeki bozulmayı kompanze etmek için kullanılmaktadır. N_r sargısı ve C_r kondansatörü trafo tahrik enerjisinin depolanması için kullanılmaktadır. Çıkış gerilimindeki bozulmayı azaltmak için, C_r 'de depolanan enerji, Şekil 3.10(a)'da görüldüğü gibi Q_r anahtarı üzerinden doğrudan C çıkış kondansatörü ve L endüktansına verilir, veya Şekil 3.10 (b)'deki gibi diğer bir L_r endüktanslı sargıya verilir.

Şekil 3.11 (a)'da gelişmiş bir tek katlı güç faktörü düzeltme devresinin akım ve gerilim dalga şekilleri gösterilmektedir. Şekil 3.11 (b)'de akım ve gerilimlerin genişletilmiş dalga şekilleri ve çalışma durumları ile onların periyotları $(k-1)$ th'tan $(k+1)$ th'a anahtarlama numarasıyla belirtilmiştir.

Yüksek güç faktörünü sağlamak için i_L endüktans akımı kesintili iletim moduna getirilmelidir. Böylece, ana anahtar Q_1 , v_{G1} kapı sinyaliyle sabit bir çalışma oranı D ile sürülmektedir. D , E_s referans gerilimiyle elde edilmektedir. Çıkış gerilimindeki bozulmanın azaltılması, v_r çıkış bozulma gerilimine ters orantılı bir şekilde Q_r anahtarının iletimde kalma süresi kontrol edilerek sağlanabilir.



(a)



(b)

Şekil 3.11 Gelişmiş tek katlı güç faktörü düzeltme devresinde temel dalga şekilleri.

Bozulmayı kompanze etmek için, öncelikle v_0 çıkış geriliminin βv_r ac bileşeni, bir $c_{\beta r}$ kondansatörü üzerinden sağlanır. Sonra, βv_r , K ile çarpılarak, E_{sr} dc gerilimine eklenir. $e_{sr} = E_{sr} + \beta K v_r$, e_c taşıyıcı sinyali ile karşılaştırılır ve Q_r için v_{Gr} kontrol sinyali elde edilir. v_{Gr} kontrol sinyali, $T_2^k + T_3^k$ peryodunda üretilir ve Q_1 'in ilettime geçirilmesinden önce sıfıra getirilir. Bozulmayı kompanze etmeyle çıkışa ekstra bir enerji sağlamak için çıkış gerilimi v_0 , kompanzasyonsuz V_0' 'den daha yüksektir. Böylece Şekil 3.11'deki gibi $v_0 = V_0' + \Delta V_0$ olmaktadır. Bu durumda ΔV_0 genliği, E_{sr} dc sinyalinden elde edilir.

Devrenin çalışması Şekil 3.11(b)'de gösterildiği gibi 4 durumda sınıflandırılmıştır.

Durum 1 - $t_1^k < t < t_2^k$, Q_1 anahtarı ve D_2 diyodu iletimdedir. Q_r anahtarı iletimde değil, R yükü için enerji, e_c giriş kaynağından sağlanmaktadır.

Durum 2 - $t_2^k < t < t_3^k$, Q_1 ve D_2 iletimde değil, D_2' diyodu iletimde, L endüktansındaki depo edilen enerji D_2' üzerinden lineer bir şekilde boşalmaktadır. Bu enerji sıfır olduğunda, durum 2 bitmiş olur. Diğer yandan, durum 1'in önceki periyodunda TR transformatöründe depo edilen tahrik enerjisi C_r kondansatörüne transfer edilmektedir.

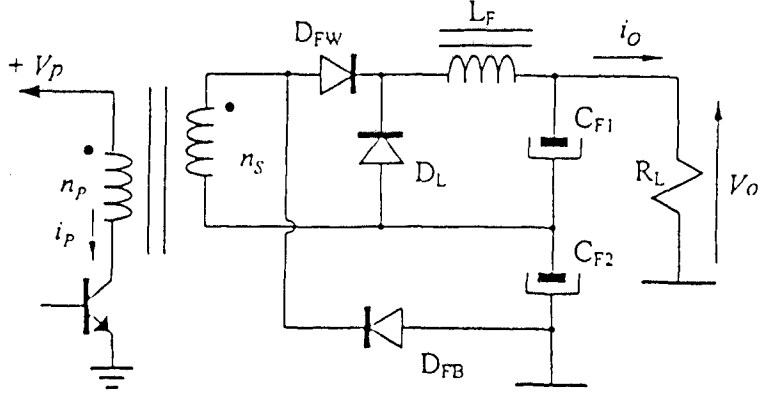
Durum 3 - $t_3^k < t < t_4^k$, bütün anahtarlar iletimde değil, yükün enerjisi çıkış kondansatörü C' 'den karşılanmaktadır.

Durum 4 - $t_4^{k-1} < t < t_1^k$ veya $t_4^k < t < t_1^{k+1}$, Q_r anahtarı iletimdedir. Bozulmanın kompanzasyonu için enerji, C_r 'den yüke aktararak sağlanmaktadır. Ani çıkış gerilimi v_0 düştüğünde, T_4 periyodu çıkıştaki bozulmanın giderilmesi için uzun tutulmaktadır. Bu işlemde, durum 3'ün T_3 periyodu kısa tutulmaktadır.

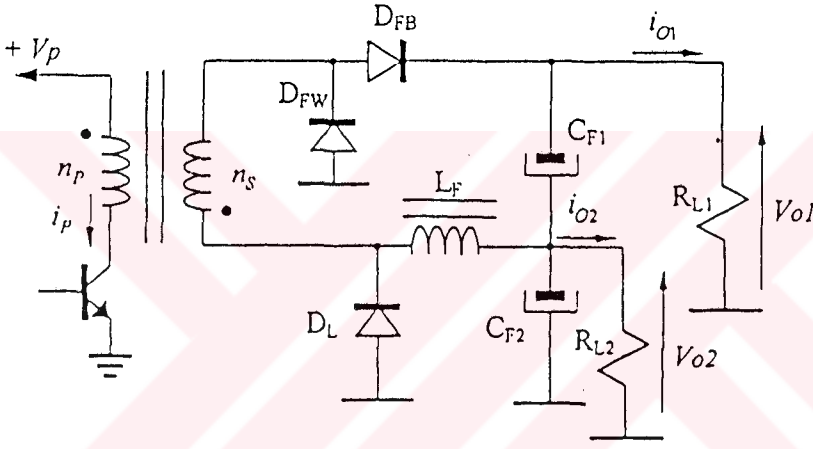
Kompanzasyonu olmayan, kesintili iletimde çalışan bir ileri yönlü dönüştürücülü güç faktörü düzeltme devresinde, TR trafosunun nV_D sekonder gerilimi, çıkış gerilimi v_0 'dan daha düşük olduğunda, i_L endüktans akımı T_{12} peryodunda geçmemektedir. Şekil 3.11 (a)'da bu durum gösterilmektedir. Sonuç olarak, girişteki kaynak e_c 'nin sıfır geçişi esnasında i_L akımı sıfırdır.

Diğer yandan, önerilen devrede, sıfır periyodu oluşmaz çünkü T_{12} 'de, bozulmanın kompanzasyonu için daima i_L endüktans akımı geçer.

Örnek 2



(a)



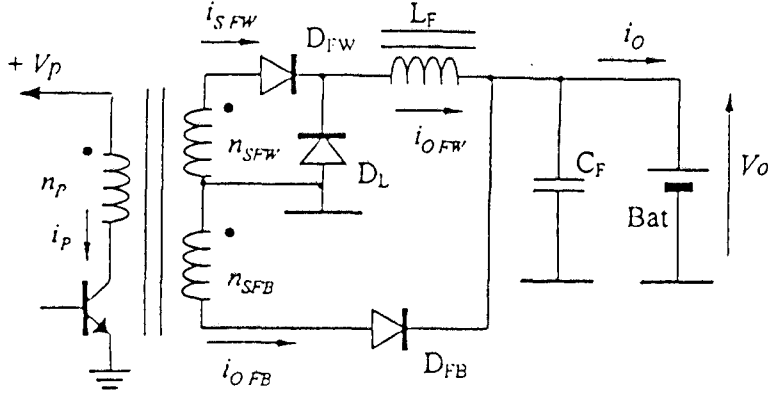
(b)

Şekil 3.12 Seri bağlı geri dönüşlü ve ileri yönlü iki dönüştürücüden oluşan gelişmiş tek katlı güç faktörü düzeltme devreleri.

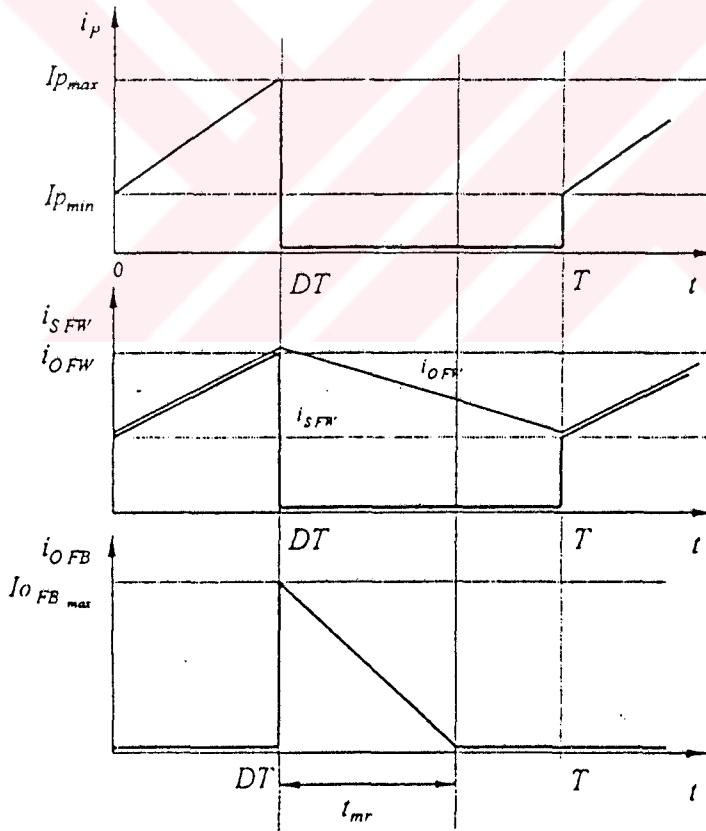
Bu örnekte geri dönüşlü ve ileri yönlü dönüştürücü topolojileri birleştirilerek tek katlı, izolasyonlu bir güç faktörü düzeltme devresi elde edilmiştir. Geri dönüşlü dönüştürücü bölümü, doğrultulmuş hat geriliminin, ileri yönlü dönüştürücünün çalışmasını mümkün kılacak kadar yüksek olmadığı zaman, güç akışına izin vermektedir. Böylelikle, en yüksek doğruluk oranı ve ayrıca transformatör ile güç transistörünün paylaşılması sağlanmaktadır (Tacca,2000).

Geri dönüşlü ve ileri yönlü dönüştürücüleri birleştirmek için 2 basit yol vardır. Birincisi, Şekil 3.12 (a) ve (b)'deki gibi her ikisinin çıkışlarının seri olarak bağlanmasıdır. Diğer Şekil

3.13'deki gibi paralel bağlanmalarıdır. Böylece doğal olarak akü şarjı uygulamalarında kullanılabilmekte ve çıkıştaki elektrolitik kondansatöre de ihtiyaç kalmamaktadır. Küçük bir kondansatör, aküye paralel olarak bağlanmaktadır.



(a)



(b)

Şekil 3.13 Paralel bağlı geri dönüşlü ve ileri yönlü iki dönüştürücüden oluşan gelişmiş tek katlı güç faktörü düzeltme devresi.

Çalışma Modları

Kazancı artırmak için, her iki dönüştürücünün de kesintisiz modda çalıştırılması uygun olmaktadır. Böylece,

$$V_0 = \frac{\eta_{SFW}}{\eta_P} \cdot D \cdot V_P \quad (3.9)$$

$$V_0 = \frac{\eta_{SFB}}{\eta_P} \cdot \frac{D}{1-D} \cdot V_P \quad (3.10)$$

formülleri geçerli olacaktır.

Şu açıktır ki, çalışma periyodu faktörü D'nin tek bir değeri için bu çalışma mümkün olabilmektedir. Sonuç olarak, her iki dönüştürücünden en azından biri kesintili çalışma modunda olmalıdır. Böyle bir durumda, kesintisiz iletim modda çalıştırılan dönüştürücünün ileri yönlü dönüştürücü olması tercih edilmelidir çünkü bu dönüştürücü topolojisi daha iyi bir kazançla sahiptir. Geri dönüşlü dönüştürücünün kesintili modda çalıştırıldığı kabul edilirse, (3.10) denklemi,

$$V_0 = \frac{D^2}{2fL_M} \cdot \frac{V_P^2}{I_{OFB}} \quad (3.11)$$

şeklinde değiştirilmelidir.

L_M :primer endüktansı

I_{OFB} :geri dönüşlü dönüştürücü ortalama çıkış akımı , f :anahtarlama frekansı

Bu durumda manyetik reset zamanı (t_{mr}), $(1-D)T$ 'den daha düşük olmalıdır. Böylece çalışma periyodu, maksimum sınırına getirilmiş olur.

$$D \leq \frac{1}{1 + \frac{\eta_{SFB}}{\eta_P} \cdot \frac{V_P}{V_0}} \quad (3.12)$$

İleri yönlü dönüştürücünün enerjisinin yüke iletilmemesi için, geri dönüşlü dönüştürücü her zaman kesintili iletim modunda çalıştırılmalıdır. Böylece geri dönüşlü dönüştürücü

bölümü, maksimum D_{FB} çalışma periyoduyla çalışacak ve bir omik transfer fonksiyonu görülecektir. Sonuçta, giriş akım dalga şekli hat gerilimi ile aynı şekle sahip olacaktır.

3.3 Tek ve İki Katlı Güç Faktörü Düzeltme Devrelerinin Karşılaştırılması

3.3.1 Kondansatörlerin Karşılaştırılması

Uygulamaların genelinde, tutma(hold-up) süresi (t_{hold}) çok önemli bir gereksinimdir. Tutma süresi, hat gerilimi gittiğinde, güç kaynağının çıkış gerilimini istenilen aralıkta sağlamaya devam etmesidir. Örnek olarak bu süre, hat gittiğinde, sistemli bir şekilde bilgisayarı kapatmak için veya ups'e aktarılacak için kullanılmaktadır. Tutma süresi, enerji depolayan C_B kondansatörleriyle sağlanmaktadır. Bu kondansatörün değeri, güç kaynağının toplam boyut ve maliyetinde önemli etkiye sahiptir. Genellikle C_B kondansatörü Denklem 3.13 ile elde edilmektedir (Zhang vd.,1999).

$$C_B = \frac{2 \cdot \frac{P_{0-max}}{\eta_{dc}} \cdot t_{hold}}{V_{B-90}^2 - V_{B-min}^2} \quad (3.13)$$

V_{B-90} :düşük şebeke tam yük kondansatör gerilimi,

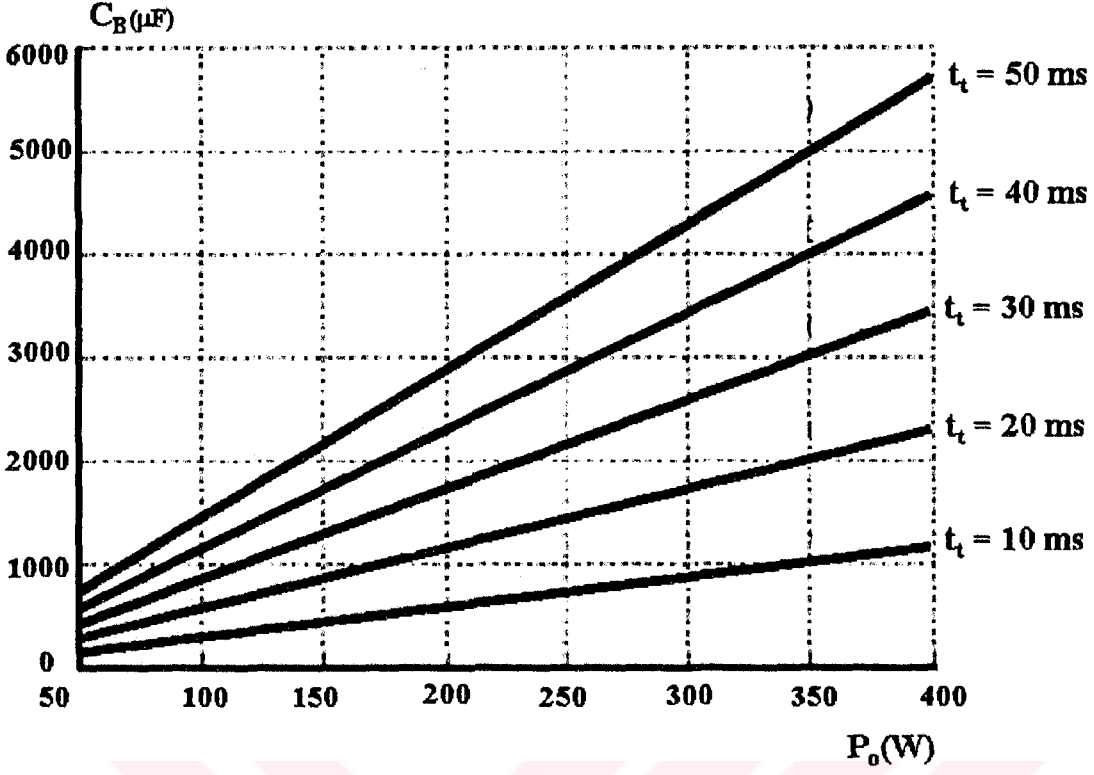
V_{B-min} :minimum dizayn edilmiş kondansatör gerilimi,

P_{0-max} :maksimum çıkış gücü,

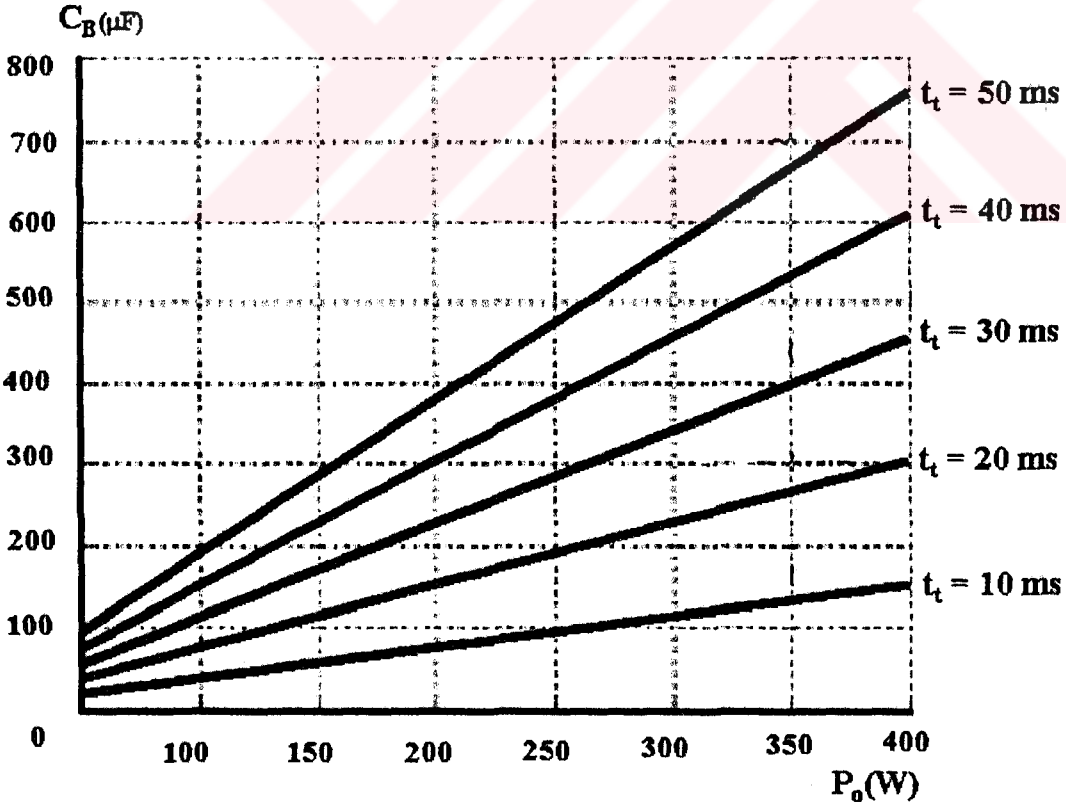
t_i : tutma(hold-up zamanı),

η_{dc} :dc/dc katı verimi

İki katlı güç faktörü düzeltme devresi için, V_{B-90} ara gerilimi, 400 V ile regülasyon yapılırsa ve $V_{B-min}=300$ V seçilir ise, oldukça ufak bir kondansatör gerekli olmaktadır. Mesela, $t_i = 10$ ms için, $P_{0-max} = 100$ W, $C_B = 37,8 \mu F$ hesaba göre çıkarılmaktadır. Fakat, bir tek katlı güç faktörü düzeltme devresi için, düşük şebeke gerilimi regüle edilmemektedir. Tipik olarak, giriş hat gerilimi 90 V_{ac} olduğunda, ara gerilim 130 Volt civarında olmaktadır. Bunun için, V_{B-min} , 90 V'da seçilirse, C_B aynı 10 ms tutma zamanını sağlamak için en az 284 μF olmalıdır. Bu değer, iki katlı devreye göre 7 kat fazla bir kondansatör değeridir. Tek katlı devre, iki katlı devreye göre daha büyük bir kondansatöre ihtiyaç duymaktadır. Her ikisinde de, kondansatör gerilimi değeri 450 V dc'dir.



(a)



(b)

Şekil 3.14 Değişik tutma süreleri için C_B ile çıkış gücü P_o arasındaki ilişki. (a) tek katlı devre ve (b) iki katlı devre.

Şekil 3.14(a) ve 3.14(b)'de iki katlı ve tek katlı devrenin çıkış gücü P_{o-max} ile C_B arasındaki fonksiyonel yapıda görüldüğü gibi, tek katlı devre bütün güç seviyelerinde daha büyük bir kondansatöre gereksinim duymaktadır.

3.3.2 Yarı İletken Elemanların Karşılaştırılması

İki katlı güç faktörü düzeltme devresinde, birinci kat anahtarı, bu katın akımını, dc/dc dönüştürücüdeki anahtar da dc/dc konverterin akımını kontrol etmektedir. Tek katlı devrede, bahsedilen iki anahtar tek bir adete indirilmekte ve böylece maliyet düşürülmektedir. Fakat bu tek anahtar üzerinden hem ilk katın akımı hem de dc/dc konverter katının akımı geçmektedir. Bu yüzden yüksek akım stresine sahiptir. Anahtar üzerindeki akım, anahtar boyutu ve kaybını belirlemektedir. Genel olarak, iki katlı devredeki ilk katın yarıiletken elemanının rms akımı denklem (3.15)'de verilmiştir:

$$I_{in-pk} = \sqrt{2} \cdot \frac{\frac{P_{o-max}}{\eta}}{V_{in-min}} \quad (3.14)$$

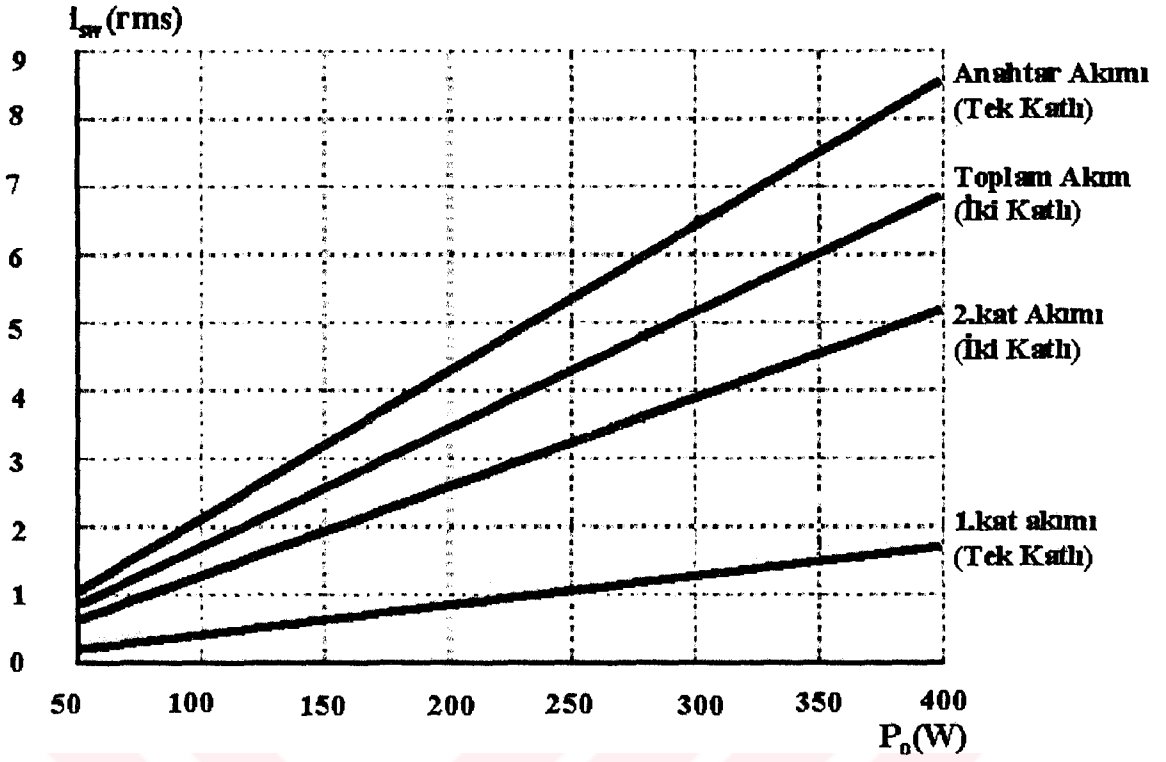
$$I_{S1} = \sqrt{\int_0^{\pi} \left[1 - \frac{\sqrt{2} \cdot V_{in-min}}{V_B} \cdot \sin(x) \right]^2 I_{in-pk}^2 \cdot \sin(x)^2 dx} \quad (3.15)$$

İleri yönlü dc/dc dönüştürücünün I_{S2} anahtar akımı, Denklem (3.16) ile hesaplanabilir.

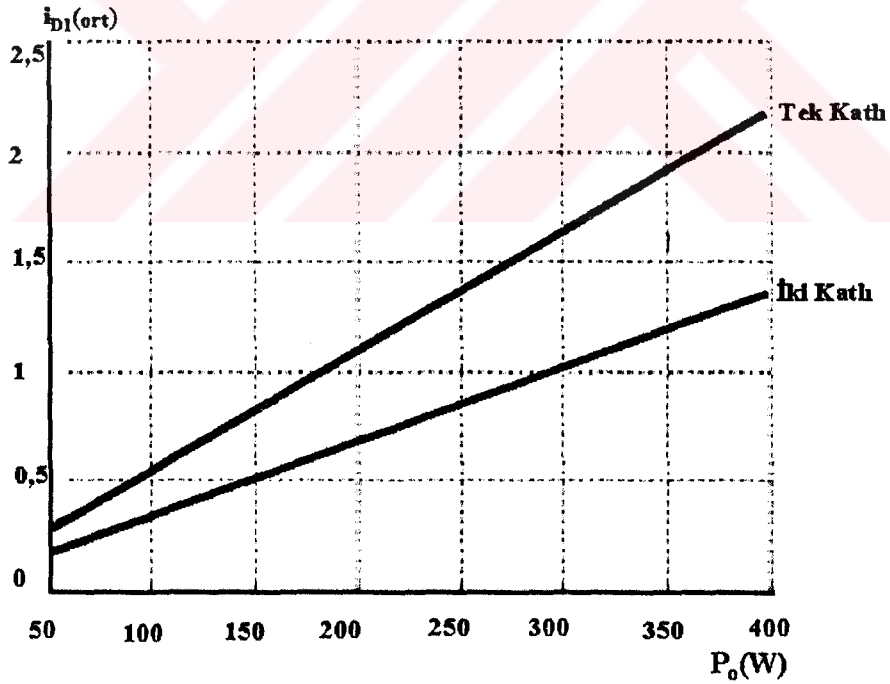
$$I_{S2} = \frac{\frac{P_{o-max}}{V_o}}{N} \cdot \sqrt{D_{FWD}} \quad (3.16)$$

N : ileri yönlü dönüştürücü trafosu dönüşüm oranı , D_{FWD} : çalışma peryodu.

Tek katlı devre için, giriş akımı bir kapalı denklem ile açıklanamamaktadır. Çünkü giriş akımı düzensiz bir dalga şekline sahiptir. Bunun için, tek katlı devrenin giriş bölümünde anahtarın rms akımı I_{Srms} , simülasyonlarla elde edilir.

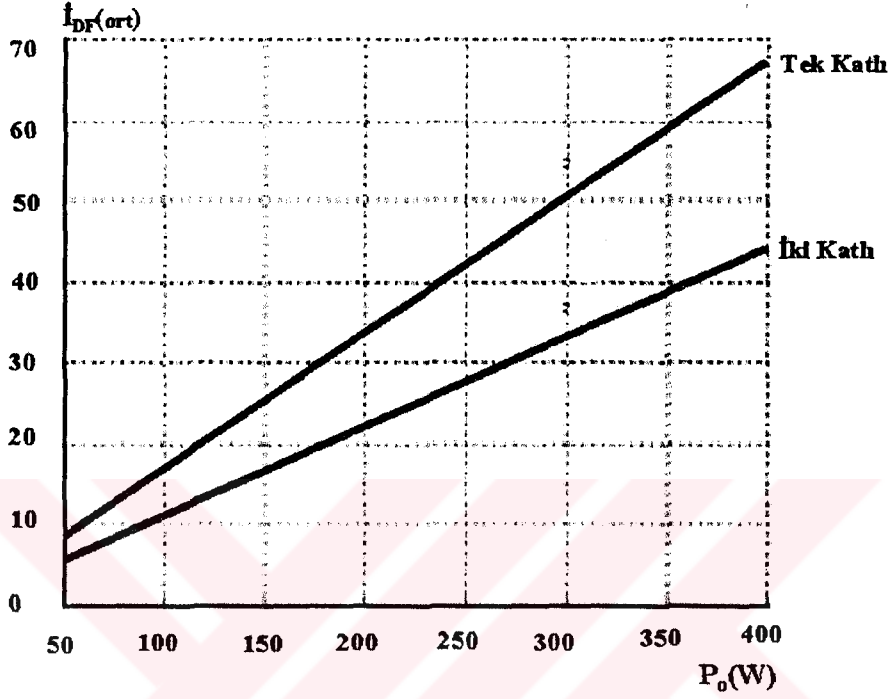


Şekil 3.15 Anahtar akımı(rms değeri) ile çıkış gücü arasındaki ilişki.



Şekil 3.16 Yükseltici dönüştürücünün ortalama akımı ile çıkış gücü arasındaki ilişki.

Şekil 3.15, iki katlı devre ile tek katlı devrenin giriş akım değerlerinin karşılaştırmasını göstermektedir. Burda görülen, tek katlı devredeki anahtar rms akımının, iki katlı devredeki her iki anahtarın akımlarının toplamından yüksek olduğudur. Bunun için, tek katlı devrede, iki katlıya göre daha büyük bir anahtara ihtiyaç duyulmaktadır.



Şekil 3.17 Doğrultucunun çıkış ortalama akımı ile çıkış gücü arasındaki ilişki

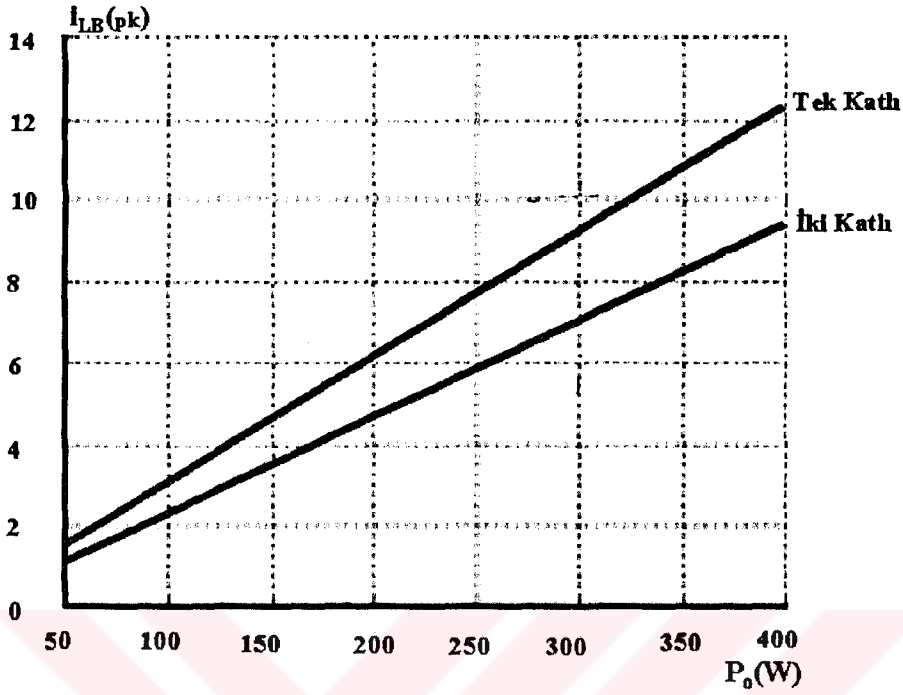
Şekil 3.16, yükseltici doğrultucuların ortalama akımlarının karşılaştırmasını göstermektedir. Görüldüğü gibi ,tek katlı devre daha yüksek doğrultucu akımına tüm güç seviyelerinde sahip olmaktadır. Her iki devrede de doğrultucu gerilim stresi 400 V dc'dir.

Sonuç olarak, Şekil 3.17 çıkış gücüne bağlı olarak ileri yönlü çıkış doğrultucularının ortalama akımını göstermektedir. Görüldüğü gibi, tek katlı devre, iki katlıya göre, daha yüksek doğrultucu akımına sahiptir. Aynı zamanda, tek katlı devredeki doğrultucu üzerindeki gerilim stresi de iki katlıya göre daha yüksektir. 5 V çıkış için, doğrultuculardaki ters gerilim 35 V'tur. Aynı gerilim iki katlı devrede sadece 12 V'dur. Bu sebeple, tek katlı devredeki doğrultuculardaki güç kaybı da daha büyüktür (Zhang vd.,1999).

Özet olarak, her ne kadar tek katlı devre, bir anahtar kazançlı ise de, anahtar ve doğrultucular üzerindeki akım değerleri daha yüksektir ve bu da verim ile maliyetini olumsuz yönde etkilemektedir.

3.3.3 Endüktansların Karşılaştırılması

A) Giriş Endüktansı



Şekil 3.18 Endüktansın giriş pik akımı ile çıkış gücü arasındaki ilişki.

İki katlı devredeki giriş endüktansı, akımdaki en yüksek bozulma oranı ve çalışma periyoduna göre belirlenmektedir. Fakat tek katlı devrenin dizaynında, endüktans akımı bozulması esas belirleyici değildir. Aslında bara gerilimi stresi, giriş akımı güç faktörü ve toplam verim, akım bozulmasına göre daha önemli dizayn noktalarıdır. Bunun için, yapılacak karşılaştırmalarda, tek katlı ve iki katlı devrelerdeki giriş endüktansları aynı kabul edilmektedir. Aynı endüktanslara sahip olursa da, giriş endüktansı pik akımları her iki uygulamada da farklıdır.

Şekil 3.18'den de görüldüğü gibi, tek katlı devre daha yüksek bir pik akımına sahip olmaktadır.

B) Çıkış Endüktansı

Çıkış endüktansları karşılaştırmasında, endüktans akımındaki bozulmalar aynı kabul edilmektedir. Fakat tek katlı dönüştürücüdeki enerji depolayan kondansatörün gerilimi (V_B) geniş bir aralıkta değiştiği için şebekenin değişimiyle anahtar çalışma periyodu da değişmektedir. Sonuç olarak, tek katlı devre daha büyük bir çıkış endüktansına sahiptir. Genel olarak varılan sonuçlar ise aşağıda sıralanmaktadır.

- Tek katlı devre geniş bir aralıkta enerji depolayan kondansatör gerilimi gerektirdiği için, daha yüksek değerli elemanlara ihtiyaç duymaktadır.
- Tek katlı devredeki toplam kayıp, iki katlı devreden fazla olabilir. Bu nedenle verimi de daha düşük olabilmektedir.
- Tek katlı devrede, sadece bir anahtar ve kontrol devresi kullanılarak eleman sayısı azaltılmış olmaktadır. Fakat, tek katlının mevcut elemanları yüksek değerli olduğu için sadece küçük güçlü uygulamalarda kullanışlı olabilmektedir. Yüksek güçlü uygulamalarda ise iki katlı güç faktörü düzeltme devreleri daha uygundur.



4. ÜÇ FAZLI GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME DEVRELERİ

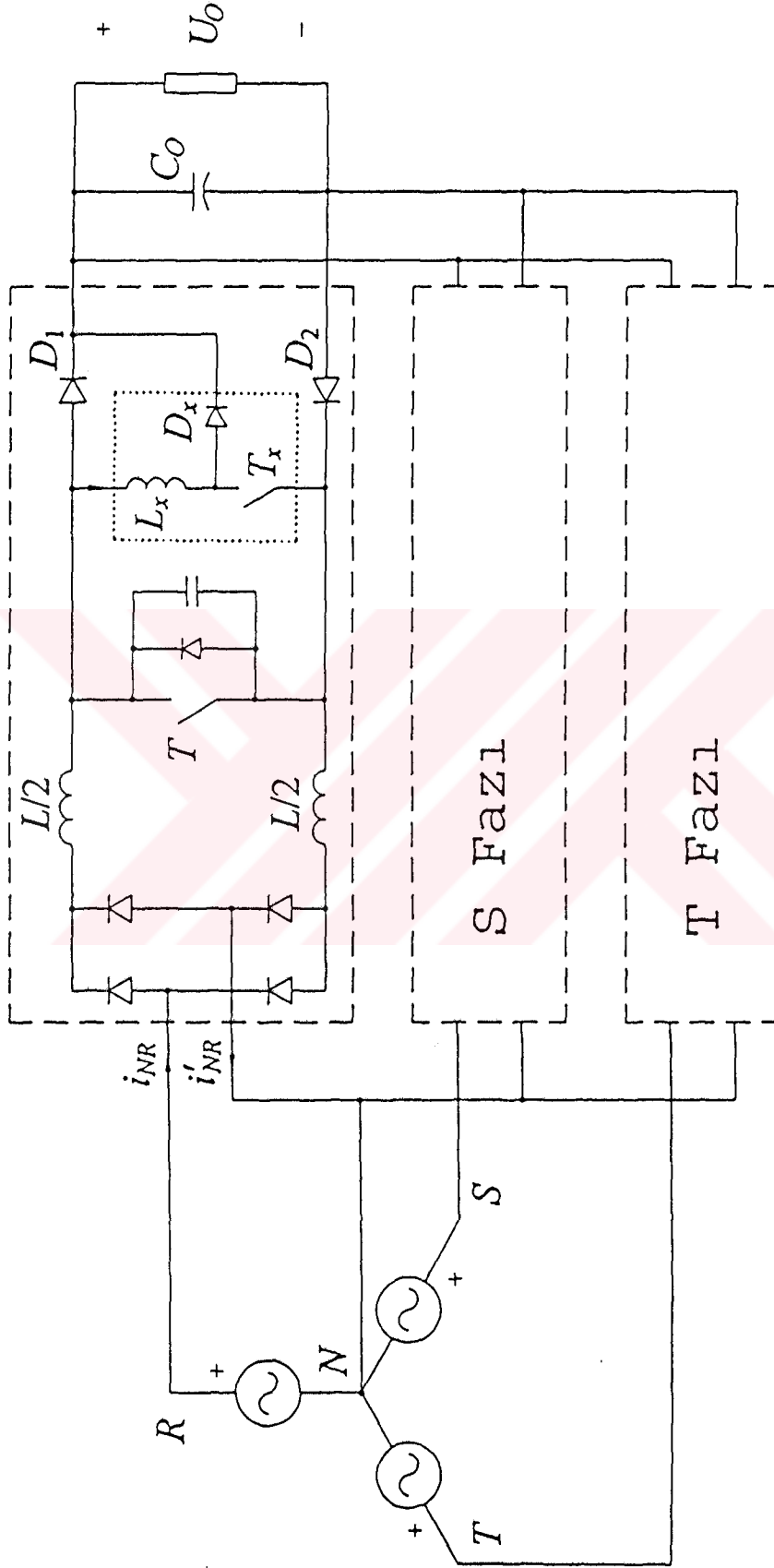
Bir fazlı güç faktörü düzeltme devreleri yaygın bir şekilde kullanılmakla birlikte, endüstride üç fazlı güç faktörü düzeltme teknikleri kullanılmaktadır. Dönüştürücü maliyetini düşürmek ve tam köprü üç fazlı dönüştürücünün kompleksliğinden kurtulmak için basit topolojiler üç fazlı güç faktörü düzeltme uygulamalarında kullanılmaktadır (Lee vd.,1999).

4.1 Üç Adet Tek Fazlı Güç Faktörü Düzeltme Devresinden Oluşan Üç Fazlı Doğrultucu

Üç fazlı bir uygulamada güç faktörü düzeltilmesinin basit bir yolu, herbiri bir dc-dc dönüştürücü tarafından izlenen ve her faz için bir tane olmak üzere giriş tarafında üç tek fazlı yükseltici doğrultucuyu birleştirmektir. Bu konfigürasyon, Şekil 4.1' de görüldüğü gibi üç tek fazlı güç faktörü düzeltme dönüştürücüsünün çıkışları doğrudan birleştirilerek basitleştirilmiştir. Sadece bir dc-dc dönüştürücü gerektiği için, bu basitleştirme maliyette önemli azalmaya neden olur.

C_0 çıkış kondansatörü, üç dönüştürücü tarafından paylaşılır ve üzerindeki gerilim dengeli şartlarda düşük frekanslı dalgalanma içermez. Bu nedenle, giriş akımı referanslarını bozmadan hızlı gerilim kontrolü kullanılabilir. Bu konfigürasyonun temel problemi, bir faz modülüne giren akım ile dönüş akımının aynı olmamasıdır. Böylece üç faz arasında kontrol karmaşıklığına neden olur. Örneğin şekil 4.1'de i_{NR} , genellikle i'_{NR} ile eşit değildir. Akım kalitesi, tek fazlı uygulamalarınkine nazaran ciddi şekilde bozulmaktadır. Üç faz arasındaki girişi azaltmak için her tek fazlı doğrultucudaki yükseltici dönüştürücü endüktansı ve serbest geçiş diyodu, Şekil 4.1'de gösterildiği gibi ikiye ayrılır. Yine de bu önlemlerle bile, giriş akımının toplam harmonik distorsiyonu hala % 10 civarındadır.

Bu konfigürasyonun temel avantajı, iyi bilinen tek fazlı güç faktörü düzeltme tekniklerinin kolaylıkla kullanılabilmesidir. Örneğin Şekil 4.1'de noktalı çerçeve içinde gösterilen sıfır gerilim geçişli (ZVT) devresi ile belirtildiği gibi, tek fazlı güç faktörü düzeltme devreleri için uygulanan yumuşak anahtarlama teknikleri doğrudan kullanılabilir. R fazı için T_x , L_x ve D_x 'den oluşan yardımcı ZVT devresi, diyot ters algılama kaybı ve anahtar kapama kaybını yok etmek için kullanılır. T_x yardımcı anahtarı daima T anahtarından önce kapatılır, böylece L_x 'in akım giriş endüktans akımları ile yüklenecektir ve D_1 ile D_2 ana diyotları sıfır akımla kesimdedir. L_x ve T'nin paralel kondansatörü arasındaki rezonans, anahtar gerilimini sıfıra çeker ve sıfır gerilimli kapama şartı yaratır. Azalan anahtarlama kaybından dolayı, dönüştürücü verimi sıfır gerilim geçişinin uygulanması ile artar.



Şekil 4.1 Tek fazlı dönüştürücülerden oluşan üç fazlı doğrultucu.

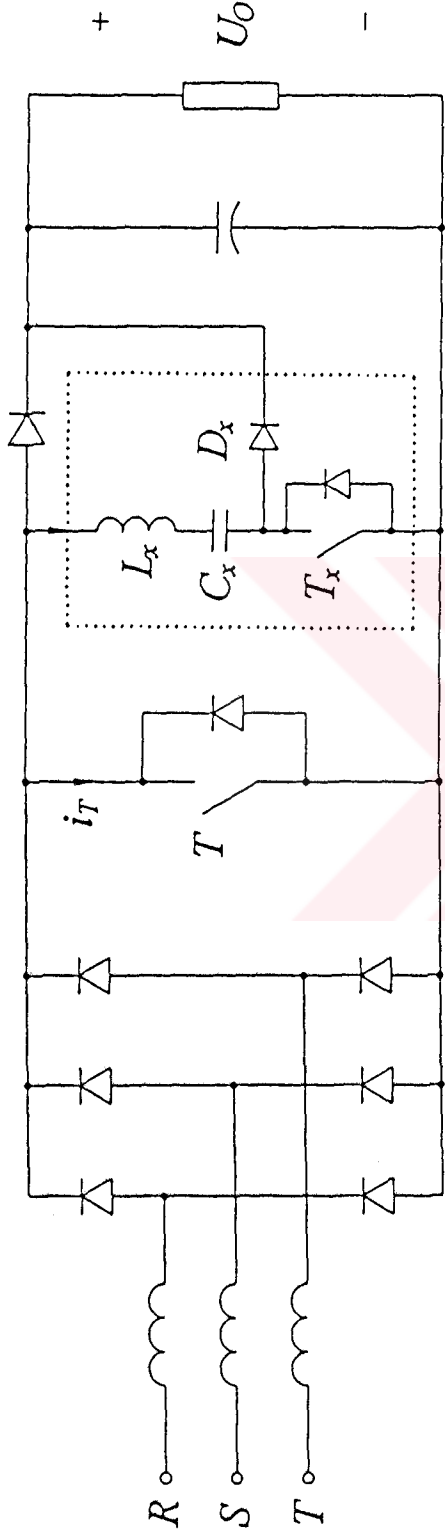
Üç fazın dönüştürücüleri bağımsız olarak çalıştırılabildiğinden, bu düzenek doğal olarak bazı üstünlüklere sahiptir. Bununla birlikte, ana akım yolu üzerinde, gerçek bir güç faktörü düzeltme dönüştürücüsünden çok daha fazla yarıiletken eleman ve dolayısıyla da daha fazla güç kaybı vardır. Sonuç olarak verim, diğer birçok konfigürasyondan daha düşüktür. 1.7 kW çıkış gücü, 90 V efektif giriş ve 380 V çıkış gerilimlerine sahip 100 kHz'lik bir prototip üzerinde ölçülmüş verim % 90'dır. Oldukça düşük verimi ve yüksek giriş akımı bozulmasından dolayı, bu konfigürasyon yüksek güçlü yüksek performanslı uygulamalar için uygun değildir (Mao vd.,1997).

4.2 Üç Fazlı Tek Anahtarlı Kesintili Akım Modlu Doğrultucu

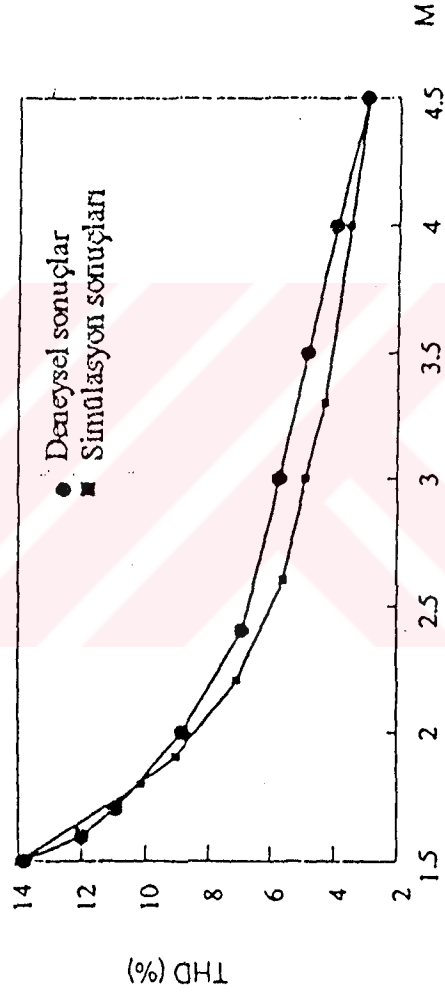
Yükseltici, yükseltici-düşürücü ve geri dönüşlü dönüştürücüler sabit iletim süreli veya sabit bağıl iletim süreli kesintili akım modunda (DCM) çalıştırılırlarsa, yüksek güç faktörü kolaylıkla elde edilebilir. Sadece bir aktif anahtar gerektiren böyle birçok üç fazlı güç faktörü düzeltme konfigürasyonları geliştirilmiştir. Şekil 4.2(a)'da gösterilen tek anahtarlı yükseltici doğrultucu, basitliği ve oldukça iyi performansından dolayı bu kategorideki en popüler konfigürasyondur.

Genellikle dönüştürücü, anahtarın bağıl iletim süresini pratik olarak bir şebeke periyodu boyunca sabit tutan bir gerilim çevrimi tarafından kontrol edilir. Böylece her giriş akımı ile ilgili faz gerilimi arasında bir oran vardır. Çıkış gerilimini ayarlamak için bir imkan sağlayan bağıl iletim süresi, giriş akımının genliğini ve dolayısıyla giriş gücünü belirler. Giriş akımının tepe değeri, her anahtarlama periyodunda sinüzoidal giriş gerilimi ile orantılı olmasına rağmen ortalama giriş akımı, süresi, çıkış ve giriş gerilimleri arasındaki fark tarafından belirlenen deşarj safhası sırasında endüktans akımı tarafından bozulur. Bozulmayı azaltmak ve deşarj safhasının süresini sınırlamak için çıkış gerilimi, giriş geriliminin tepe değerinden yeterince yüksek olmalıdır.

Şekil 4.2(b), giriş akımı toplam harmonik distorsiyonunun(THD), gerilim kazancına (M) bağlı değişimi gösterilmektedir. Giriş akımı toplam harmonik distorsiyonu, değişken bağıl iletim süresi, değişken anahtarlama frekansı veya harmonik enjeksiyonu gibi değiştirilmiş kontroller ile belli bir dereceye düşürülebilir. Ancak yine de, arttırılmış bu kontrol teknikleri ile giriş akımlarının THD'si M'nin büyük değerleri için hala yüksektir.



(a)



(b)

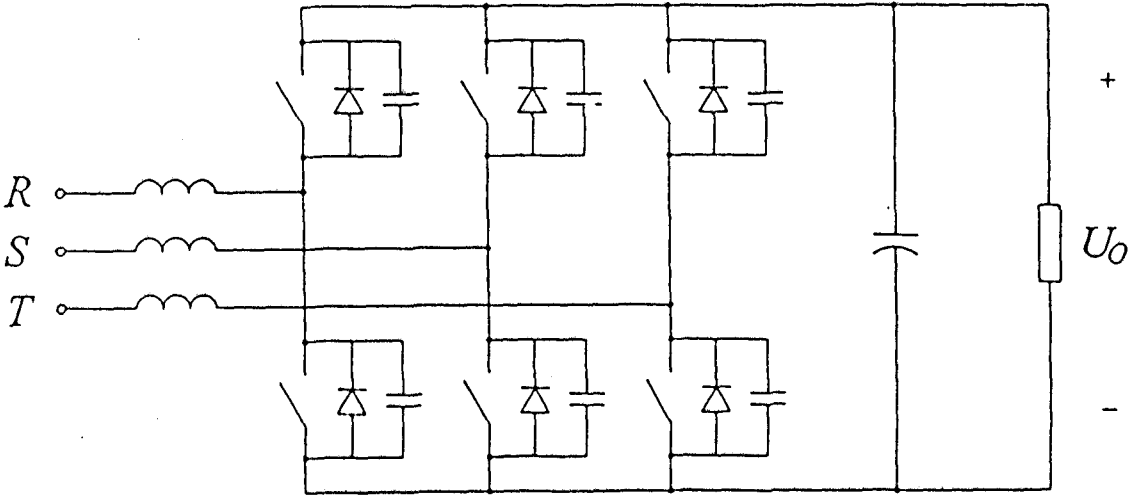
Şekil 4.2 Tek anahtarlı kesintili iletim modlu yükseltici doğrultucu için, (a) topoloji(ZCT devresi içerisinde gösterilmiştir) ve (b) gerilim kazancına göre akım kalitesi.

Daha yüksek çıkış gerilimi, daha yüksek iletim kayıpları ile anahtar baskısına neden olduğundan ve yüksek değerli bir yükseltici dönüştürücüsü endüktansı gerektirdiğinden, maksimum uygulanabilir güç, pratik olarak çıkış gerilimi ve giriş akımı kalitesi arasındaki ilişki tarafından sınırlanır. Maksimum uygulanabilir güç 10 kW'ın altındadır.

Kesintili iletimli çalışmadan dolayı, üç fazlı tek anahtarlı ana anahtar daima sıfır akımla kapatılır. Bu nedenle çok düşük kapama kayıplarına sahiptir. Bununla birlikte, yüksek akım altında açılır ve bu nedenle yüksek açma kayıplarına sahiptir. Açma kayıplarını düşürmek için, Şekil 4.2(a)'da gösterilen basit bir sıfır akım geçişli (ZCT) konfigürasyonu geliştirilmiştir. T_x daima T 'den önce kapatılır. Böylece yardımcı devredeki rezonans akımı ana anahtarın akımını sıfır yapmaya zorlayarak sıfır akımlı açma şartı yaratır. 4 kW çıkış gücü, 120 V efektif giriş gerilimi ve 600 V çıkış gerilimi olan 50 kHz'lik bir prototip üzerinde ölçülmüş verim % 95,2'dir (Mao vd.,1997).

Yükseltici dönüştürücülü güç faktörü düzeltme sistemlerinde, çıkış katı değiştirilerek, farklı çözümler üretilebilir. Çıkış endüktansı bir transformatörle ve giriş-çıkış izolasyonu ile değiştirilerek tek katlı güç faktörü düzeltme devresi yapılabilir. Bununla birlikte, anahtar ve kondansatör, yüksek gerilim baskısına maruz kalır ve artan sirkülasyon akımından dolayı iletim kayıpları artar.

4.3 Kesintisiz İletim Modlu Yükseltici Doğrultucu

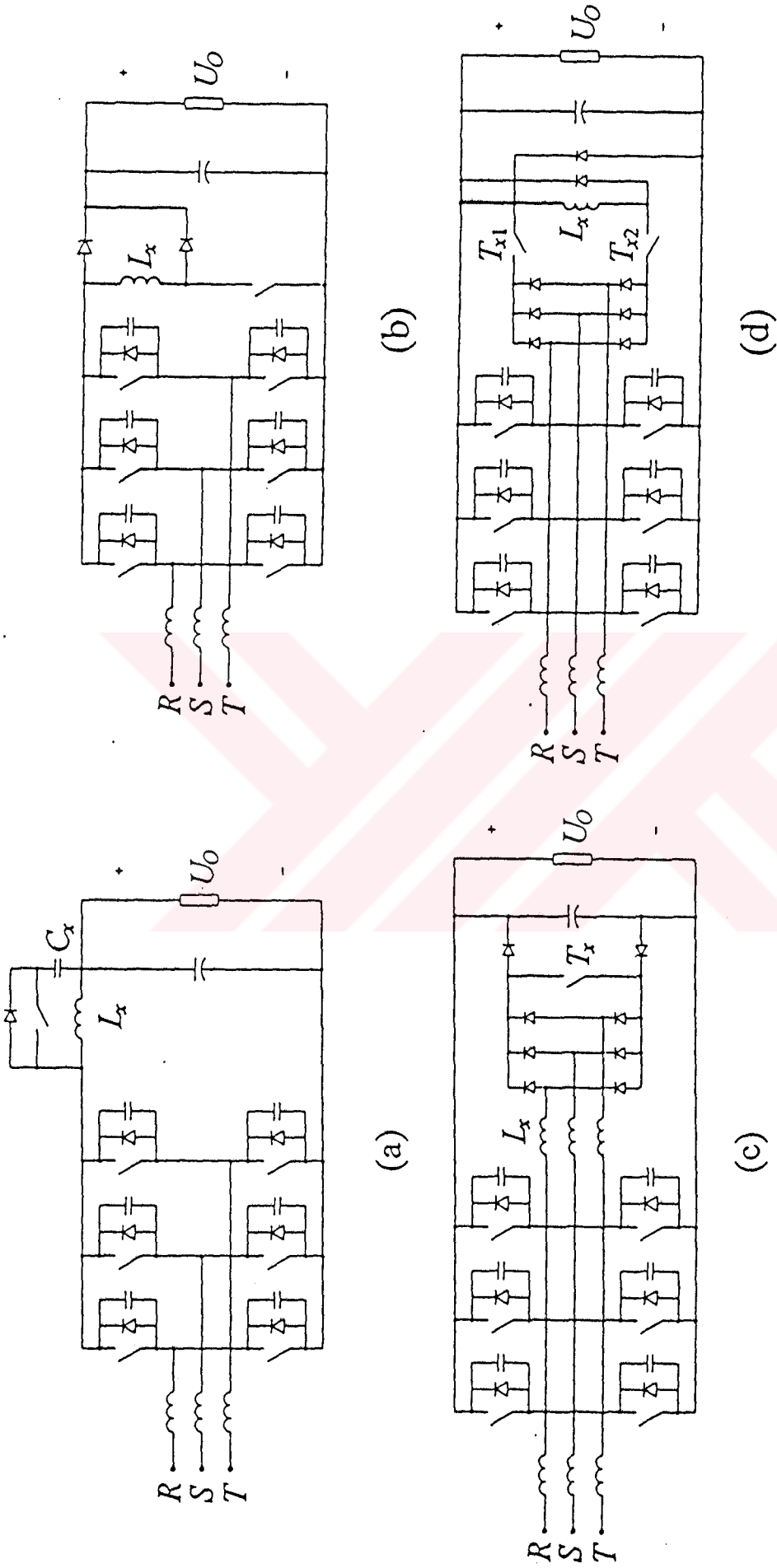


Şekil 4.3 Üç fazlı yükseltici köprü doğrultucu.

Yüksek güçlü uygulamalar için, özellikle yüksek performans gerektiği zaman yüksek verimi, yüksek akım kalitesi ve düşük değerli elektromanyetik girişimden (EMI) dolayı genellikle kesintisiz iletim çalışmalı (CCM) yükseltici doğrultucusu kullanılır. Üç fazlı CCM yükseltici doğrultucuların gerilim kaynaklı bir invertere benzeyen temel devre şeması Şekil 4.3'de gösterilmektedir. Çıkış regülasyonu için, bir çıkış gerilimi çevrimi ve giriş akımlarını kendi sinüzoidal referanslarına göre şekillendiren dahili akım çevrimleri tarafından, dönüştürücü kontrol edilir. Çok çevrimli kontrolün mevcudiyetinden dolayı çıkış gerilimi, giriş geriliminin genliğinden daha büyük olursa mükemmel kontrol karakteristikleri sağlanabilir. Kesintisiz giriş akımlarından dolayı, elektromanyetik girişim ile endüktansın akım değeri ve anahtarın akım değeri de düşük tutulur.

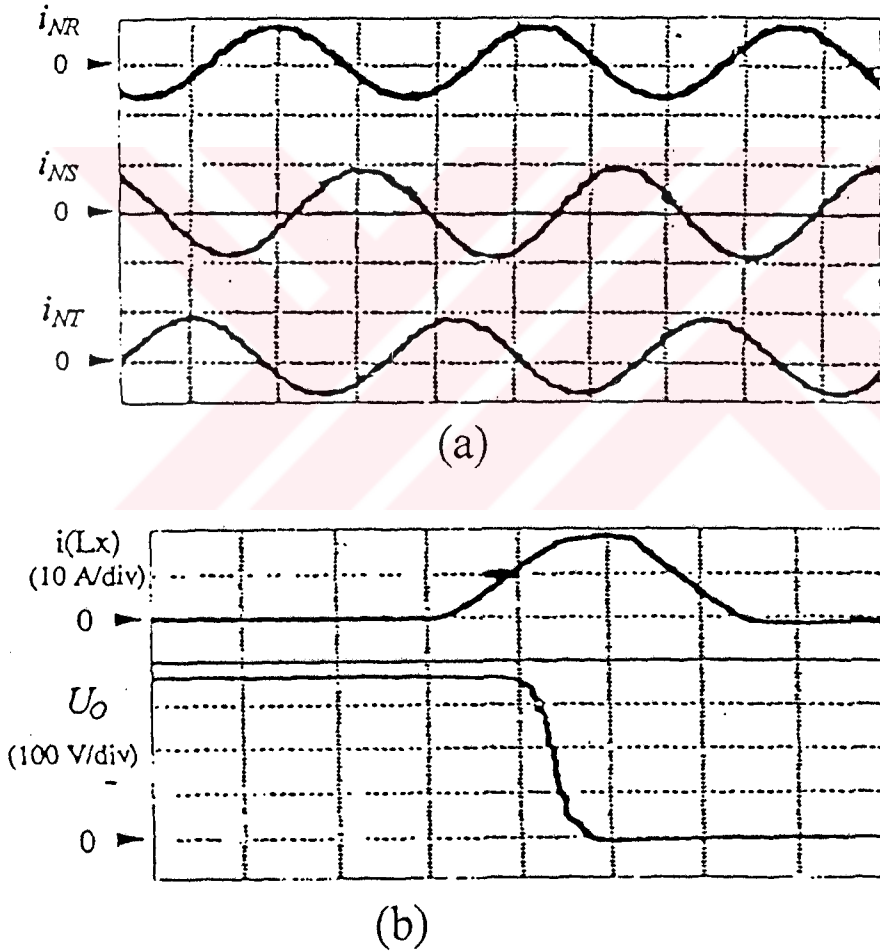
Diyodun ters algılama probleminden dolayı, kesintisiz iletimli bir yükseltici dönüştürücünün anahtarlama kaybının büyük kısmı genellikle kapama kaybıdır. Bastırma kondansatörlerinin kullanımı ile dolaylı olarak açma kaybı hafifletilirken, anahtarın kapama kaybını düşürmek veya gidermek için birkaç sıfır gerilimli anahtarlama tekniği geliştirilmiştir. Yumuşak anahtarlama tekniği, AC taraf yerine DC bağlantıya uygulanırsa büyük kolaylık sağlanabilir. Şekil 4.4(a)'da gösterilen aktif olarak bastırılan rezonanslı DC bağlantı (RDCL) devresinde, DC bağlantı sürekli olarak yüksek bir frekansta rezonansa girer, böylece köprü doğrultucudaki anahtarların sıfır gerilimli şartlarda açılmasını/kapatılmasını mümkün kılar. Elemanların anahtarlama kayıpları önemli derecede azaltılmış olmasına rağmen, yardımcı devredeki iletim kaybı çok yüksektir. RDCL dönüştürücülerde anahtarlar ayrıca yüksek gerilim baskılarına (genellikle çıkış geriliminin yaklaşık 1.5 katı) ve yüksek sirkülasyon enerjisine maruz kalırlar.

Ayrık darbe modülasyonu (DPM), faz gerilimlerinin sentezi için RDCL dönüştürücülerde genellikle kullanılır. DPM, benzer akım performansı için dc bağlantı devresinin rezonans frekansının, bir darbe genişlik modülasyonlu (PWM) dönüştürücünün anahtarlama frekansından 8-10 kat daha büyük olmasını gerektirir ve dönüştürücünün performansını sınırlar. Geniş ölçüde kullanılan PWM kontrolünün yumuşak anahtarlama dönüştürücülerde de kullanılabilmesi istenir. Ana köprü ile dc bağlantı gerilimini birbirinden ayıran dc-bara anahtarının kullanımından, bir yumuşak anahtarlama komütasyonu gerektiğinde köprü gerilimini rezonansla sıfır yapan paralel rezonans koluna kadar yumuşak anahtarlama PWM dönüştürücüler ile birleştiren birçok topoloji geliştirilmiştir. Bununla birlikte, aktif dc-bara anahtarı olarak bir diyot kullanılabilir.



Şekil 4.4 Üç fazlı yükseltici köprü doğrultucularda yumuşak anahtarlama teknikleri. (a) Aktif bastırılmalı rezonanslı dc hatlı (RDCL) dönüştürücüsü, (b) DC bara anahtarlı sıfır gerilim geçişli (ZVT) yükseltici doğrultucu, (c),(d) Gelişmiş sıfır gerilim geçişli (ZVT) yükseltici doğrultucuları.

Sonuç olarak ortaya çıkan daha basit ve daha verimli sıfır gerilim geçişli (ZVT) konfigürasyonu Şekil 4.4(b)'de gösterilmektedir. Ayrıca dc-bara diyodu köprü anahtarlarının kısa devre olma problemini de hafifletir ve böylece doğrultucunun çalışma güvenilirliğini artırır. Şekil 4.5, 10 kW ve 50 kHz'lik bir prototipin deneysel dalga şekillerini gösterir. Sıfır dc bağlantı gerilimi ana anahtarların sıfır gerilimle kapatıldıklarını gösterir. Tüm ZVT'li yumuşak anahtarlamanın ortak bir özelliği olan anahtarlama hareketi sırasında düşük du/dt , anahtarlama gürültülerini de azaltır. Elektromanyetik girişimi değeri, yavaş gerilim değişim hızından dolayı azaltılabilir. Yardımcı anahtarın düşük bağlı iletim süresinden dolayı güç değeri ana anahtarlarinkinden çok daha düşüktür. 180 V efektif giriş ve 350 V'luk çıkış gerilimleri, 5 kW'lık çıkış gücünde, % 97'nin üstünde verim ölçülmüştür. Bu konfigürasyon, güç kaynakları gibi tek yönlü güç akışı uygulamaları için oldukça caziptir (Mao vd.,1997).



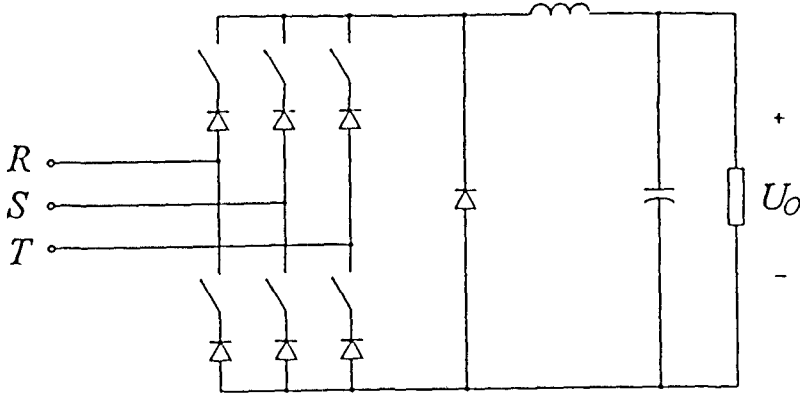
Şekil 4.5 Üç fazlı yükseltici doğrultucunun deneysel dalga şekilleri.

(a) Giriş akımları (5 ms/div, 20 A/div) ve (b) Rezonans dalga şekilleri (0,5 μ s/div)

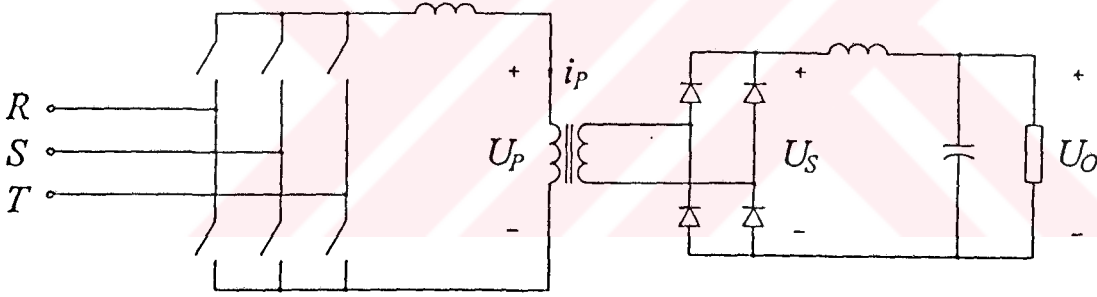
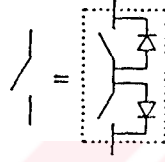
Yardımcı devrenin iletim kayıplarını düşürmek ve çift yönlü güç akışını kolaylaştırmak için yumuşak anahtarlama devresi AC tarafa da yerleştirilebilir. Yardımcı rezonans komütasyonlu (ARCP) dönüştürücü AC taraf yumuşak anahtarlama için bir örnektir ve çok yüksek güçlü uygulamalar için uygundur. Başlıca problemi, altı yardımcı anahtarın karmaşıklığı ve maliyetidir. Şekil 4.4(c)'de gösterilen üç fazlı ZVT konfigürasyonu, yumuşak anahtarlama fonksiyonunu tek bir yardımcı anahtarla gerçekleştirerek ARCP topolojisini büyük ölçüde basitleştirir. Değişik bir uzay-vektör modülasyonu (SVM), üç fazın anahtarlarının senkronizasyonu için ve rezonans endüktanslarına deşarj gerilimi sağlamak için kullanılır. ARCP ve ZVT topolojilerinde, ana anahtarların yumuşak anahtarlama, rezonans endüktanslarını yeterli enerji ile aşırı şarj ederek sağlanır, böylece her fazın kapasitesi tam olarak deşarj edilebilir ve tüm ana anahtarlar sıfır gerilim altında kapatılır. Bununla birlikte, bu aşırı şarj olayı ana anahtarlarda, standart uzay vektör modülasyonundan daha çok açma olayları ile yardımcı anahtarlarda yüksek akım darbelerine neden olur. Yumuşak anahtarlama doğrultucuların yüksek frekanslı çalışmaları ile fazla kontrol karmaşıklığından kaçınmak için yumuşak anahtarlama komütasyonda kontrol zamanlaması, pratikte genellikle maksimum giriş akımlarına göre tespit edilir. Ayrıca, rezonans endüktansının aşırı şarjından dolayı ana anahtarın açma akımı, maksimum giriş akımı ile mukayese edilebilir düzeydedir ve önemli açma kayıplarına neden olur. Bu problem, özellikle Şekil 4.4(c)'deki ZVT topolojisinde kötüdür, çünkü bir rezonans endüktansının, giriş akımının tepe değerinin yaklaşık iki katına şarj edilmesini ve her faz akımının, her anahtarlama periyodunda anahtarlama gerektirir. Şekil 4.4(d)'de gösterilen değiştirilmiş bir ZVT topolojisi, rezonans endüktansının aşırı şarj edilme gereksinimini yok eder. Sonuç olarak, tüm ana anahtarlar sıfır gerilim altında kapatılırken, ana anahtar açma kaybı ve yardımcı anahtar akımının tepe değeri önemli derecede azalır. Doğrultma işlemi, ana anahtar açma olayları, sadece daha küçük iki faz akımının her anahtarlama periyodunda anahtarlama olduğu bir optimum SVM'deki gibidir. Bu prototip konverterde, her iki doğrultucu ve inverter modu için, 500 W çıkış gücü, 120 V DC ve 100 V AC tepe gerilimi ve 100 kHz anahtarlama frekansında deneysel verim % 97'nin üzerindedir.

4.4 Üç Fazlı Düşürücü Doğrultucu

Bir düşürücü doğrultucu, kısa devre koruması, devreye dışarıdan gelebilecek istenmeyen akımların kontrolü ve düşük çıkış gerilimi açısından, bir yükseltici doğrultucuyla karşılaştırıldığında bazı çekici özelliklere sahiptir. Ayrıca, giriş akımları açık çevrim içinde kontrol edilebilir ve daha geniş gerilim çevrimi bant genişliği sağlanabilir.



(a)



(b)

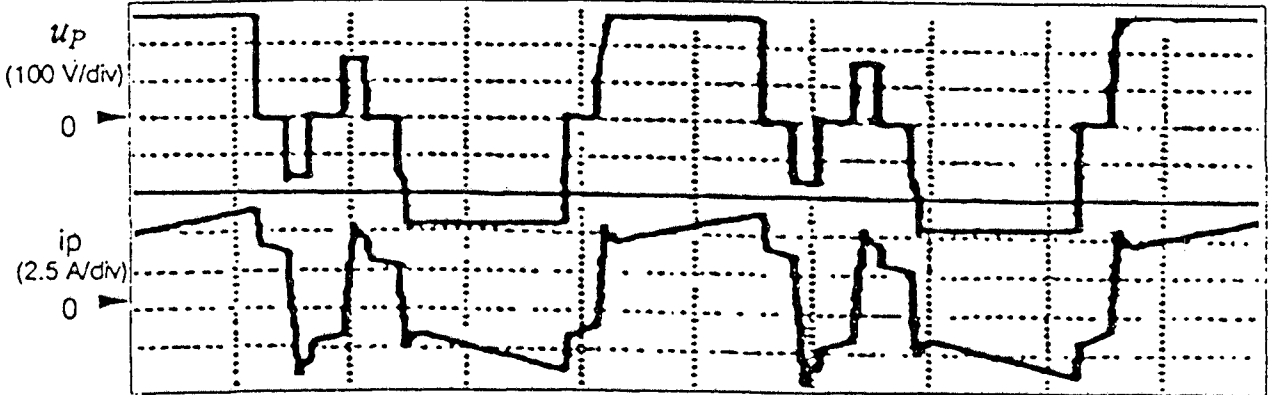
Şekil 4.6 Üç fazlı düşürücü doğrultucu örnekleri.

(a) Yalıtımsız üç fazlı düşürücü doğrultucu, ve (b) Yalıtımlı tek katlı sıfır gerilim anahtarlama (ZVS) düşürücü doğrultucu.

Serbest geçiş diyotlu bir düşürücü doğrultucu Şekil 4.6(a)'da gösterilmektedir. Genellikle bir düşürücü, yükseltici doğrultucudan daha yüksek iletim kayıplarına sahiptir çünkü daha çok yarı iletken eleman seri bağlıdır ve giriş akımları kesintilidir. Bununla birlikte, özellikle yükseltici doğrultucunun anahtarlama kaybının (ve de iletim kaybının) maksimum olduğu alçak gerilim şartlarında bir düşürücü doğrultucu genellikle daha düşük anahtarlama kayıplarına sahiptir. Bir üç fazlı düşürücü doğrultucunun en kötü şarttaki güç kaybı yine de

bir üç fazlı yükseltici doğrultucudan daha yüksek değildir. Şu anda üç fazlı düşürücü doğrultucular, üç fazlı yükseltici doğrultucular kadar yaygın olarak kullanılmamaktadır. Çünkü bir tek fazlı düşürücü doğrultucu, uygulanabilen bir teknik değildir. Örneğin düşürücü doğrultucularına benzer topoloji kullanan serbest geçiş diyotsuz, üç fazlı akım beslemeli inverterler de çok yüksek güçlü SCR uygulamaları dışında yaygın olarak kullanılmamaktadır. Yine de, özellikle eğer iki yönlü gerilim elemanlarının(örneğin simetrik IGBT'ler) performansı, gelecekte yarıiletken tekniklerinin gelişimi ile önemli derecede artırılabilirse, üç fazlı düşürücü doğrultucuların bazı uygulamalar için yükseltici doğrultucuların üzerinde bazı performans/maliyet avantajları sağlayabilmeleri mümkündür.

Düşürücü dönüştürücü topolojileri ile tek katlı enerji dönüşümü, DC bağlantı endüktansının bir transformatör ile değiştirilmesi ile sağlanabilir. Transformatörü resetlemek için DC bağlantı gerilimi iki yönlü olmalıdır ve köprü diyotun her kolu, iki arka arkaya bağlı anahtar/diyot çiftleri ile gerçekleştirilebilen bir dört bölgeli anahtar olmalıdır. Şekil 4.6(b)'de gösterilen izolasyonlu bir düşürücü doğrultucunun yumuşak anahtarlama versiyonu, sıfır gerilim anahtarlama (ZVS) faz kaydırmalı tam köprü dc-dc konverterlerdeki teknolojinin aynısını kullanarak, hiçbir ek eleman olmadan tüm anahtarlar için sıfır gerilimli kapama sağlar. Dönüştürücünün verimi ve maliyeti, yaklaşık olarak bir kesintili iletimli yükseltici doğrultucu ve bir dc-dc konverter içeren bir iki katlı konfigürasyondaki gibidir. Şekil 4.7, 91 kHz'lik bir prototipte, transformatörün deneysel primer gerilim ve akım dalga şekillerini göstermektedir. 2 kW çıkış gücü, 208 V giriş efektif ve 50 V çıkış gerilimlerinde ölçülmüş dönüştürücü verimi % 92,2'dir.



Şekil 4.7 Sıfır gerilim anahtarlama (ZVS) düşürücü doğrultucunun primer gerilim ve akımı.

4.5 Gelişmiş Üç Fazlı Güç Faktörü Düzeltme Devresi Örneği

Çoğu güç elektroniği uygulamalarında diyotlu doğrultucular kullanılmakta ve bunlar lineer olmadığı için de yüksek oranda giriş akımı bozulmalarına sebebiyet vermektedir. Giriş akımının bu sinüzoidal olmayan şekli hassas elektronik aletlerde ve dağıtım hatlarında problemlere neden olmaktadır. Harmonik akımlarındaki bu artış, şebekede bulunan jeneratör, iletim hatları ve transformatörler gibi çeşitli ekipmanlarda voltamper seviyesinde artışlara neden olmaktadır. IEC 1000-3-2 standartları, güç kalitesini belli seviyelerde sağlamak için öne sürülmüştür.

Bu standartları yakalamak için bir yaklaşım, üç fazlı sistemler için üç tane tek fazlı güç faktörü düzeltilmiş doğrultucular kullanılmasıdır. Bilinen tek fazlı teknikler burada üç fazlı olarak uygulanmaktadır. Dezavantajları,

1. Artan diyot sayısı,
2. Artan eleman sayısı,
3. Giriş senkronizasyonunun karmaşık bir hal alması,
4. Yükseltici dönüştürücü akımına bağlı olarak yüksek dc hat gerilimi,

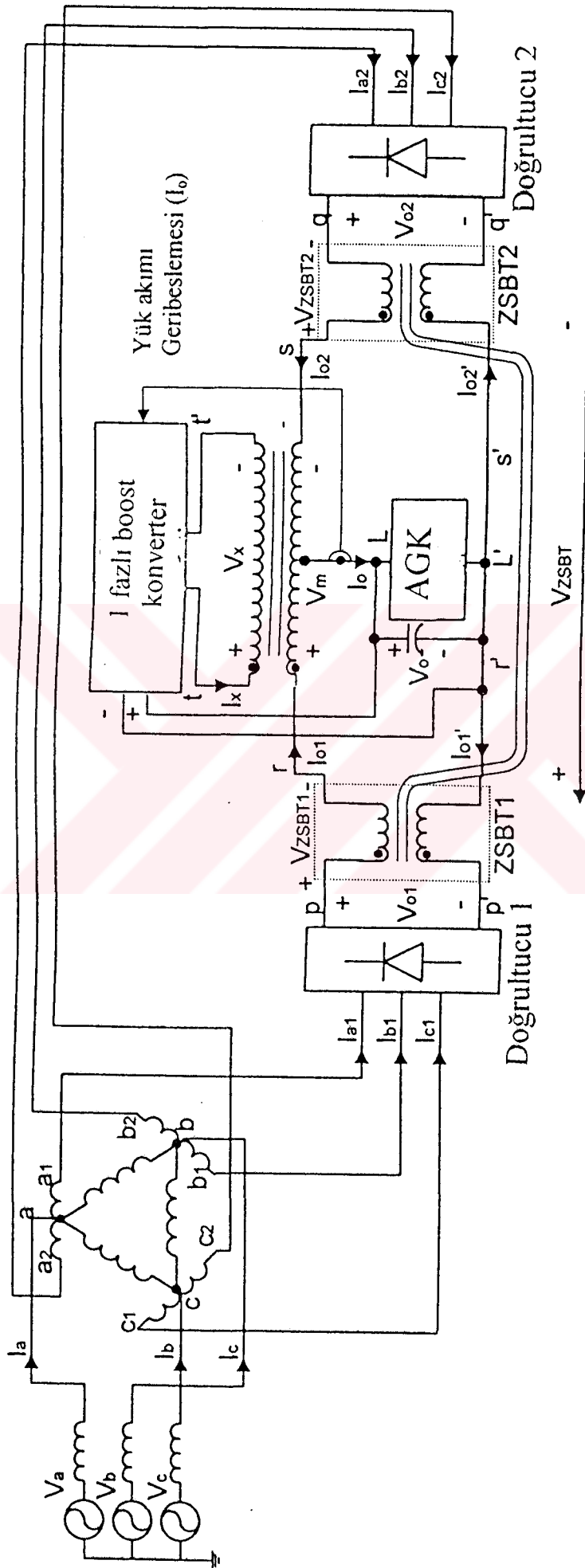
olarak sıralanmaktadır.

En iyi şekilde giriş THD'si % 10 olarak sağlanmaktadır. Üç fazlı sistemler için bir diğer yaklaşım ise, 3 fazlı diyot doğrultucu köprüsüne bir tek yükseltici anahtarın eklenmesi şeklindedir. Bunun dezavantajı kesintili işleminden dolayı daha yüksek DC hat gerilimi ve yüksek elektromanyetik girişim değeridir.

Bahsedilen her iki yaklaşım da çıkış gücü 10 kW'dan daha düşük uygulamalar için uygun olabilmektedir. Daha yüksek güçlerde pratik olmamaktadırlar. (Lee vd.,1999)

Gelişmiş yeni bir üç fazlı güç faktörü düzeltme devresi olarak önerilen sistem, düşük kVA kapasiteli 12 darbeli doğrultucu ile bir fazlı yükseltici dönüştürücülü güç faktörü düzeltme devresinin birleştirilmesinden oluşmaktadır. Giriş akımı, sinüzoidal dalga şekline yakın ve % 1 THD ile sağlanmıştır.

Önerilen sistem 1-500 kW aralığındaki güçler için uygun olarak çalışabilmektedir. Şekil 4.8'de devre gösterilmektedir.



Şekil 4.8 Gelişmiş üç fazlı güç faktörü düzeltme devresi örneği.

Ototransformatör tabanlı 12 darbeli doğrultucu sistemi ile düşük maliyetli bir fazlı yükseltici dönüştürücülü aktif akım şekillendirme devresi sistemde görülmektedir.

Ototransformatör, doğrultucu 1 ve doğrultucu 2 köprülerine 30° faz ayarlı gerilimler üretmek için kullanılmaktadır. “a” noktasına uygulanan V_a hat geriliminden, trafo sargı bağlantılarına göre V_{a1} ve V_{a2} gerilimleri üretilmektedir. Ototrafo izolasyon sağlamadığı için, bu düzenleme düşük kVA’larda gerçekleştirilmektedir.

Doğrultucu 1 ve 2, sıfır geçiş bloklama transformatörleri(ZSBT) aracılığıyla paralel olarak bağlanmıştır ve ayrıca arada bir aktif faz arası transformatörü(AIPT) bulunmaktadır. ZSBT’nin görevi,

- 1.)Doğrultucu 1 ve 2’deki diyotlar arasında yüksek empedansı sağlamak ve böylece iletim yolunu değiştirmek,
- 2.)Düşük empedans sağlamak ve paralel bağlı izolesiz 12 darbeli doğrultucu sistemde 1 ve 2 doğrultucu köprülerinin bağımsız olarak davranmasını kolaylaştırmaktır.

ZSBT’ler simetrik olarak yerleştirilmişlerdir ve böylece doğrultucu 1 ve 2’nin, 2 paralel iletim yolu boyunca aynı yaklaşık empedansa sahip kalmaktadırlar. Güç elektroniği dönüştürücü yükleri, mesela güç kaynakları (dc-dc dönüştürücüler) ve değişken frekanslı dönüştürücüler (dc-ac dönüştürücüler), AIPT’nin merkezinden (-) ucuna bağlanılmaktadır. Tek fazlı yükseltici dönüştürücü, AIPT’nin yardımcı sargısına bağlanılmaktadır. Yükseltici dönüştürücünün çıkışı da DC hat’a geri besleme olarak bağlanmıştır (Lee vd.,1999).

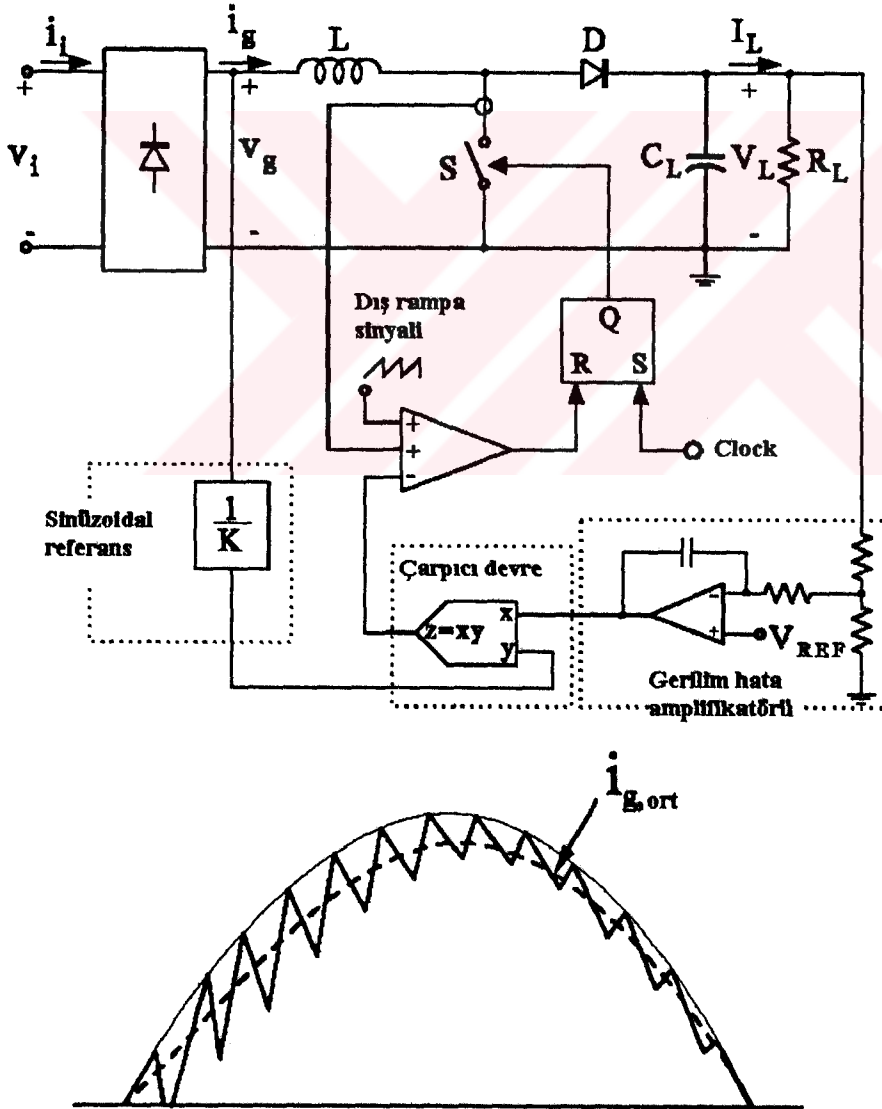
Yükseltici dönüştürücüsü, V_x gerilimiyle aynı fazda bir I_x akımının çekilebilmesi için, Motorola MC 34261 gibi sık kullanılan bir kontrol devresiyle kontrol edilmektedir. Yardımcı sargı akımı I_x (AIPT’de), daha sonra I_a şebeke giriş akımını sinüzoidale yakın bir akım şekline değiştirmek için kullanılır. Yardımcı sargı akımı I_x sıfır olduğunda, şebeke giriş akımı I_a 12 darbe karakteristiklerini göstermektedir. 5.,7. harmonik akımları elimine olmaktadır. yükseltici dönüştürücünün (AIPT boyunca bağlı olan) kVA cinsinden gücü çıkış gücünün 0,05 pu’si kadardır.

Sonuç olarak, düşük bir kVA ($0,05P_0$)’da aktif akım kaynağı I_x , AIPT’ye enjekte edilerek, % 1 toplam harmonik distorsiyonlu sinüzoidale yakın giriş akımı elde edilebilir. Bu sistem yüksek güç AC motor sürücülerinde ve anahtarlama güç kaynaklarında uygun bir şekilde kullanılabilir.

5. GÜÇ FAKTÖRÜNÜ DÜZELTME DEVRELERİNDE KULLANILAN KONTROL TEKNİKLERİ

İdeal bir güç faktörünü 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 dönüştürücüleri esas alınarak anlatılacaktır. Diğer dönüştürücü topolojilerindeki kontrol teknikleri, belirtilen kontrol tekniklerinin çeşitli modifikasyonları ile kolaylıkla gerçekleştirilebilmektedir.

5.1 Pik Akımı Kontrol Tekniği



Şekil 5.1 Pik akımı kontrolü devresi ile giriş akımı dalga şekli.

Şekil 5.1’de pik akımı kontrol devresi temel şeması ile buna ilişkin tipik giriş akımı dalga şekli gösterilmektedir. Görüldüğü üzere, anahtar bir sinyal ile sabit bir frekansta iletim konumuna getirilmektedir. Endüktans akımı (anahtar akımı)’nın pozitif rampasının toplamı ile bir dış rampa (kompanzasyon rampası), sinüzoidal akım referansına ulaştığında anahtar iletimden çıkarılmaktadır. Bu referans, genellikle gerilim hata amplifikatörünün çıkışı ve doğrultucu hat gerilimi v_g ’nin bölünmüş bir kopyasının çarpımı ile elde edilir. Böylece akım referans genliği ayarlanmış olur. Bu yolla, referans sinyali hat gerilimine doğal olarak ve daima bir oran dahilinde senkronizedir. Böylece birim güç faktörü şartı gerçekleştirilmiş olunur (Rossetto vd.,1995).

Şekil 5.1’de gösterildiği gibi, dönüştürücü, kesintisiz akım modunda çalıştırılır. Böylece, elemanların akım stresi, giriş filtre gereksinimleri kadar iyi bir şekilde düşürülmüş olur. Kesintisiz giriş akımıyla, köprü diyotları hat frekansında çalıştıklarından dolayı yavaş kalabilir . Diğer yandan, serbest geçiş diyodunun sert bir şekilde iletimden çıkarılması anahtarlama gürültüsünü ve kayıpları artırır.

Pik akımı kontrolü tekniğinin avantaj ve dezavantajları aşağıda sıralanmaktadır.

Avantajlar

- Sabit anahtarlama frekansı,
- Sadece anahtar akımı takip edilmelidir ve bu bir akım trafosuyla sağlanabilir. Böylece algılama direnci kayıplarından kaçınılmış olunur,
- Akım hata amplifikatörüne ve onun kompanzasyon sistemine ihtiyaç yoktur,
- Doğru bir anahtar akımı sınırlaması imkanı vardır.

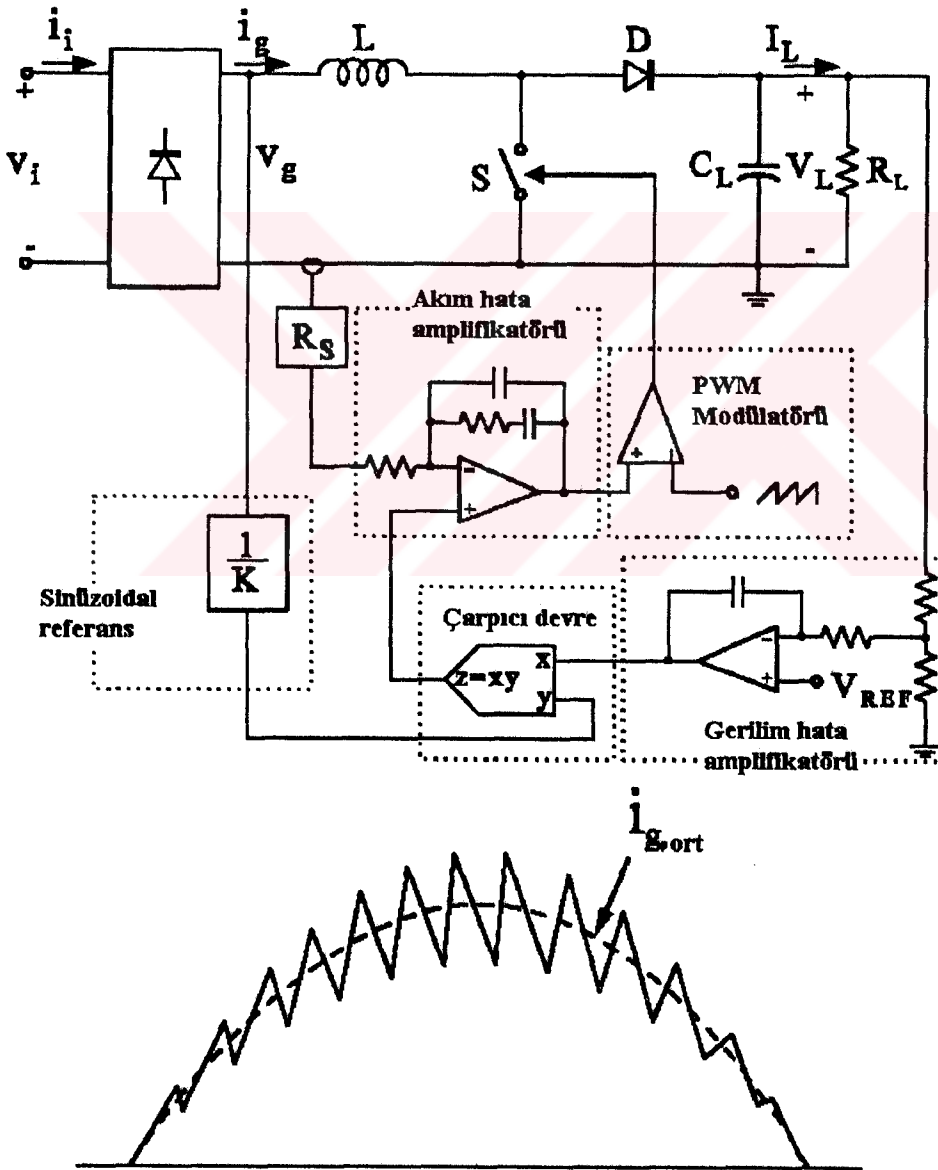
Dezavantajlar

- Bir kompanzasyon rampasına ihtiyaç vardır. Çünkü çalışma süresinde % 50’den fazla harmonik osilasyonları görülmektedir,
- Yüksek hat gerilimlerinde ve düşük yüklerde artan bir giriş akımı bozulması vardır ve bu bir kompanzasyon rampasıyla daha da kötüleşmektedir,
- Komutasyon gürültülerine karşı çok hassastır.

Pik akımı kontrolü için uygun entegre devreler, ML 4812(micro linear) ve TK84812 olarak gösterilebilir.

5.2 Ortalama Akım Kontrolü Tekniği

Pik akımı kontrolüne göre daha iyi bir giriş akımı dalga şekli sağlayan ortalama akım kontrolü tekniği, Şekil 5.2’de gösterilmektedir. Bu kontrolde, endüktans akımı takip edilir ve bir akım hata amplifikatörüyle filtre edilir. Akım hata amplifikatörünün çıkışı da bir PWM modülatörünü sürmektedir. Bu yolla, ortalama giriş akımı i_g ve onun referansı arasındaki hatayı azaltmak için, bir iç akım döngüsü başlamış olmaktadır. Bu kontrolde belirtilen referans, pik akımı kontrolü ile aynı şekilde elde edilir.



Şekil 5.2 Ortalama akım kontrolü devresi ile giriş akım dalga şekli.

Dönüştürücü, kesintisiz endüktans akımı modunda çalıştırılır ve bu sebeple pik akımı kontrolü için yapılan aynı varsayımlar geçerlidir.

Avantajlar

- Sabit bir anahtarlama frekansı,
- Kompanzasyon rampasına ihtiyaç yok,
- Kontrol mekanizması, komütasyon gürültülerine karşı daha az hassas çünkü akım filtrelemesi bulunmaktadır,
- Pik akım kontrol tekniğine göre daha iyi bir giriş akımı dalgaşekli vardır.

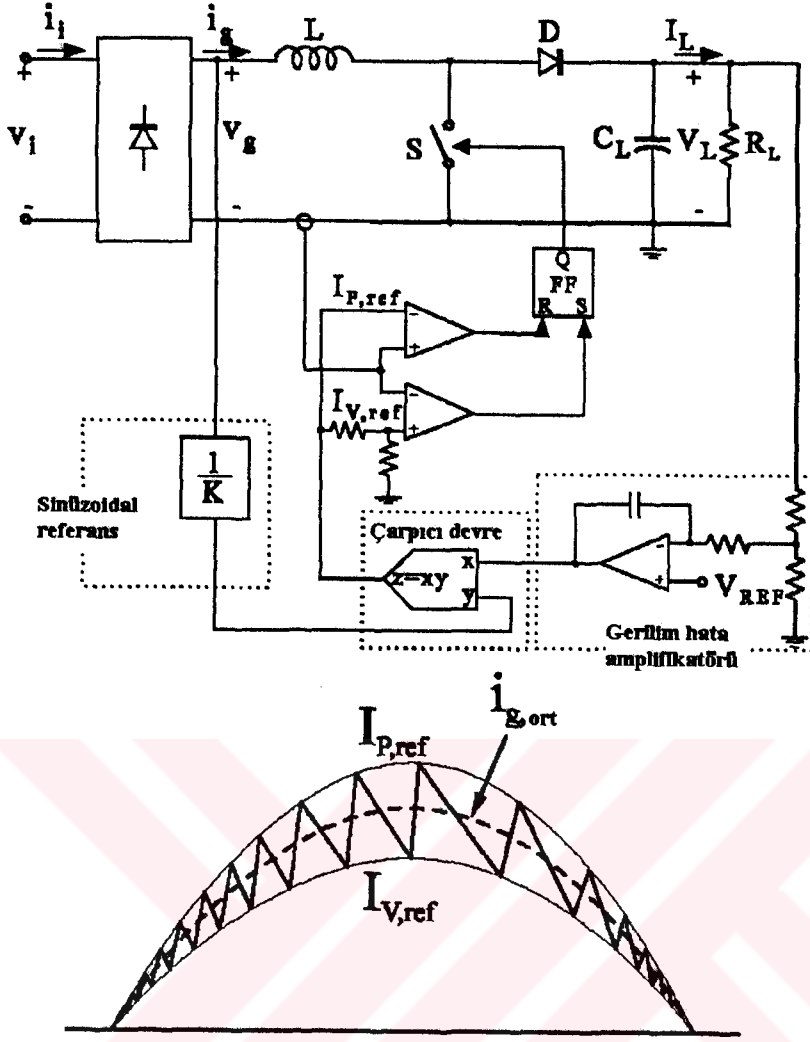
Dezavantajlar

- Endüktans akımı takip edilmeli,
- Bir akım hata amplifikatörü gerekmekte ve onun kompanzasyon sistemi dizaynı da hesaba katılmak zorundadır.

Ortalama akım kontrolü tekniği sıkça uygulamalarda kullanılmaktadır ve birçok kontrol entegre devreleri bulunmaktadır. Örnek olarak gösterilebilecekler; UC 1854/A/B ailesi (unitrode), UC1855 (unitrode), TK3854A (toko), ML4821 (microlinear), TDA 4815, TDA4819 (siemens), TA8310 (toshiba), L4981 A/B (SGS-Thomson), LT1248,LT1249 (linear technology)

5.3 Histerezis Kontrol Tekniği

$I_{p,ref}$, $I_{v,ref}$ sinüzoidal akım referansları üretilerek histerezis kontrol tekniği uygulanmaktadır. $I_{p,ref}$, endüktansın pik akımı, $I_{v,ref}$ ise endüktans akımı için üretilir. Şekil 5.3’de kontrol şekli gösterilmektedir. Bu kontrol tekniğine göre, endüktans akımı, alt referans olan $I_{v,ref}$ ’in altına düşerse anahtar iletim konumuna getirilir ve endüktans akımı, üst referans olan $I_{p,ref}$ ’in üstüne çıkarılırsa iletim konumundan çıkar. Dönüştürücü, kesintisiz akım modunda çalıştırılmaktadır (Rossetto vd.,1995).



Şekil 5.3 Histerezis kontrol devresi ve giriş akımı dalga şekli.

Histerezis kontrolün avantaj ve dezavantajları aşağıda sıralanmaktadır.

Avantajlar

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

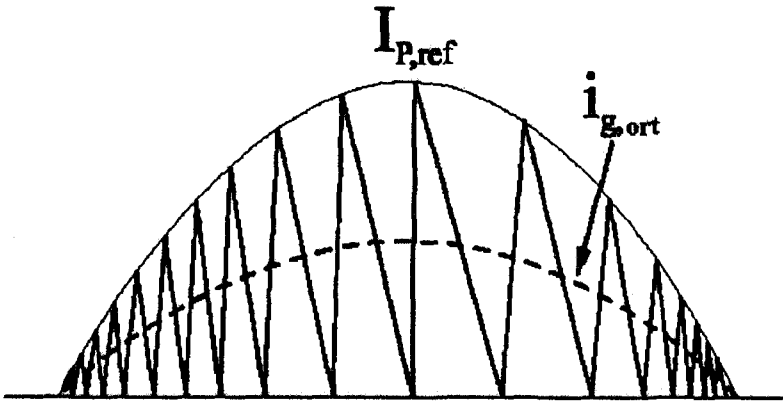
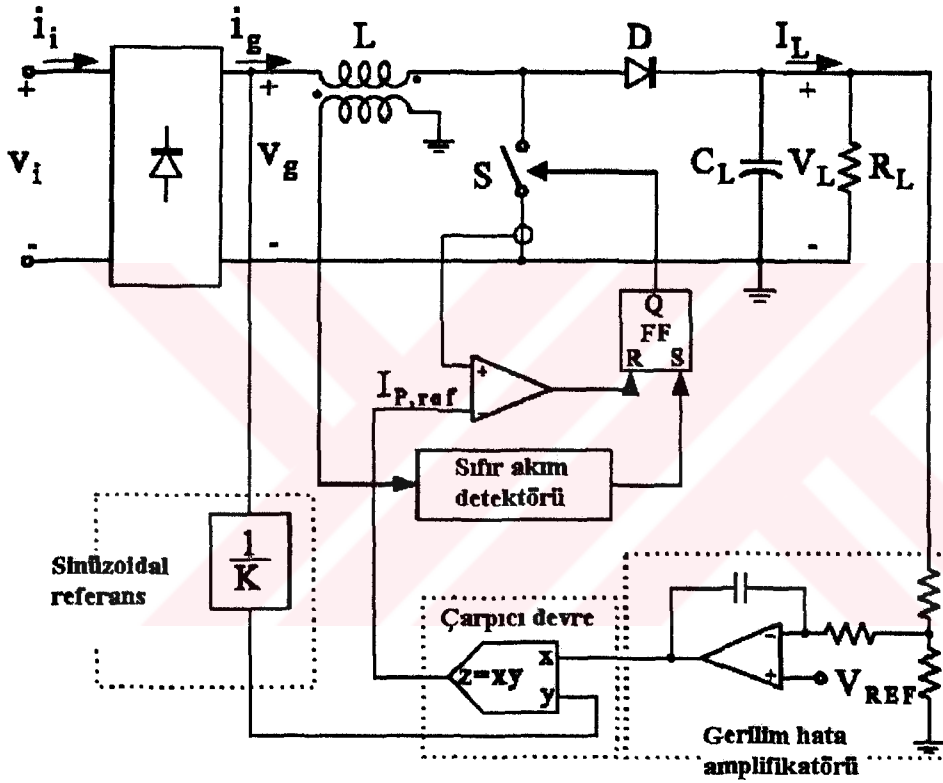
Dezavantajlar

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

Çok yüksek anahtarlama frekansından kaçınmak için, hat geriliminin sıfır geçişi esnasında anahtar açık tutulmalıdır. Böylece hat akımındaki ölü zamanlar belirlenir. Histerezis kontrol tekniği için örnek entegre devresi CS 3810(cherry semiconductor) olarak gösterilebilir.

5.4 Sınır Hat Kontrolü

Bu kontrolde şebeke periyodu boyunca anahtar iletim zamanı sabit tutulur ve endüktans akımı sıfıra düştüğünde anahtar iletimden çıkarılır. Böylece dönüştürücü kesintisiz iletim modu ile kesintili iletim modu arasındaki sınırda çalışır. Bu yolla serbest geçiş diyodu yumuşak bir şekilde iletimden çıkarılır ve anahtar sıfır akımda ilettime sokulur.



Şekil 5.4 Sınır hat kontrolü devresi ve giriş akımı dalga şekli.

Komütasyon kayıpları da böylece azaltılmış olunur. Diğer yandan, daha yüksek akım pikleri, eleman stresi ile iletim kayıplarını artırmakta ve daha büyük giriş filtrelerine gerek olmaktadır.

Bu kontrol tipi, histerezis kontroldeki $I_{v.ref}$ 'in sıfır olması şeklinde gibi görülebilir.

Şekil 5.4'de sınır hat kontrolü devre şekli ile giriş akımı dalga şekli gösterilmektedir. Ani giriş akımı, pikleri hat gerilimiyle orantılı olan bir dizi üçgenlerle oluşturulmuştur. Böylece, ortalama giriş akımı, hat periyodu boyunca hat gerilimine orantılı olmaktadır. Bu da bu kontrolü otomatik bir akım şekillendirici gibi tanımlamamızı sağlamaktadır.

Aynı kontrol stratejisi çarpıcı devresi kullanılmadan da yapılabilir. Bunun yerine gerilim hat amplifikatörünün çıkış sinyaline göre anahtarın iletim süresi modüle edilebilir. Bu durumda, anahtar akımının takibine de gerek kalmamaktadır (Rossetto vd.,1995).

Sınır hat kontrolünün avantaj ve dezavantajları aşağıda sıralanmaktadır.

Avantajlar

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

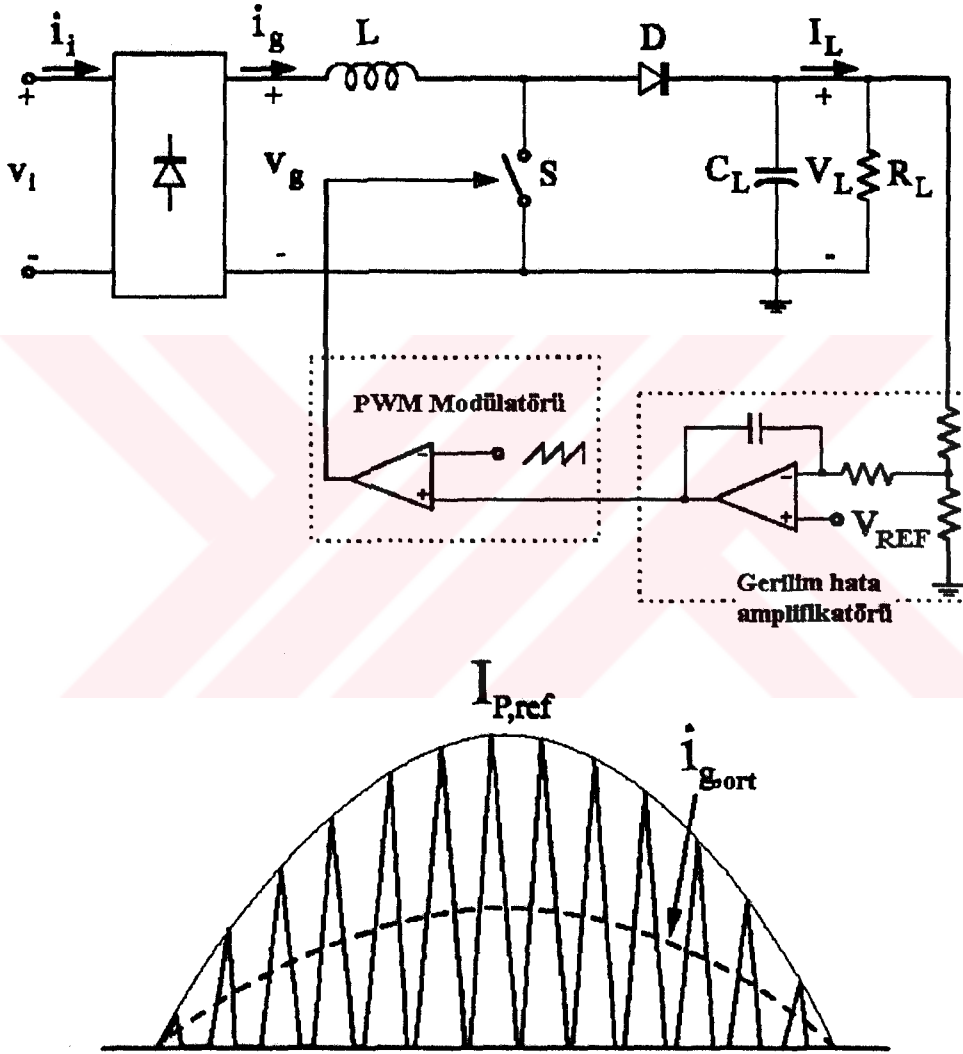
Dezavantajlar

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

Bu kontrol için kullanılan entegreler; TDA4814, TDA4816, TDA4817, TDA4818 (siemens), SG3561 (silicon general), UC18152 (unitrode), MC33261, MC33262 (motorola), L6560 (SGS-thomson)

5.5 Kesintili Akım PWM Kontrolü Tekniği

Kesintili akım PWM kontrolü tekniğiyle, iç akım döngüsü tamamen elimine edilmiştir. Böylece anahtar sabit frekans ile iletim süresince çalıştırılmaktadır. 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.



Şekil 5.5 Kesintili akım PWM kontrolü devresi ve giriş akımı dalga şekli.

Kesintili akım PWM kontrolünün avantaj ve dezavantajları aşağıda sıralanmaktadır.

Avantajlar

- Sabit anahtarlama frekansı,

- Akım takibine gerek yok,
- Basit PWM kontrolü.

Dezavantajlar

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

Kesintili akım PWM kontrolü için ML 4813 (micro linear) entegresi özel olarak geliştirilmiştir. Fakat dc-dc dönüştürücüler için kullanılan her PWM kontrolörü kolaylıkla kullanılabilir.



6. SONUÇLAR

Hızla gelişen teknolojinin, kısa bir sürede insanların yaygın kullanımına sunulduğu günümüzde, güç elektroniği uygulamaları da hızlı bir şekilde yayılmaktadır. Ev aletleri ve kişisel bilgisayarlardan endüstriyel faaliyetlerin en uç noktasına kadar, güç elektroniği uygulamaları yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Bu uygulamaların fonksiyonları çok önemli olmakla birlikte, elektrik şebekesi üzerinde olumsuz etkilerinin olduğu da yadsınamaz bir gerçektir. Bu olumsuzlukları yenebilmek ve elektrik enerjisinin daha verimli kullanılabilmesini sağlayabilmek için son yıllarda güç faktörünün düzeltilmesi konusunda çalışmalar hızla artmıştır.

Bütün bu çalışmalar incelendiğinde, aktif güç faktörü düzeltme yöntemlerinin pasif yöntemlere göre daha yüksek performansa sahip olduğu ve daha ileri çözümler sunduğu saptanmıştır. Aktif yöntemlerde, tek katlı devrelerin düşük güçlü uygulamalarda, iki katlıların ise orta ve yüksek güçlü uygulamalarda ekonomik olduğu görülmektedir. Fakat, aktif yöntemlerin genel olarak bakıldığında elektromanyetik girişim değerinin fazla olması, pasif yönteme göre bir dezavantaj olarak görülebilmektedir. Bu sorunun çözümü, aktif yöntemlere ek bir maliyet getirmektedir.

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

KAYNAKLAR

Lee,B.S., Hahn,J., Enjeti,P.N.,Pitel,I.J., (June 1999), "A Robust Three-Phase Active Power Factor Correction and Harmonic Reduction Scheme for High Power", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.46, No.3.

Lee,K., Choi,H., Cho,B.H., (July 2000), "Power Factor Correction Converter Using Delay Control", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.15, No.4.

Mao,H., Lee,F.C.Y., Boroyevich,D., Hiti,S., (August 1997), "Review of High Performance Three Phase Power Factor Correction Circuits", IEEE Transactions on Industrial Electronics,vol.44.

Nagao,M., (January 2000), "A Novel One-Stage Forward Type Power Factor Correction Circuit", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.15, No.1.

Parto,P., Smedley,K.M., (1998), "Passive PFC for Flyback Converters", University of California,California.

Qian,J., Lee,F.C., (January 2000), "Charge Pump Power Factor Correction Technologies Part 1: Concept and Principle", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.15, No.1.

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

Sharifipour,B., Huang,J.S., Huber,L., Jovanovic,M.M., (1998), "Manufacturing and Cost Analysis of Power Factor Correction Circuits", IEEE Press.

Tacca,H.E., (July 2000), "Power Factor Correction Using Merged Flyback-Forward Converters",IEEE Transactions on Power electronics,vol.15,No.4.

Wuidart,L., (1999), "Understanding Power Factor", ST Microelectronics Application Note, AN523/1093:1-5.

Yeke,E., (2001), PWM Kontrollü Doğrultucular ile Şebeke Akımının Aktif Olarak Şekillendirilmesi, Yüksek Lisans Tezi, YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü.

Zhang,J., Jovanovic,M.M., Lee,F.C., (1999), "Comparison between CCM Single-Stage and Two-Stage Boost PFC Converters", IEEE Press.

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi	22.01.1977	
Doğum yeri	İstanbul	
Lise	1992-1995	Özel Ahmet Şimşek Fen Lisesi
Lisans	1995-1999	Yıldız Teknik Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümü
Yüksek Lisans	1999-2002	Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektrik Mühendisliği Programı
Çalıştığı kurum	2000-Devam ediyor	Aktif Bilg. Sistemleri San.Tic. Ltd. Şti.

