

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME YÖNTEMLERİNİN
İNCELENMESİ ve BİR UYGULAMA DEVRESİNİN
GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

Elektrik Müh. Tuna MERT

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

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı : Prof.Dr. Hacı BODUR

İSTANBUL, 2007

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ	iv
KISALTMA LİSTESİ	v
ŞEKİL LİSTESİ	vi
ÇİZELGE LİSTESİ	viii
ÖNSÖZ	ix
ÖZET	x
ABSTRACT	xi
1. GİRİŞ	1
2. HARMONİKLER VE GÜÇ FAKTÖRÜ	3
2.1 Fourier Analizi	4
2.2 Harmonik Distorsiyon	5
2.3 Güç Faktörü	5
2.4 Toplam Harmonik Distorsiyon İle Güç Faktörü Arasındaki İlişki	6
2.5 Harmonik Üreten Elemanlar	7
2.5.1 Transformatörler	7
2.5.2 Doğrultucular	8
2.5.3 Fotovoltaik Sistemler	9
2.5.4 Bilgisayarlar	9
2.5.5 Aydınlatma Elemanları	10
2.5.6 Diğer Harmonik Kaynakları	10
2.6 Harmoniklerin Etkileri	11
2.6.1 Harmoniklerin Direnç Üzerindeki Etkisi	11
2.6.2 Harmoniklerin Reaktanslar Üzerindeki Etkisi	11
2.6.3 Harmoniklerin Kayıplara Etkisi	11
2.6.4 Harmoniklerin Motorlar Üzerindeki Etkisi	12
2.6.5 Harmoniklerin Koruma Rölelerine Etkisi	12
2.6.6 Harmoniklerin Ölçü Cihazları Üzerindeki Etkisi	12
2.6.7 Harmoniklerin Rezonans Etkisi	12
2.6.7.1 Rezonans Oluşumu	12
2.6.7.2 Seri Rezonans Devresi	12
2.6.7.3 Paralel Rezonans	13
2.6.7.4 Rezonansın Genel Etkileri	14
2.7 Harmonik Standartları	14
3. DÖNÜŞTÜRÜCÜLER	16
3.1 AA-DA Dönüştürücüler	16

3.2	AA-AA Dönüştürücüler	20
3.3	DA-AA Dönüştürücüler	21
3.3.1	Gerilim Kaynaklı İnverter	22
3.3.2	Akım Kaynaklı İnverter	24
3.3.3	Rezonans İnverter	24
3.4	DA-DA Dönüştürücüler	26
3.4.1	Buck Dönüştürücü	26
3.4.2	Boost Dönüştürücü	26
3.4.3	Buck – Boost Dönüştürücü	27
3.4.4	Rezonans Link Da-Da Dönüştürücü	28
4.	GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME YÖNTEMLERİ	29
4.1	Güç Faktörü	29
4.2	Güç Faktörü Düzeltme Şekilleri	32
4.2.1	Ek Eleman Kullanılmadan Yapılan İşlemler	32
4.2.2	Pasif GFD	33
4.2.3	Aktif Filtreler	39
4.2.4	Aktif Güç Faktörü Düzeltme Metodları	43
4.2.4.1	Alçak Frekans Aktif Güç Faktörü Düzeltme	43
4.2.4.2	Yüksek Frekans Aktif Güç Faktörü Düzeltme	45
4.3	Güç Faktörü Düzeltmede Kontrol Teknikleri	60
4.3.1	Pik Akım Kontrolü	60
4.3.2	Ortalama Akım Kontrolü	61
4.3.3	Histerezis Kontrol	62
4.3.4	Sınır Çizgisi Kontrolü	63
4.3.5	Kesintili Akım PWM (Darbe Genişlik Modülasyonu) Kontrolü	64
5.	UYGULAMA DEVRESİ	65
5.1	Entegre Hakkında Temel Açıklamalar	65
5.2	Bacakların Tanım ve Fonksiyonları	66
5.3	Çalışma Yapısı	67
5.3.1	Entegrenin Yapısı	68
5.4	Teknik Açıklama	71
5.4.1	Kontrol Yöntemi	72
5.4.2	Özellikleri	73
5.5	Devre Analizi	78
6.	SONUÇLAR VE ÖNERİLER	86
	KAYNAKLAR	88
	ÖZGEÇMİŞ	90

SİMGE LİSTESİ

K_d	Bozulma faktörü
P	Aktif güç
S	Görünür güç
W	Elektriksel iş
Z	Empedans
α	Tetikleme açısı

KISALTMA LİSTESİ

CCM	Continuous Conduction Mode
DCM	Discontinuous Conduction Mode
DGM	Darbe Genişlik Modülasyonu
GF	Güç Faktörü
GFD	Güç Faktörü Düzeltme
KGF	Kayma Güç Faktörü
KİM	Kesintili İletim Modu
PFC	Power Factor Correction
PWM	Pulse Width Modulation
SAAG	Sıfır Akım Algılama Girişi
SİM	Sürekli İletim Modu
THD	Toplam Harmonik Distorsiyon

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1	Güç faktörü düzeltilmeden önce ve sonraki güç üçgeni durumu	5
Şekil 2.2	Transformatörün mıknatıslanma eğrisi	7
Şekil 2.3	Transformatörün mıknatıslanma akımı ve harmonik spektrumu	8
Şekil 2.4	Bir bilgisayar akımının örnek dalga şekli.....	9
Şekil 2.5	Bir bilgisayarın akımına ait harmonik spektrum.....	10
Şekil 2.6	Seri rezonans devresi.....	13
Şekil 2.7	Paralel rezonans devresi	14
Şekil 3.1	Serbest geçiş diyotlu tek fazlı yarım dalga dönüştürücü.....	17
Şekil 3.2	Transformatörlü tek faz tam dalga dönüştürücü	18
Şekil 3.3	Tek faz köprü dönüştürücü.....	18
Şekil 3.4	3 fazlı tristörlü tam köprü montajı.....	19
Şekil 3.5	Ac kıyıcı devresi.....	20
Şekil 3.6	Ac kıyıcı dalga şekilleri.....	21
Şekil 3.7	3 fazlı dönüştürücü ve gerilim kaynaklı inverter topolojisi	22
Şekil 3.8	Üç fazlı sinusoidal dgm dönüştürücü dalga şekilleri.....	23
Şekil 3.9	Aktif gerilim klempli rezonans dc link inverter	25
Şekil 3.10	Rezonans ac link konverter sistem anahtar konfigürasyonları.....	25
Şekil 3.11	Dc-dc dönüştürücü konfigürasyonları	27
Şekil 3.12	Rezonans link dc-dc dönüştürücü	28
Şekil 4.1	Güç faktörü düzeltmesiz bir anahtarlama mod güç kaynağın karakteristikleri.....	30
Şekil 4.2	Akım dalga şeklinin harmonik bileşenleri	30
Şekil 4.3	Mükemmel güç faktörüne yakın bir güç kaynağının giriş karakteristikleri	31
Şekil 4.4	Diyot köprü doğrultucu	32
Şekil 4.5	Ac tarafta endüktans kullanılan doğrultucu.....	33
Şekil 4.6	Dc tarafta bobinli doğrultucu	34
Şekil 4.7	Seri rezonans bant geçiş filtreli doğrultucu.....	35
Şekil 4.8	Paralel rezonans bant durdurucu filtreli doğrultucu	35
Şekil 4.9	Harmonik yakalayıcı doğrultucu.....	36
Şekil 4.10	Kapasitör beslemeli doğrultucu.....	37
Şekil 4.11	Lcd doğrultucu	38
Şekil 4.12	Valley-fill doğrultucu	38
Şekil 4.13	Aktif filtre ile harmoniklerin giderilmesi	39
Şekil 4.14	Aktif filtrenin devreye bağlanması.....	40
Şekil 4.15	Aktif filtreyi oluşturan temel elemanlar	40
Şekil 4.16	Aktif filtrenin devreye bağlanması.....	41
Şekil 4.17	Şönt aktif filtrenin devreye bağlanması ve çalışma ilkesi.....	41
Şekil 4.18	Seri aktif filtrenin devreye bağlanması ve pasif filtre ile birlikte kullanılması.....	42
Şekil 4.19.a)	Alçak frekans aktif güç faktörü düzeltme devresi.....	44
Şekil 4.19.b)	75mH ve 150mH endüktans değerlerinde alçak frekans güç faktörü düzeltme devresinin giriş akım ve dalga şekilleri	44
Şekil 4.19.c)	75mH endüktans değeri için temel bileşende normalize edilmiş akım harmonikleri	45
Şekil 4.19.d)	150mH endüktans değeri için temel bileşende normalize edilmiş akım harmonikleri	45
Şekil 4.20.a)	Buck dönüştürücü temelli yüksek frekans aktif GFD	46
Şekil 4.20.b)	Buck temelli GFD devresinin akım ve gerilim dalga şekilleri.....	47
Şekil 4.21.a)	Boost dönüştürücü temelli yüksek frekans aktif GFD	48

Şekil 4.21.b) Kesintisiz akım mod boost dönüştürücü temelli GFDnin akım ve gerilim dalga şekilleri.....	48
Şekil 4.22 Kesintisiz ve kritik iletim modlarında bobin akımlarının karşılaştırılması	50
Şekil 4.23a Buck-boost dönüştürücü temelli aktif GFD	51
Şekil 4.23b Buck-boost dönüştürücü temelli aktif GFD akım ve gerilim dalga şekilleri	51
Şekil 4.24 Yüksek frekans aktif gfd lerde ccm çalışmada second-order anahtarlama dönüştürücüler.....	53
Şekil 4.25 Ccm'de çalışan anahtarlama dönüştürücü kullanılmış bir gfd kontrol şeması ...	56
Şekil 4.26 Second-order dönüştürücüler	58
Şekil 4.27 Tek katlı gfd devresi, bifred dönüştürücü	60
Şekil 4.28 Pik akım kontrolü	61
Şekil 4.29 Ortalama akım kontrolü	62
Şekil 4.30 Histerezis kontrol	62
Şekil 4.31 Sınırlama Kontrolü.....	63
Şekil 4.32 Kesintili akım PWM kontrol	64
Şekil 5.1 Tda 4863'ün kullanıldığı tipik bir uygulama devresi.....	65
Şekil 5.2 Tda 4863'ün bacak yapısı.....	66
Şekil 5.3 Entegrenin iç yapısı.....	67
Şekil 5.4 Sinyal diyagramları	71
Şekil 5.5 Gfd yükseltici dönüştürücünün prensip devresi	72
Şekil 5.6 Gfd yükseltici dönüştürücüde giriş ve bobin akım şekli	73
Şekil 5.7 Çıkış gerilim bölücüsüne bağlı aşırı gerilim sınırlandırması	75
Şekil 5.8 120 W'lık güç faktörü düzeltme devresinin şeması	78
Şekil 5.9 Uygulama Devresi.....	78
Şekil 5.10 Entegre iç yapısı ve pin bağlantıları	79
Şekil 5.11 Kapı sürücü çıkışı (bacak7) dalga şekilleri	79
Şekil 5.12 Gerilim yükseltici çıkışı (bacak2)	80
Şekil 5.13 Gerilim algılama (bacak1).....	80
Şekil 5.14 Çoklayıcı girişi (bacak3)	81
Şekil 5.15 Köprü çıkışı	81
Şekil 5.16 Tetikleme sinyali ile mosfet çıkışındaki direnç üzerindeki sinyaller	82
Şekil 5.17 Doğrultulmuş giriş gerilimi ile R11 direnci üzerindeki dalga şekilleri.....	82
Şekil 5.18 Aktif, görünür güç ve güç faktörü değerleri.....	83
Şekil 5.19 Akımdaki toplam harmonik distorsiyon.....	84
Şekil 5.20 Gerilim ve gerilimdeki toplam harmonik distorsiyon	84
Şekil 5.21 Akım ve gerilim dalga şekilleri	85

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 2.1 Konutlarla ilgili alçak gerilim şebekelerinde IEC 61000-2-2 gerilim harmonik distorsiyon limitleri.....	15
Çizelge 2.2 Konutlarla ilgili (a) alçak ve (b) orta gerilim şebekeleri için EN 50160 harmonik distorsiyon limitleri.....	15
Çizelge 4.1 Aktif filtre ile pasif filtrenin karşılaştırılması.....	43
Çizelge 4.2 Topoloji özellikleri.....	55

ÖNSÖZ

Günümüzde yarıiletken elemanların ve buna bağlı olarak güç elektroniği cihazlarının kullanılmasının artmasıyla birlikte harmonik akımların şebekeye etkileri yadsınamaz hale gelmiştir. Şebekeden çekilen enerjinin kalitesizleşmesine neden olan bu akımların azaltılması ve akımın şekillendirilmesi üzerine çalışmalar yaparak güç faktörü değerinin uygun seviyelere çekilmesi bir gereksinim olmuştur. Hazırlamış olduğum “Güç Faktörü Düzeltme Yöntemlerinin İncelenmesi ve Bir Uygulama Devresinin Gerçekleştirilmesi” konulu yüksek lisans tez çalışmamda da güç faktörünün iyileştirilmesine yönelik yöntemleri inceledim ve bir uygulama devresi ile konuyu daha iyi analiz edebilme fırsatı buldum. Bu çalışmamın bu konuyla ilgili araştırma yapacaklara ışık tutacak bir kaynak olmasını ümit etmekteyim.

Tezimin danışmanlığını yapan ve çalışmalarım esnasında her zaman yanımda olup beni destekleyen Sayın Prof.Dr. Hacı BODUR’a teşekkürü bir borç bilmekteyim. Yine yüksek lisans eğitimim ve tez sürecim boyunca, bilgi ve tecrübelerini esirgemeyen Sayın Prof. Remzi Gülgün ve Yrd.Doç.Dr.A.Faruk Bakan’a şükranlarımı sunmaktayım. Tez sürecim boyunca bilgilerini paylaşan ve yardımlarını esirgemeyen Arş.Görevlileri İsmail AKSOY’a ve Burak AKIN’a ayrıca teşekkür ederim.

En zor anlarımda her zaman yanımda olan, benden desteklerini esirgemeyip beni sürekli motive eden, bugünlere gelmemde en büyük paya sahip aileme ve sevdiklerime de şükran ve sevgilerimi sunarım.

ÖZET

Günümüzde yarıiletken elemanların ve buna bağlı olarak güç elektroniği cihazlarının kullanılmasının artmasıyla birlikte harmonik akımların şebekeye etkileri yadsınamaz hale gelmiştir. Şebekeden çekilen enerjinin kalitesizleşmesine neden olan bu akımların azaltılması ve akımın şekillendirilmesi üzerine çalışmalar yaparak güç faktörü değerinin uygun seviyelere çekilmesi bir gereksinim olmuştur.

Yapılan bu tez çalışmasında ilk olarak cihaz ölçümlerinde hata, motorlar ve anahtarlama elemanlarında aşırı ısınmalar gibi sorunlara neden olan harmonikler ve bunları üreten elemanlar anlatılmıştır. Daha sonra ise bu harmonik akımların güç faktörüyle ilişkisi ve harmonik akımlara sebep olan elemanlardan konvertörlerin yapıları anlatılmıştır. Güç faktörü düzeltilmesindeki pasif ve aktif yöntemlere değinilmiştir.

Son olarak da aktif akım şekillendirme yöntemleri incelenmiş ve bir aktif güç faktörü düzeltme devresi uygulaması gerçekleştirilerek sonuçlar incelenmiştir.

Anahtar kelimeler: güç faktörü, güç faktörü düzeltme, harmonikler, enerji kalitesi, akım şekillendirme.

ABSTRACT

Nowadays, as a result of increasing use of semiconductors and power electronics devices, current harmonics' effects on the electrical systems have become intolerable. Therefore, it has become essential problem to reduce these harmonic currents, which effect negatively the energy system quality, and shaping the current actively to achieve a good power factor.

In this study, first of all, general information about harmonics, which causes measurement errors, overheating of motor windings and switchs etc., and most common harmonic sources have been given. After that, relation between harmonics and power factor has been mentioned and converters, one of harmonic sources, have been explained and analyzed. Passive and active power factor correction techniques have been mentioned, too.

Finally, active current shaping circuits have been mentioned and an active power factor correction application circuit has been realized and results have been analyzed..

Keywords: power factor, power factor correction, harmonics, energy quality, current shaping

1. GİRİŞ

Fosil yakıtlardan ya da alternatif enerji kaynaklarından elde edildikten sonra uzun yollar kateden ve evlerimizde mutlu zaman geçirmemize neden olan, fabrikalarımızda üretim yaparak gelir elde etmemizi sağlayan, uzaya gönderilerek dünyaya bakışımızı değiştiren roketlerin kokpitlerinde, bilgisayarlarda, televizyonlarda, büyük ve küçük birçok makinada ve kısaca insanoğlunun bulunduğu her yerde elektrik ve elektriği kullanan cihazlara rastlamak mümkündür. Milyarlarca insanın hayatının vazgeçilmezi olan elektrik o kadar önemlidir ki saygın kuruluşlar elektrik tüketim düzeyinin uygarlık düzeyiyle doğru orantılı olduğunu belirtmişlerdir. Kullandığımız bu elektriğin büyük bir kısmı alternatif akım şeklindedir. Alternatif akım güç sistemlerinde dağıtım belirli bir gerilim ve sabit bir frekansta yapıldığı için akım ve gerilim dalga şekilleri tam sinusoidal olmalıdır. Ancak, lineer reaktif elemanlar ile nonlinear elemanların kullanımı şebekenin akım ve gerilim dalga şekillerinin birbirini takip edememesine yani faz kaymasına ve sinus akım dalga şeklinin bozulmasına yol açar. Sinusoidal daga şeklinden sapma olayı harmonik bileşenlerin oluşması şeklinde değerlendirilir. Güç faktörünün düşmesine neden olan bu durumlar özellikle aynı aktif güç için daha fazla kapasite tüketilmesi anlamına gelir. Güç faktörü ne kadar azalırsa trafoların kapasitelerini o kadar arttırmak, iletim kablolarından daha az akım akıtmak zorunda kalırız(Scillic, 2004).

Omik yüklerde akım gerilimi takip ederken güç faktörü değeri birdir ve toplam harmonik distorsiyon bulunmamaktadır. Eğer yük lineer reaktif bir yükse bu durumda akım ve gerilim dalga şekilleri arasında bir faz kayması mevcuttur. Bu faz kayması güç faktörü değerinin birim değerden daha düşük olmasına neden olur. Toplam harmonik distorsiyon düzeyi ise halen sıfırdır. Bu dalga şekline sebep olan cihazlara örnek olarak trafolar ve aydınlatma elemanları verilebilir. Son olarak lineer olmayan davranışa sahip yüklerde ise akım dalga şekli artık sinusoidal değildir. Güç faktörü düşüktür ve toplam harmonik distorsiyon değeri de artık sıfır değildir.

Özellikle son yıllarda artan motor kontrol cihazları, statik Var generatörleri, kişisel bilgisayarlar, dc çeviriciler ve anahatarlamalı güç kaynakları vb. kullanımı nonlinear yüklerin şebekeye etkisini daha da arttırmaktadır. Bu cihazların kullanılmasının artması akımın dalga şeklinin bozulmasına neden olur.

Harmoniklerin enerji sistemlerine önemli olumsuz etkileri vardır. Harmonikler motorlarda aşırı ısınmalara, yapılan ölçümlerde hatalara ve kontrol bozulmalarına sebep olabilir ve ayrıca şebeke ağında oluşabilecek rezonanstan dolayı kondansatörler zarar görebilir.

Bu zararlı etkileri azaltmak için yaklaşımlardan biri harmonik akımları etkisiz hale getirmek diğeri de hiç oluşmayacak şekilde sistemi planlamaktır. Böylece güç faktörü değerleri uygun seviyelere çekilebilecektir (Dorf ve Richard, 2000).

Bu yöntemlerin en basiti ek eleman kullanılmadan gerçekleştirilen çıkış filtre kondansatörünün değerinin düşürülmesine dayanan metoddur. Bu yöntemde, güç faktöründe küçük bir iyileştirme sağlanırken çıkış gerilim dalga şeklinde ise bozulmalar meydana gelmektedir.

Ek eleman kullanılan yöntemler ise pasif ve aktif filtreleme olarak adlandırılır. Pasif yöntemlerde ac ve dc taraflara bobin ve kondansatör eklenerek akım dalga şeklinin iyileştirilmesi sağlanır. Ayrıca seri-paralel rezonans bant durdurucu filtreli, harmonik yakalayıcılı yaklaşımlar sıklıkla kullanılmaktadır. Pasif yaklaşımlar basitlik, güvenilirlik, yüksek frekans kayıplarının olmaması gibi avantajlara sahipken, ağır ve hantal oluşları, dinamik cevaplarının kötü olması ve çıkış gerilim regülasyonunun olmaması gibi dezavantajlara sahiptirler. Aktif filtreler ise lineer olmayan elemanların çektikleri sinus dalga şeklinde olmayan akımın tersini sisteme enjekte ederek şebekeden sinusoidal bir akım çekilmesini sağlarlar. Aktif filtreler pasif filtrelere göre pahalı olmalarına rağmen birden fazla harmonik frekansı için filtreleme yapabilmeleri, sistemdeki değişimlerden etkilenmemelerinden dolayı pasif filtrelerden üstündürler.

Aktif güç faktörü düzeltme yöntemleri ise alçak frekans ve yüksek frekans çalışma olarak incelenir. Yüksek frekans aktif güç faktörü düzeltme devrelerinde doğrultucu ve filtre kondansatörü arasında yükseltici, azaltıcı ve azaltıcı-yükseltici dönüştürücülerden biri bulunmaktadır. Bu devreler, kullanılan topoloji, kontrol şekli, bobin akımının durumu gibi kriterlere bağlı olarak, giriş akım ve gerilimi ile çıkış değerlerini takip eder ve akım ile gerilim arasında faz kaymasının olmamasını sağlar, akım dalga şeklinin bozulmasını engellerler.

Bu çalışmada da güç faktörü düzeltme yöntemleri incelenmiş ve aktif bir güç faktörü düzeltme devresi gerçekleştirilerek alınan sonuçlar incelenmiştir.

2. HARMONİKLER VE GÜÇ FAKTÖRÜ

Harmonik konusu yeni bir konu değildir. Bu konu uzun süredir bir problem olarak karşımıza çıkmaktaydı. Özellikle ilk zamanlardaki haberleşme sistemlerinde bu etkiler oldukça sık bir şekilde gündeme gelmekteydi. Bu sistemlerde transformatörlerin mıknatıslanma akımlarının oluşturduğu harmonik akımlar açık hat telefon şebekelerinde endüktif girişime sebep olmaktaydılar. Girişimler o kadar fazlaydı ki konuşma yapmak mümkün olamamaktaydı. Bu sorun beraberinde incelenme ve üzerinde çalışılma zorunluluğu getirmişti. Sonunda transformatör mıknatıslanma akımlarına dizayn kuralları getirilmiş ve filtreleyerek azaltabilmek mümkün olmuştur.

Harmoniklerin güç sistem elemanları ve yük üstünde istenmeyen bir takım etkileri vardır. Bunlar kısa ve uzun süreli etkilerdir. Kısa süreli etkiler genellikle en belirgin olanlardır ve aşırı gerilim dalgalanmasıyla ilişkilidir. Diğer taraftan, uzun süreli etkiler genellikle farkedilmez ve artan direnç kayıplarına ve gerilim streslerine bağlıdır. Kısa süreli etkiler duyarlı yüklerde istenmeyen tetiklenmelere sebep olur. Bilgisayar kontrollü bazı yükler gerilim dalgalanmalarına duyarlıdır. Gerilim dalgalanması %5 civarında iken bir problem teşkil etmezken %10'un üzerine çıktığı durumlarda istenmeyen tetiklemelere ve transformatörün ısınmasına sebep olur. Harmonikler, ölçüm doğruluğunun düşmesine neden olur.

Bu durum özellikle tek fazlı endüksiyondiskmetrelerde geçerlidir. Eğer, müşteri harmonik üretiyorsa disk %1-2 daha hızlı döner. Ölçümde asıl konu ise, bozulma olduğunda aktif ve reaktif gücün nasıl belirleneceğidir. Patlamış kapasitör sigortaları ve delinmiş kaplamaları harmoniklerin sonuçlarındandır. Harmonik gerilimler, kapasitör empedansı ile frekansı arasındaki ters orantıdan dolayı aşırı harmonik akımlar üretir. %5 ve %10 luk gerilim dalgalanmaları efektif akımı %10 ile %50 arasında arttırabilir. Kapasitörler ayrıca dielektrikteki aşırı gerilim stresi yüzünden de bozulabilirler. 3. harmonik üzerindeki herhangi bir harmonikteki %10 luk harmonik gerilim, tepe gerilimini yaklaşık %10 arttırır, çünkü harmonik piki genellikle ana bileşen tepesiyle uyumlu olur.

Harmonikler ayrıca trafo aşırı ısınmalarına da neden olurlar. Bu özellikle trafonun sadece büyük bir nonlineer yükü beslediği durumlarda meydana gelmektedir. Bu durumlarda trafo değerleri de düşürülmelidir. kVA değerini 0.8'e düşürmek yaygın olan uygulamadır. Nötrdeki aşırı yüklenme ticari binalardaki en büyük problem olarak göze çarpmaktadır. Üç fazlı dört telli sistemlerde 3 fazın akımının toplamı nötr iletkeninden dönmektedir. Güç sistemi

mühendisleri dengeli 3 fazlı yüklerde nötr hattından akım geçmez derler ancak bu durum güç elektroniği yükleri varsa gerçekliğini yitirir. Zero sequence harmonikler(3.harmonik ve katları) nötr hattında toplanır ve nötrün ısınmasına neden olurlar.

Birçok bilgisayarın 3.harmonik akımları %80 den daha büyüktür. Bu durumda nötr akımı temel a-b-c faz akımının en az $3 * \%80 = \%240$ 'ı kadar olur. Bu sebeple bilgisayar yüklerinin çok olduğu bir binada bir mühendis, her faz için ayrı bir nötr hattı çekmeli ya da ortak nötr hattının faz hatlarının 2 katı boyutlarda olmasını sağlamalıdır. Aşırı yüklenmiş nötr akımları binanın servis paneli gibi yerel alanlardaki problemlere yol açar. Binanın panelinde, bilgisayarlar tarafından üretilen bütün harmonikler, fazör akımlarındaki faz farklılıklarından dolayı toplanılacak durumda değildirler. Araştırmalar bu farkın frekans ile ters orantılı olduğunu göstermiştir. 3. harmonik akımları toplanabilirken 15.harmonik üstü akımların sadece %20 leri ek yapmaktadır. Faz açısı farkına ek olarak binadaki lineer yükler olan havalandırma, fanlar ve pompalar harmonik akımları seyrekleştirir. Böylece büyük bir binanın net akım bozulması %10-15ten daha küçük olur (Grady ve Santoso, 2001).

Yıldırım ya da gerilim çökmesi gibi geçici olayların tersine harmonikler sürekli bir gerilim ve akım dalgalanması meydana getirir. Dolayısıyla harmoniklerin analizi zorunlu bir hale gelmiştir. Bunun için de Fourier analizi kullanılmıştır.

2.1 Fourier Analizi

Bu nonsinusoidal dalga şekilleri harmonik bakımından incelenmiş ve genlik ile faz açıları Fourier analiziyle hesaplanmıştır. Bu analiz bozulmuş dalga şeklini dc bileşen, temel frekans bileşeni, 2.harmonik, 3.harmonik ve diğer bileşenlerine ayırmaktadır.

Fourier analiz sonuçlarından elde edilen akım ve gerilimler:

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} = (I_0^2 + I_1^2 + \dots + I_n^2)^{1/2} \quad (2.1)$$

$$V = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} = (V_0^2 + V_1^2 + \dots + V_n^2)^{1/2} \quad (2.2)$$

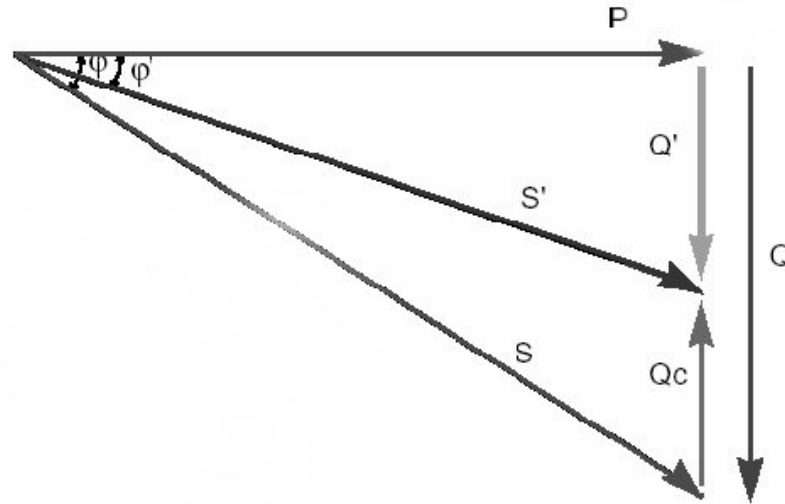
elde edilir.

2.2 Harmonik Distorsiyon

Distorsiyon, bir işaretin dalga şeklini veya o işaretin diğer frekans bileşenleri ile olan ilişkisini değiştirir. Devre elemanlarının lineer olmayan davranışı, çıkış dalga formunda temel işaretin harmoniklerini doğurur ve oluşan distorsiyona da harmonik distorsiyon adı verilir. İstenmeyen bu distorsiyon, çıkış işaretinin saf bir sinüs işaretine benzerliğinin ölçüsünü veren ya da başka bir ifadeyle gerilim veya akım dalga şekillerindeki bozulmanın değeri Toplam Harmonik Distorsiyon (THD) ile ifade edilir.

2.3 Güç Faktörü

Güç faktörü, “gerçek” iş yapan gücün, zahiri güce oranlanması ile bulunur. Gerçek güç W , zahiri güç VA ve reaktif güç (VAr) bir dik üçgenin kenarları olarak gösterilir. Böylece gerçek güç W 'nin, zahiri güç VA 'e bölümü bu iki güç arasındaki ϕ açısının kosinüsü ($\cos \phi$)nin de dahil olduğu sonuç “güç faktörü” diye isimlendirilen oranı verir. VAr miktarı azaldıkça, ϕ açısı küçülür ve VA 'nın büyüklüğü W 'a yaklaşır. Bir tesiste manyetik özellikleri olan motorlar, transformatörler ve kaynak makinelerinin kullanımı arttıkça VAr ve dolayısıyla ϕ açısı büyür, bunun sonucu olarak da $\cos \phi$ küçülür. Reaktif güç büyüdükçe elektrik üretim ve iletim şebekesinin faydalı olarak kullanılabileceği güç kısmı küçülmekte ve iletimdeki elektrik enerjisi kayıpları artmaktadır (Gülgün, 2004).



Şekil 2.1 Güç faktörü düzeltilmeden önce ve sonraki güç vektörlerinin durumu

Burada;

P: Aktif güç(W)

Q: Reaktif güç(VAr)

Q^1 : Güç faktörü düzeltildikten sonraki reaktif güç

Q_c : Azaltılan reaktif güç

S: Görünür güç(VA)

S^1 : Güç faktörü düzeltildikten sonraki görünür güç

2.4 Toplam Harmonik Distorsiyon İle Güç Faktörü Arasındaki İlişki

Fourier analizinden elde edilen aktif güç denklemi

$$P = U_s I_{s1} \cos \phi_1 \quad (2.3)$$

elde edilir.

Görünen güç S ise giriş gerilimi efektif değeri U_s ile giriş akımı efektif değeri I_s in çarpımına eşittir.

$$S = U_s I_s \quad (2.4)$$

Güç Faktörü,

$$GF = P / S \quad (2.5)$$

$$GF = U_s I_{s1} \cos \phi_1 / U_s I_s \quad (2.6)$$

$$GF = (I_{s1} / I_s) \cos \phi_1 \quad (2.7)$$

Buradaki $\cos \phi_1$ Kayma Güç Faktörü adını alır.

$$PF = (I_{s1} / I_s) DPF \quad (2.8)$$

Toplam harmonik distorsiyon değerinin de

$$THD_i = I_{sdis} / I_{s1} \quad (2.9)$$

$$THD_i = \sqrt{[(I_s / I_{s1})^2 - 1]} \quad (2.10)$$

olduğu bilinmektedir.

Buradan

$$THD_i^2 = (I_s^2 / I_{s1}^2) - 1 \quad (2.11)$$

$$I_s / I_{s1} = \sqrt{(THD_i^2 + 1)} \quad (2.12)$$

elde edilir.

(2.12)den ise toplam harmonik distorsiyon ve güç faktörü arasındaki ilişki de

$$GF = KGF / \sqrt{(THD_i^2 + 1)} \quad (2.13)$$

olarak bulunur.

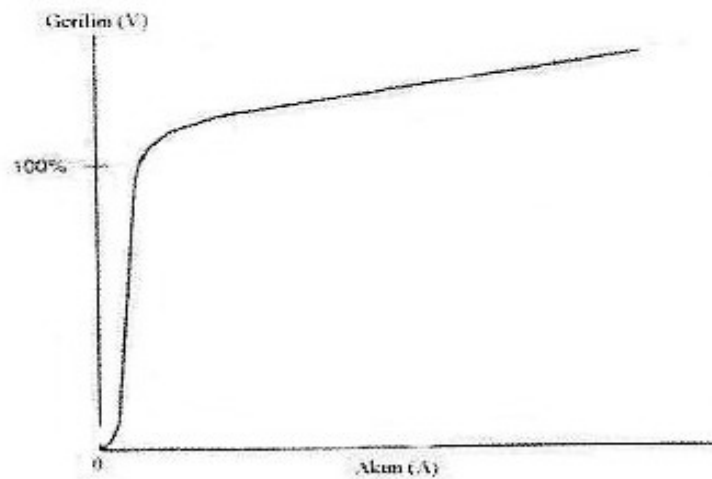
2.5 Harmonik Üreten Elemanlar

Harmonik üreten elemanlardan bazıları aşağıda verilmiştir.

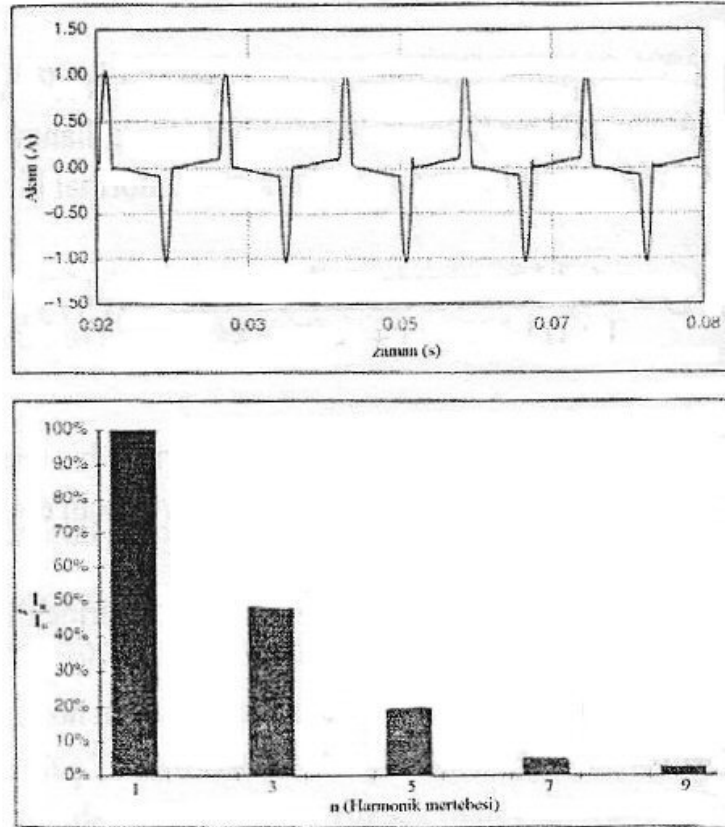
2.5.1 Transformatörler

Transformatörlerin mıknatıslanma eğrisinin lineer olmaması ve demir çekirdeğin doymaya girmesi nedeniyle mıknatıslanma akımı nonsinusoidal bir akım olur ve harmonik bilşenler içerir.

Şekil 2.3’de transformatörün mıknatıslanma akımı ve harmonik spektrumu görülmektedir.



Şekil 2.2 Transformatörün mıknatıslanma eğrisi (Kocatepe vd. 2006)



Şekil 2.3 Transformatörün mıknatıslanma akımı ve harmonik spektrumu (Kocatepe vd. 2006)

2.5.2 Doğrultucular

Önemli bir harmonik kaynağı da tek fazlı ve üç fazlı doğrultuculardır. Üç fazlı doğrultucuların tek fazlı doğrultuculara göre avantajı, üç fazlı doğrultucuların üç ve üçün katı harmonikleri üretmemesidir.

Üç fazlı doğrultucular, doğrultucu transformatörünün primer tarafından, şebekeden çekilen alternatif akımın dalga şeklinin içerdiği darbe sayısı ile tanımlanır. $k=1,2,3..$ değerinde bir tam sayı olmak üzere 6 darbeli bir doğrultucu

$$n = 6.k \pm 1 \quad (2.14)$$

mertebede harmonik akımları üretir, dengeli durumda 3. harmonik ve üçün katı mertebesindeki harmonikleri üretmez.

Benzer şekilde 12 darbeli bir doğrultucu;

$$n = 12.k \pm 1 \quad (2.15)$$

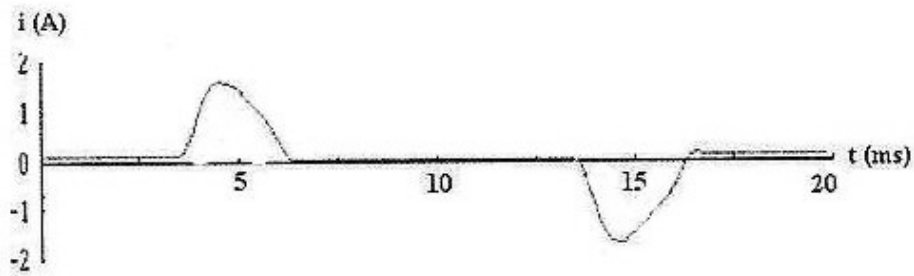
mertebede harmonik akımları üretir. Genelde en yüksek genliğe sahip harmonikler olan 3., 5. ve 7. harmonik akımlarını üretmez. Darbe sayısı arttıkça düşük harmonik bileşenlerin ortaya çıkması önlenmektedir.

2.5.3 Fotovoltaik Sistemler

Fotovoltaik sistemler harmonik üretme bakımından genel olarak konverterlerden kaynaklanan harmonik etkinliğe sahiptirler. Bu sistemler elektrik enerjisini fotovoltaik yoldan elde eden sistemler olup, ürettikleri doğru akımı alternatif akıma dönüştürmek için konverterleri kullanırlar. Dolayısıyla dönüşümler sırasında yarı iletken elemanların sebep olduğu harmonikler söz konusu olmaktadır.

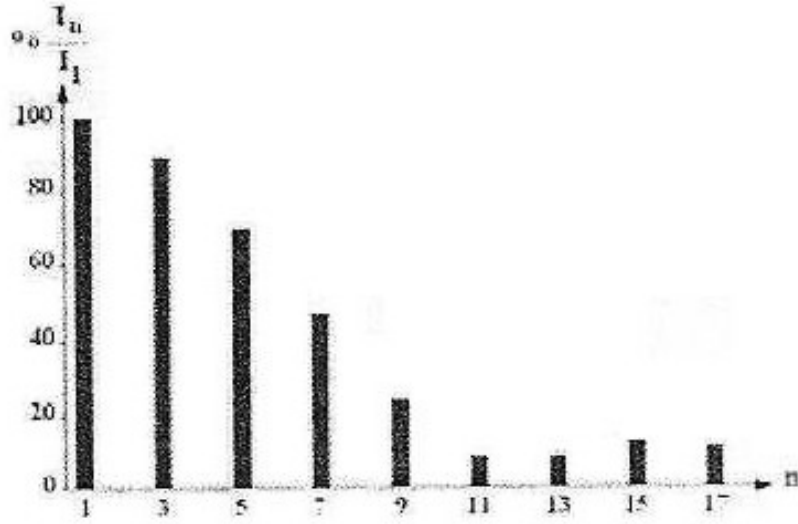
2.5.4 Bilgisayarlar

Bilgisayar donanımında yer alan anahtarlama güç kaynakları, ekran gibi elemanların lineer olmayan karakteristiklerinden dolayı bilgisayarlar da önemli harmonik üreticilerindendir.



Şekil 2.4 Bir bilgisayar akımının örnek dalga şekli (Kocatepe vd. 2006)

Şekil 2.4 ve şekil 2.5'ten görüldüğü gibi özellikle 3. ve 5. harmonik akım bileşenleri çok yüksektir. Birçok bilgisayarın bulunduğu yerlerde bilgisayarların oluşturduğu harmonikler önemli değerlere ulaşabilmektedir.



Şekil 2.5 Bir bilgisayarın akımına ait harmonik spektrum (Kocatepe vd. 2006)

2.5.5 Aydınlatma Elemanları

Bir tüp içerisindeki gazın deşarjı prensibine dayanarak geliştirilen aydınlatma elemanları nonlineer akım-gerilim karakteristiklerine sahip olduklarından harmonik üretirler. Bu tip lambalar iletim esnasında negatif direnç karakteristiği gösterirler. Aydınlatmada yaygın olarak kullanılan floresant lamba tesislerinde tek harmoniklerin seviyesi sistemi önemli oranda etkiler. Özellikle üçüncü harmonik ve katları mertebesindeki harmonik akım bileşenleri, üç fazlı dört iletkenli aydınlatma devrelerinde nötr iletkeninden geçerek yüklenen iletkenin ısınmasına neden olur.

2.5.6 Diğer Harmonik Kaynakları

Diğer harmonik kaynağı cihazlar ise şunlardır:

- Generatörler
- Kesintisiz güç kaynakları
- Ark fırınları
- Kaynak makinaları

- Anahtarlama güç kaynakları

2.6 Harmoniklerin Etkileri

- Ek kayıpların oluşması ve gerilim düşümünün artması
- Generatör ve şebeke geriliminin dalga şeklinin bozulması
- Kondansatörlerin aşırı akıma maruz kalarak hasar görmeleri
- Asenkron ve senkron motorlarda gürültülü çalışma ve aşırı ısınma
- Ölçme, koruma ve kontrol sistemlerinin hatalı çalışması
- Rezonans olayları sebebiyle güç sistem elemanlarının aşırı akım veya aşırı gerilime maruz kalmaları

2.6.1 Harmoniklerin Direnç Üzerindeki Etkisi

Bir iletkenin içinden geçen akımın frekans sebebiyle iletken yüzeyinde homojen dağılmaması yüzünden iletken direncinin değişmesi “deri etkisi” olarak tanımlanır. Deri etkisi sebebiyle iletkenin direnci artar. Harmonik frekansları arttıkça da iletken direnci deri etkisine bağlı olarak artmaktadır.

2.6.2 Harmoniklerin Reaktanslar Üzerindeki Etkisi

Frekans arttıkça endüktif reaktans değeri artar, kapasitif reaktans değeri azalır. Dolayısıyla harmonik mertebesi arttıkça endüktif reaktans artmakta, kapasitif reaktans ise azalmaktadır.

2.6.3 Harmoniklerin Kayıplara Etkisi

Elemanlardaki ısı şeklinde oluşan kayıplar yük akımına bağlı kayıplar ve gerilime bağlı kayıplar olmak üzere iki kısma ayrılırlar.

Harmonik akımların genliği arttıkça akımın harmonik bileşenleri nedeniyle oluşan ek kayıplar da artacaktır.

Gerilimin harmonik bileşenler içermesi durumunda ise fuko ve histerizis kayıplarının oluşturduğu demir kayıpları artacaktır. Demir kayıplarının artması elektrik makinalarının aşırı ısınmasına ve özellikle transformatörlerin yüklenebilecekleri güç değerlerinin azalmasına neden olur (Kocatepe vd. 2006).

2.6.4 Harmoniklerin Motorlar Üzerindeki Etkisi

Demir ve bakır kayıpları harmonik frekanslarda arttıkları için döner makinalarda aşırı ısınmalar oluşur. Motorlarda 5., 11., 17. harmonikler geri yönde, 7., 13. ve 19. harmonikler ise ileri yönde döndürme momentleri oluştururlar. Harmonikler nedeniyle oluşan bu momentler motorların gürültülü çalışmalarına ve ısınmalarına neden olur.

2.6.5 Harmoniklerin Koruma Rölelerine Etkisi

Rölelerin tipine göre değişebilse de harmonikler rölelerin arıza koşullarında çalışmamasına ya da normal çalışma koşullarında gereksiz yere açmalarına neden olabilir.

Özellikle elektromekanik aşırı akım rölesinin harmonikli durumda cevap süresi artmakta ve bu da koruduğu elemanı risk altına sokmaktadır.

2.6.6 Harmoniklerin Ölçü Cihazları Üzerindeki Etkisi

Endüksiyon diskli elektrik sayaçlarını kullanan enerji ölçen cihazlarda harmonik bileşenlerin sistemi rezonansa sokması ölçü cihazlarında önemli hataların oluşmasına sebep olurlar. Harmoniklerin var olduğu durumlarda etkin değer ölçen cihazlar hatalı sonuç verdiklerinden böyle durumlarda doğru efektif değer (true rms) ölçen cihazlar tercih edilmelidir.

2.6.7 Harmoniklerin Rezonans Etkisi

2.6.7.1 Rezonans Oluşumu

Genelde devre tasarımları yapılırken, sistem temel frekans olan 50 Hz’te rezonansa girmeyecek şekilde tasarlanır. Ancak sistemde harmonik üreten elemanlar varsa L ve C değerlerine bağlı olarak sistem herhangi bir frekansta rezonansa girebilir. Bu yüzden tüm harmonik frekanslarında sistemin olası rezonans durumu analiz edilmelidir.

2.6.7.2 Seri Rezonans Devresi

$$Z = R + j\omega L + 1/j\omega C = R + j(X_L - X_C) \quad (2.16)$$

Rezonans durumunda

$$\omega L = 1/\omega C \quad (2.17)$$

Rezonans frekansı 2.17'den

$$f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC} \quad (2.18)$$

olarak elde edilir.

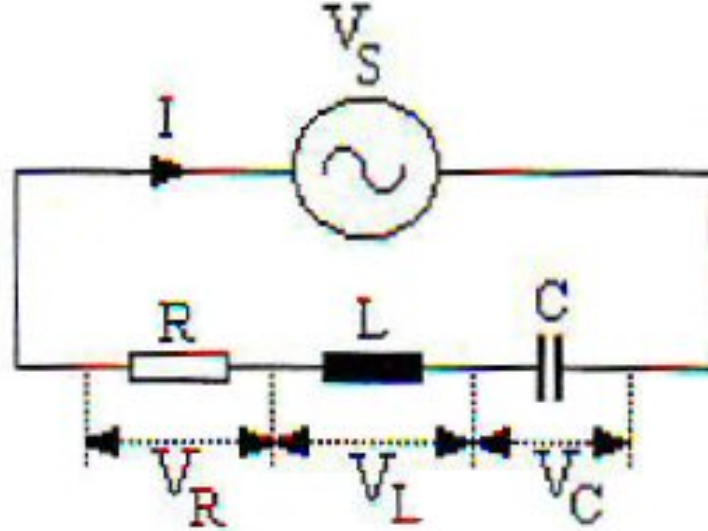
Seri rezonans durumunda,

$$X_L = X_C \quad (2.19)$$

olduğu için,

$$Z = R \quad (2.20)$$

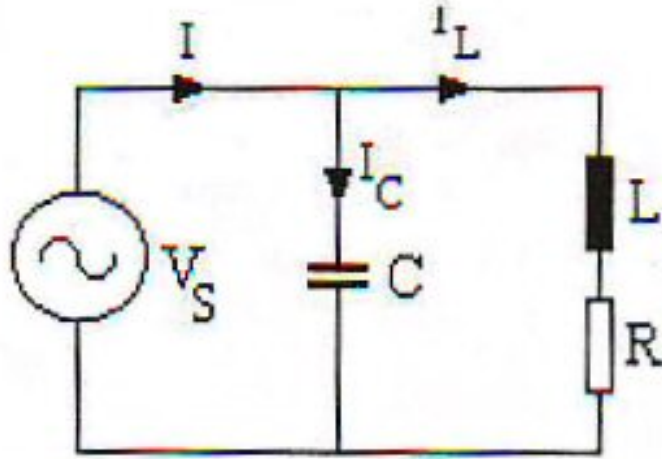
olur, empedans minimum, akım ise maksimum değerini alır.



Şekil 2.6 Seri rezonans devresi (Kocatepe vd., 2006)

2.6.7.3 Paralel Rezonans

Enerji sistemlerindeki en önemli rezonans problemleri harmoniklerin var olduğu durumlarda paralel rezonans devrelerinde meydana gelir. Paralel rezonans durumunda kondansatör ve bobin üzerindeki gerilim harmonik frekanslarda yükselmektedir ve L ile C elemanlarının tahrip olmasına neden olur.



Şekil 2.7 Paralel rezonans devresi (Kocatepe vd., 2006)

2.6.7.4 Rezonansın Genel Etkileri

Rezonans oluşumu sistemde hatalara ve arızalara sebep olabilir. Harmonik rezonans etkisi, sistemin yükünün az olduğu zamanlarda, özellikle geceleri, daha fazladır.

Rezonans durumunda,

- Harmonik gerilimler yükselir,
- L ve C elemanlarının gerilimleri yükselir,
- Elemanlarda izolasyon zorlanmaları ve hasarlar meydana gelir,
- Enerji kalitesi düşer.

2.7 Harmonik Standartları

Harmoniklerin neden olduğu bu zararları kontrol altına alabilmek için özellikle gelişmiş ülkelerde uygulanan bazı standartlar geliştirilmiştir. Çizelge 1 ve Çizelge 2 de sırasıyla Uluslararası Elektroteknik Komisyonu (IEC) 61000-2-2 ve Avrupa Standardı (EN)50160 da belirtilmiş konutlar için harmonik standartları verilmiştir.

Çizelge 2.1 Konutlarla ilgili alçak gerilim şebekelerinde IEC 61000-2-2 gerilim harmonik distorsiyon limitleri (Kocatepe vd., 2006)

Tek Harmonikler		Çift Harmonikler		3 ve 3'ün katı Harmonikler	
n	%V _n	n	%V _n	n	%V _n
5	6	2	2	3	5
7	5	4	1	9	1,5
11	3,5	6	0,5	15	0,3
13	3	8	0,5	≥21	0,2
17	2	10	0,5		
19	1,5	≥12	0,2		
23	1,5				
25	1,5				
≥29	k				

$$(k=0,2+12,5/n)$$

Çizelge 2.2 Konutlarla ilgili (a) alçak ve (b) orta gerilim şebekeleri için EN 50160 harmonik distorsiyon limitleri (Kocatepe vd., 2006)

Alçak Gerilim Şebekesi (≤ 1kV)					
Tek Harmonikler		Çift Harmonikler		3 ve 3'ün katı Harmonikler	
n	%V _n	n	%V _n	n	%V _n
5	6	2	2	3	5
7	5	4	1	9	1,5
11	3,5	6....24	0,5	15	0,5
13	3			21	0,5
17	2				
19	1,5				
23	1,5				
25	1,5				

(b)

Orta Gerilim Şebekesi (1kV < U < 35kV)					
Tek Harmonikler		Çift Harmonikler		3 ve 3'ün katı Harmonikler	
n	%V _n	N	%V _n	n	%V _n
5	6	2	2	3	5
7	5	4	1	9	1,5
11	3,5	6....24	0,5	15	0,5
13	3			21	0,5
17	2				
19	1,5				
23	1,5				
25	1,5				

3. DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

Güç dönüşümü elektrik gücünün bir şekilden diğerine dönüştürülmesi işlemidir. Bu işlemi yapan elemanlarına güç dönüştürücüler adı verilir. Güç dönüşümü anahtar olarak kullanılan yarıiletkenler tarafından sağlanırlar. Kullanılan güç elemanları SCR'ler, Triyaklar, Güç transistörleri, Güç Mosfetleri, IGBT'ler ve MCT(Mos kontrollü tristör)lerdir(Abu-Qahouq vd., 2000).

Güç dönüştürücüler genel olarak şu ana kısımlara ayrılırlar.

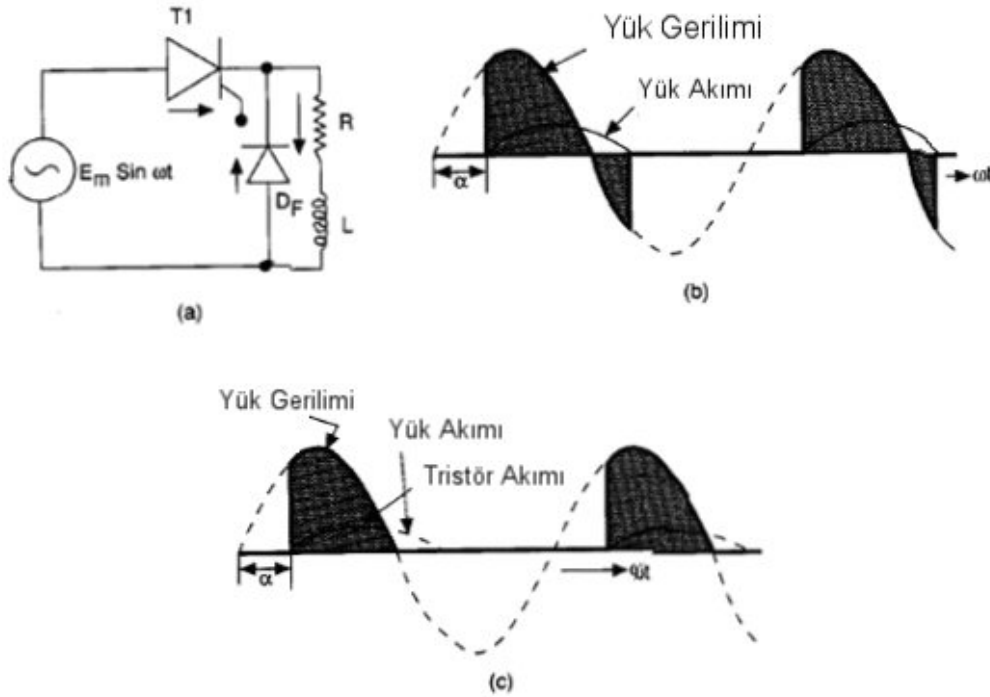
- AA-DA dönüştürücüler
- Direkt AA-AA dönüştürücüler
- DA-AA dönüştürücüler
- DA-DA dönüştürücüler

3.1 AA-DA Dönüştürücüler

Faz kontrollü dönüştürücünün temel fonksiyonu değişken genlik ve frekanstaki alternatif gerilimi ayarlanabilir dc gerilime çevirmektir. Bu işlem için genellikle kullanılan eleman SCR'lerdir. Çıkış geriliminin ortalama değeri SCR'nin iletim aralığı değiştirilerek kontrol edilir. İleri kutuplu durumdayken kapı sinyali uygulanarak SCR iletime geçirilir. Kapama işlemi ise giriş geriliminin anlık değerinin çıkış geriliminden yüksek olduğu anda bir elemandan diğerine geçen komutasyon akımı ile sağlanır. Dolayısıyla burada akımın çıkış SCR'sinden giriş SCR'sine doğru olacak şekilde doğal bir şekilde ayrı bir devreye ihtiyaç duymadan komutasyon eğilimi vardır. Bu komutasyon işlemine doğal komutasyon denilmektedir(Singh vd., 2002).

Şekil 3.1'de tek fazlı yarım dalga doğrultucu gösterilmiştir. SCR bir α açısında iletime girdiğinde kaynak geriliminin tümü yüke uygulanır. Saf direnç bir yükte pozitif yarım dalga boyunca çıkış gerilimi dalga şekli giriş gerilim dalga şeklini takip eder. Negatif yarım dalgada ise SCR kesimdedir. Endüktif yük durumunda ise endüktansda depo edilmiş olan enerji kaynak gerilimi yön değiştirmesine rağmen yük üzerinden akmaya devam eder. Bu durum Şekil 3.1 (b) de gösterilmiştir. D_F , freewheeling, diyodu yoksa yük akımı kesintilidir. Şekil 3.1(c)de görüldüğü gibi yüke paralel bağlı bu diyod gerilimin polaritesi değiştiği anda SCR'yi kesime sokar. SCR kesimde iken akım diyot üzerinden yolunu tamamlar. Güç akışı sadece SCR iletimdeyken gerçekleşir. Eğer freewheeling(serbest geçiş) diyodu yoksa negatif dalgada

SCR, yük endüktansında biriken enerjiyi kaynağa geri verir. Freewheeling diyot giriş güç faktörünü iyileştirir(Richard ve Dorf, 2000).



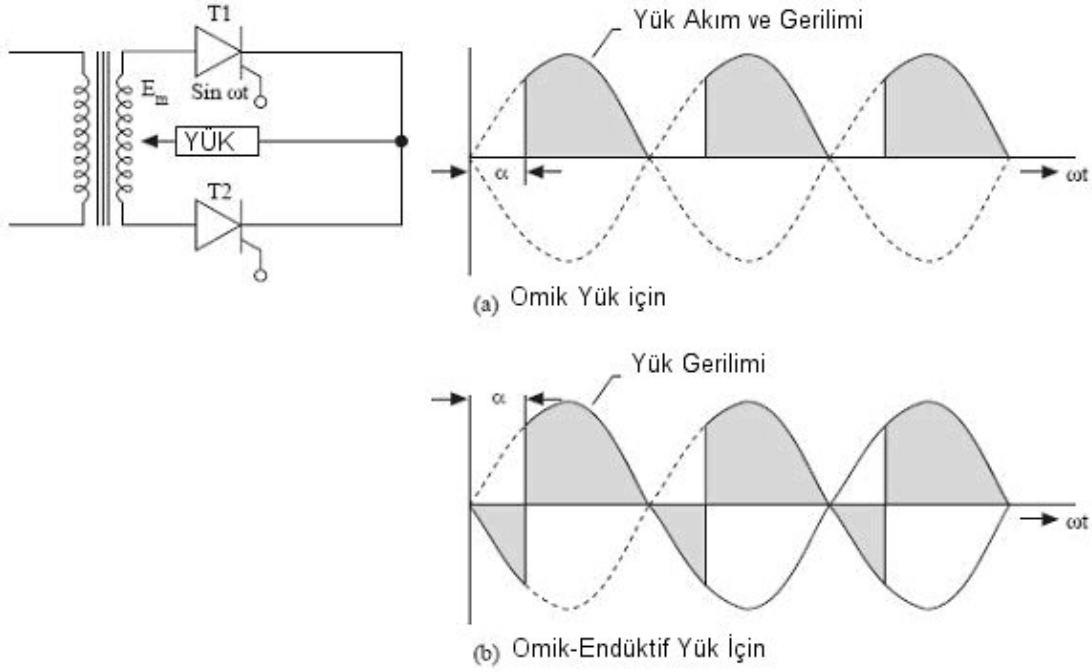
Şekil 3.1 Serbest geçiş diyotlu tek fazlı yarı dalga dönüştürücü (a) devre şeması (b) serbest geçiş diyotsuz endüktif yük için dalga şekilleri (c) serbest geçiş diyotlu durum için dalga şekilleri (Richard ve Dorf, 2000)

Kontrollü tam dalga bir dc çıkış orta uçlu bir transformatör (Şekil 3.2) ya da köprü (Şekil 3.3) kullanılarak elde edilebilir(Luo, 2005). Köprü uygulaması transformatörün istenmediği durumlarda ve kaynak geriliminin yük gerilim ihtiyaçlarını karşıladığı durumlarda kullanılır. E_m nin tepe değeri α 'nın tetikleme açısı olduğu durumda tek fazlı tam dalga konverterin ortalama çıkış gerilimi verilmiştir. Tek fazlı köprü devresinin çıkış gerilimi Şekil 3.2'deki ile aynıdır. Dört SCRli konfigürasyon yerine, serbest diyotlu ya da diyotsuz 2 diyod 2 SCRli konfigürasyon da kullanılabilir(Wei, 2000).

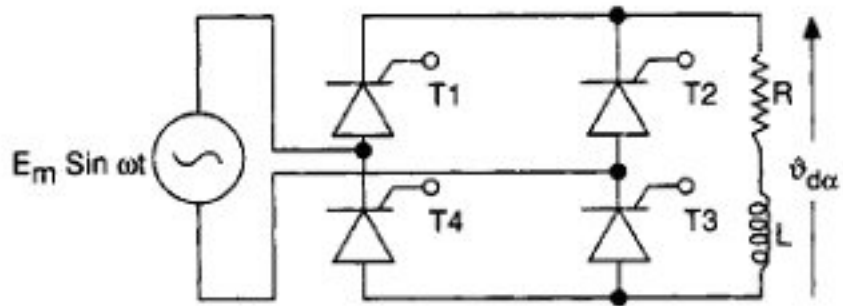
$$V_{da} = 2 \frac{E_m}{\pi} \cos \alpha \quad (3.1)$$

Altı tristör anahtarlı 3 fazlı tam dalga converter Şekil 3.4 (a) da görülmektedir. Bu en sık kullanılan 3 faz köprü montajıdır. T_1 , T_3 , ve T_5 tristörleri gerilimlerinin pozitif yarı periyotlarında iletimde, T_2 , T_4 , ve T_6 tristörleri ise gerilimlerinin negatif yarı dalgalarında iletimdedirler(Aslan ve Güldemir, 2005). Faz gerilimlerinin kesim noktaları her periyotta

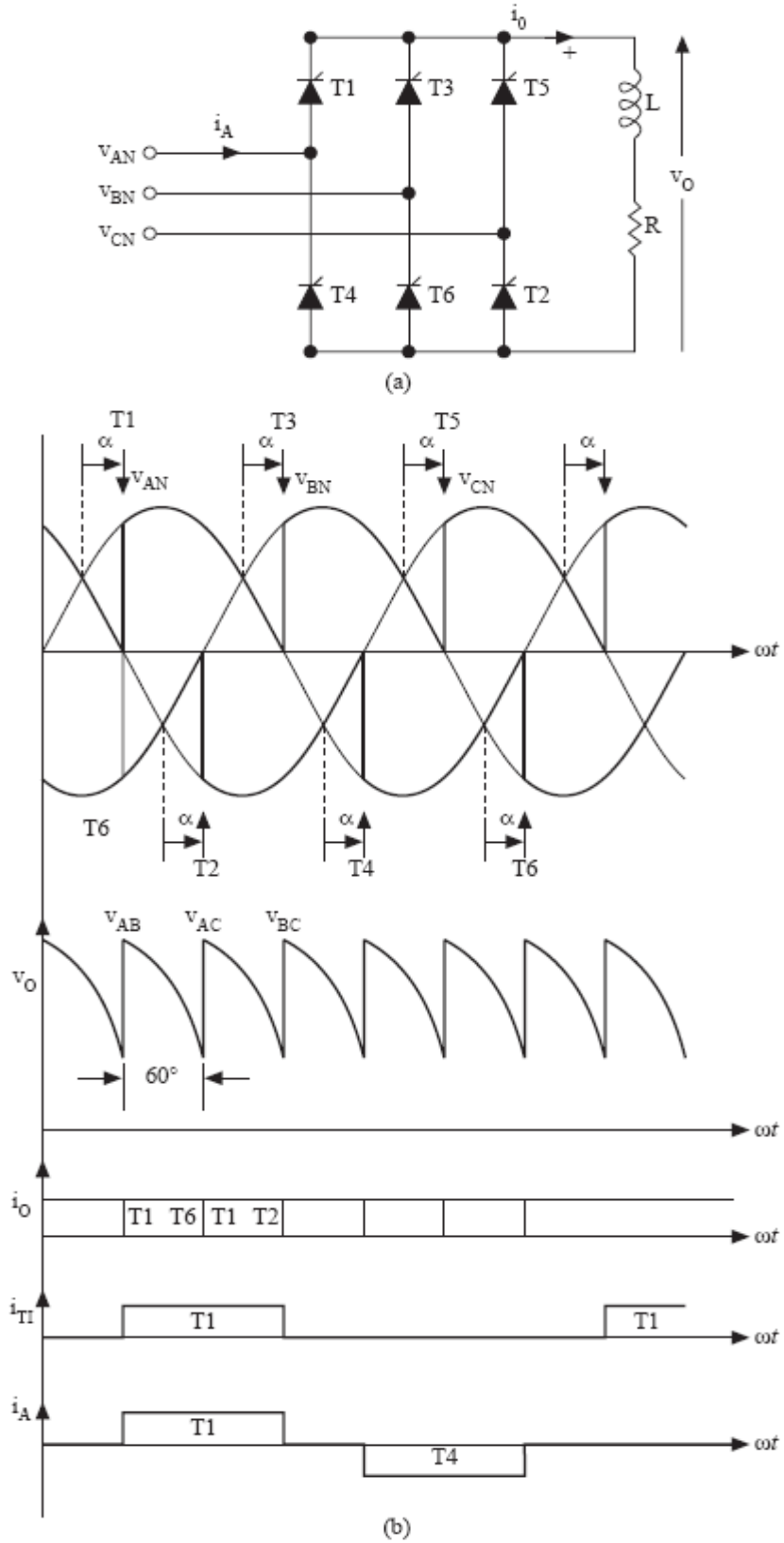
açının referansıdır. İdeal çıkış gerilimi, çıkış akımı ve giriş akım dalga şekilleri Şekil 3.4 (b) de görülmektedir(Richard ve Dorf, 2000).



Şekil 3.2 Transformatörlü tek faz tam dalga dönüştürücü (Richard ve Dorf, 2000)



Şekil 3.3 Tek faz köprü dönüştürücü (Richard ve Dorf, 2000)



Şekil 3.4 (a) 3 fazlı tristörlü tam köprü montajı, (b) çıkış gerilim ve akım dalga şekilleri (Richard ve Dorf, 2000)

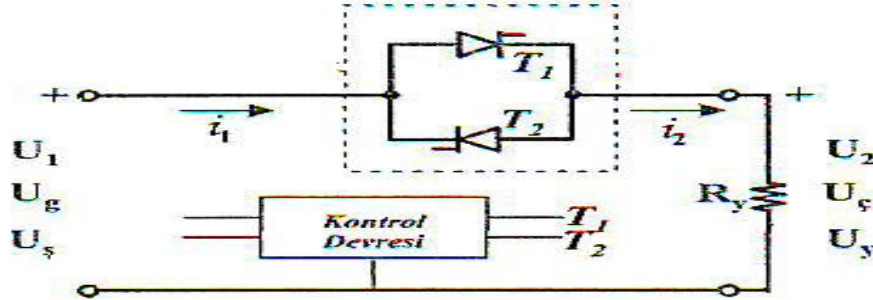
Çıkış dc gerilimi tetikleme açısı α değiştirilerek kontrol edilir. Kesintisiz akım mod çalışmada ortalama çıkış gerilimi E_m 'nin faz geriliminin tepe değeri olduğu durum için verilmiştir. $\alpha = 90^\circ$ olduğunda çıkış gerilimi sıfırdır. $0 < \alpha < 90^\circ$ olduğu durumda çıkış gerilimi, v_o pozitifdir ve güç kaynaktan yüke doğru akar. $90^\circ < \alpha < 180^\circ$ olduğu durumda ise v_o negatiftir ve dönüştürücü, inverter modda çalışmaktadır. Eğer yük bir dc motor ise güç motordan şebekeye aktarılabilir. Buna rejenerasyon denilir.

$$V_o = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m \cos \alpha \quad (3.2)$$

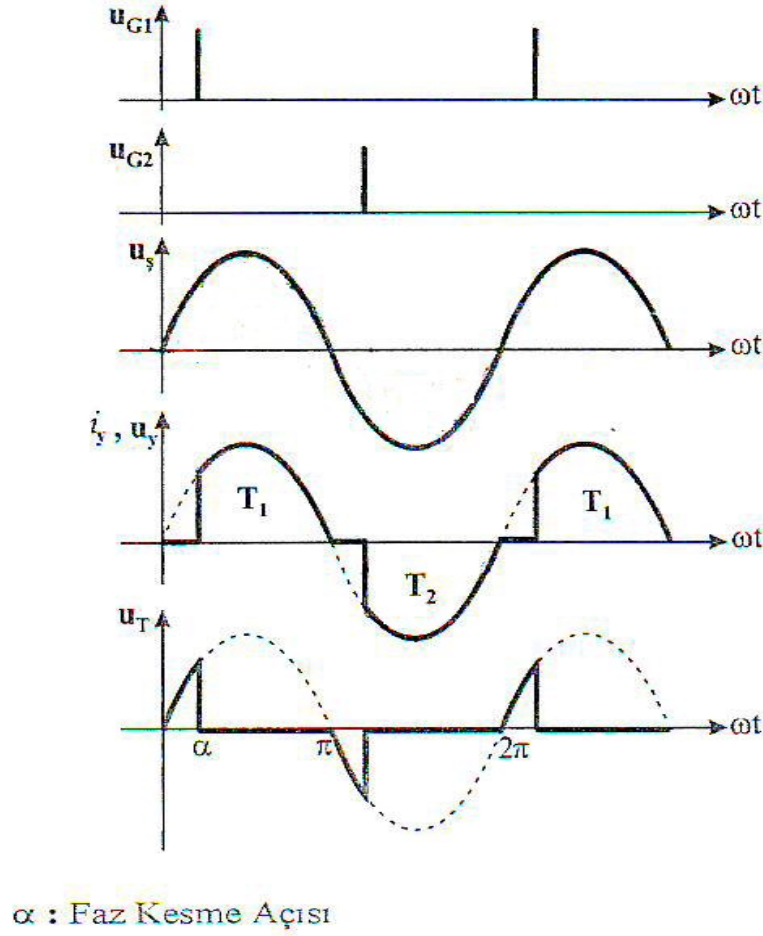
Şekil 3.4 (a) da üst ve alt grup tristörler diyotlarla değiştirilebilirler. Bu yeni topolojiye tristör yarı-doğrultucu denilir. Bu topolojiyle giriş güç faktörü artırılmış olunur ancak rejenerasyon mümkün değildir(Tatakis vd., 1998).

3.2 AA-AA Dönüştürücüler

Bu dönüştürücüler direkt olarak ac frekansın değerini değiştirirler. Direkt ifadesi enerjinin Ac giriş ya da çıkıştan farklı bir forma girmediğini belirtmektedir. Çıkış frekansı giriş frekansından düşüktür. Bu konverterler enerjinin ek bir büyüklük olmadan sisteme geri verilmesini sağlarlar. Ayrıca çıkış geriliminin faz sırası, kontrol sistemi tarafından kolayca değiştirilebilir. Bu dönüştürücüler indüksiyon ve senkron motor kontrolü için uygundur.



Şekil 3.5 Ac kıyıcı devresi (Bodur, 2005)

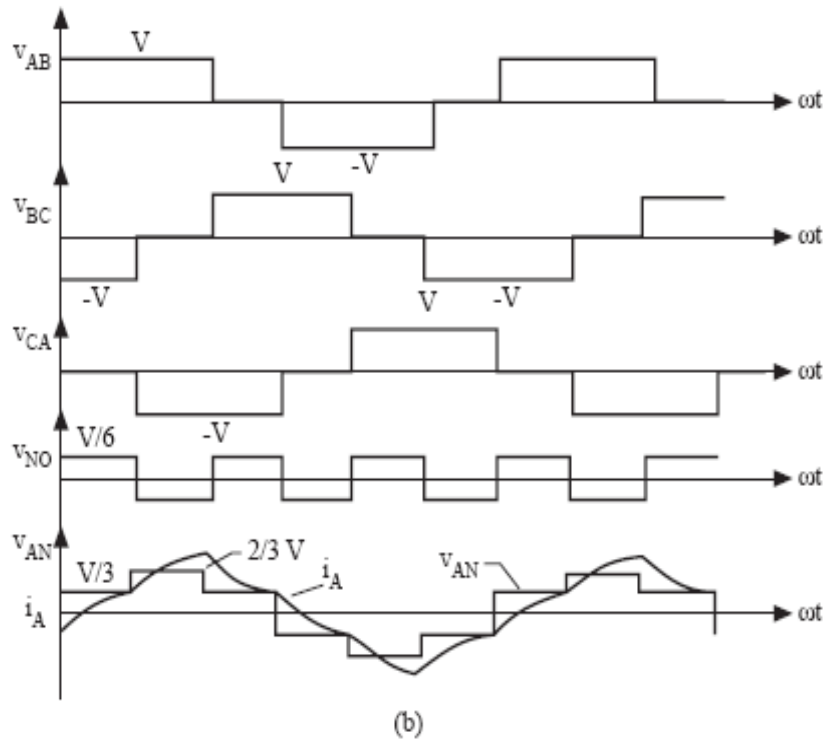
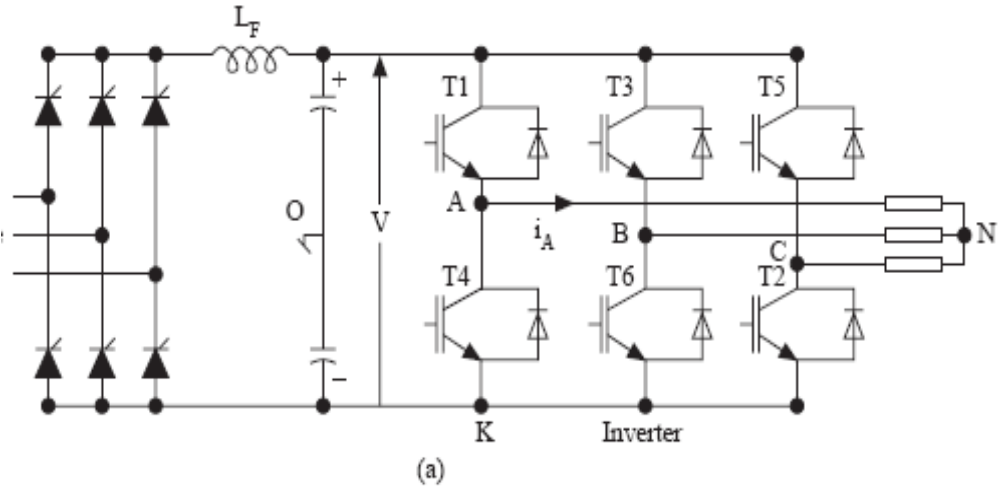


Şekil 3.6 Ac kıyıcı dalga şekilleri (Bodur, 2005)

3.3 DA-AA Dönüştürücüler

Da-aa dönüştürücüler genellikle inverter olarak adlandırılırlar. AC kaynak önce dc ye sonra tekrar gerilimi ve frekansı değiştirilebilen ac kaynağa dönüştürülür. Genellikle, ac güç kaynağına bağlı 3 fazlı köprü, dc bara ve yüke bağlı 3 fazlı inverterden oluşur. İnverterler gerilim kaynaklı (VSI) ve akım kaynaklı inverterler (CSI) olmak üzere ikiye ayrılırlar. Gerilim kaynaklı inverter sabit bir gerilim ile beslenirken, akım kaynaklı inverter de sabit bir akım ile beslenir. Gerilim kaynağı seri bir endüktans bağlanarak ve istenilen akım değerine göre gerilim ayarlanarak akım kaynağına dönüştürülebilir.

VSI aynı zamanda akım kontrol modunda da çalıştırılabilir, benzer şekilde CSI da gerilim kontrol modunda çalıştırılabilir. İnverterler değişken frekanslı ac motor sürücülerinde, kesintisiz güç kaynaklarında ve statik Var kompanzatörleri gibi uygulama alanlarında kullanılırlar.



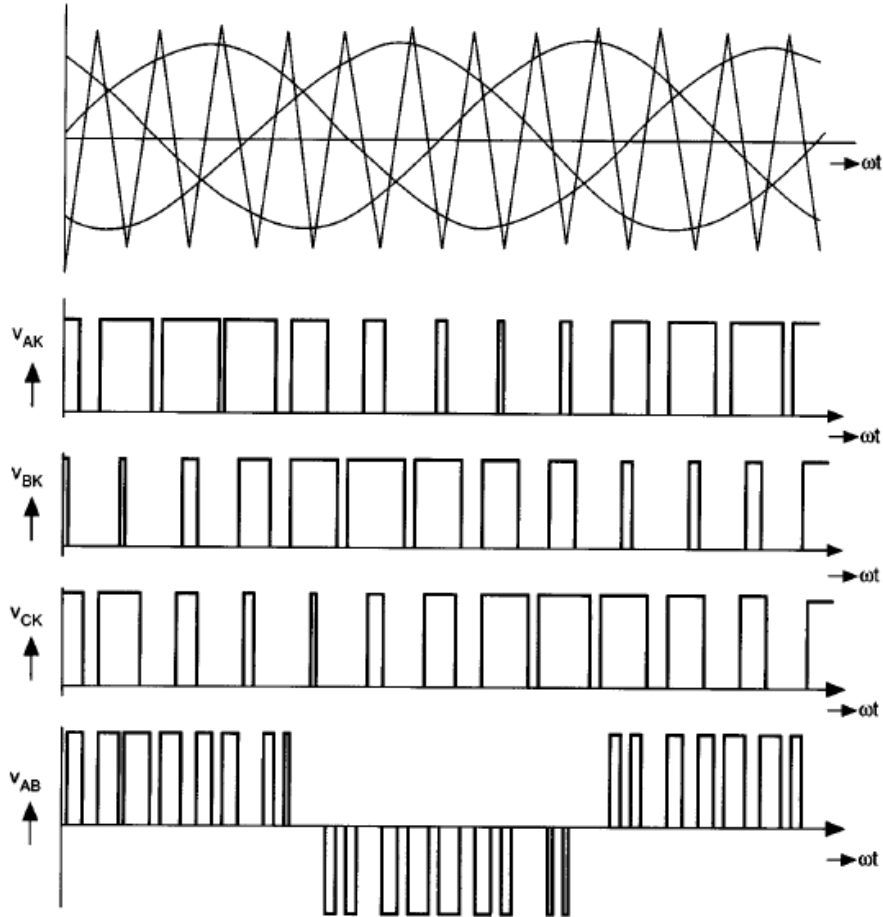
Şekil 3.7 (a) 3 fazlı dönüştürücü ve gerilim kaynaklı inverter topolojisi, (b) 3 faz kare dalga inverter dalga şekilleri (Richard ve Dorf, 2000)

3.3.1 Gerilim Kaynaklı İnverter

Şekil 3.7’de 3 fazlı gerilim kaynaklı bir inverter konfigürasyonu görülmektedir. (GKİ)VSI lar hem kare dalga hem de (DGM)PWM mod ile kontrol edilebilirler. Kare dalga modda çıkış gerilimi frekansı inverterde kontrol edilir, cihazlar pozitif ve negatif baralar arasında çıkış devresini anahtarlarlar. Her cihaz 180 derece boyunca iletimdedir ve çıkışları 6 adımlı dalga şeklini oluşturacak şekilde herbiri 120° kayar (Şekil 3.7(b)). Çıkış gerilim genliği dc bara

gerilimi değiştirilerek ayarlanır. Bu, giriş katındaki köprüde bulunan tristörlerin tetikleme açıları değiştirilerek sağlanır. Eğer dc kaynak bir pil ise kare dalga VSI uygun olmaz. 6 darbeleri çıkış gerilimi harmonikler açısından zengindir ve filtrelenmesi gerekmektedir.

PWM inverterlerde çıkış gerilimi ve çıkış frekansı inverter içinde çıkış palslarının genişliği değiştirilerek kontrol edilir. Bu sebeple faz kontrollü tristör dönüştürücü yerine diyot köprülü doğrultucu kullanılabilir. Gerilim ve frekansı kontrol yöntemlerinin en popülerlerinden biri sinusoidal darbe genişlik modülasyon metodudur. Bu metotta yüksek frekans üçgen taşıyıcı dalga Şekil 3.8'de görüldüğü gibi 3 fazlı sinusoidal dalga şekliyle karşılaştırılır. Güç elemanları her fazda sinus ve üçgen dalgaların kesiştiği yerlerde iletme girer. Çıkış geriliminin genlik ve frekansı sırasıyla referans sinus dalgasının genlik ve frekansının ayarlanmasıyla değiştirilebilir (Richard ve Dorf, 2000).



Şekil 3.8 Üç fazlı sinusoidal dgm dönüştürücü dalga şekilleri (Richard ve Dorf, 2000)

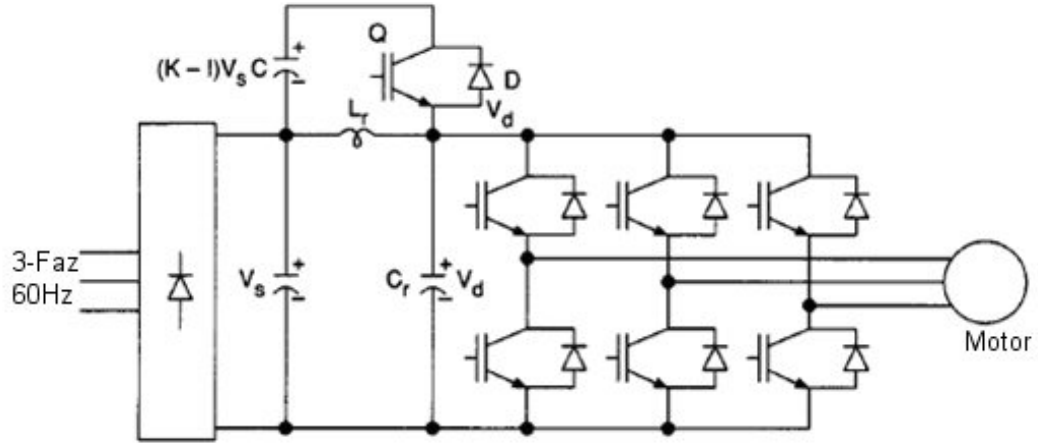
3.3.2 Akım Kaynaklı İnverter

Dc bara geriliminin motor sargılarına etki ettiği gerilim kaynaklı inverterin tersine akım kaynaklı inverterde akım motora etki etmektedir. Burada motor geriliminin faz açısı ve genliği motorun yük durumuna bağlıdır.

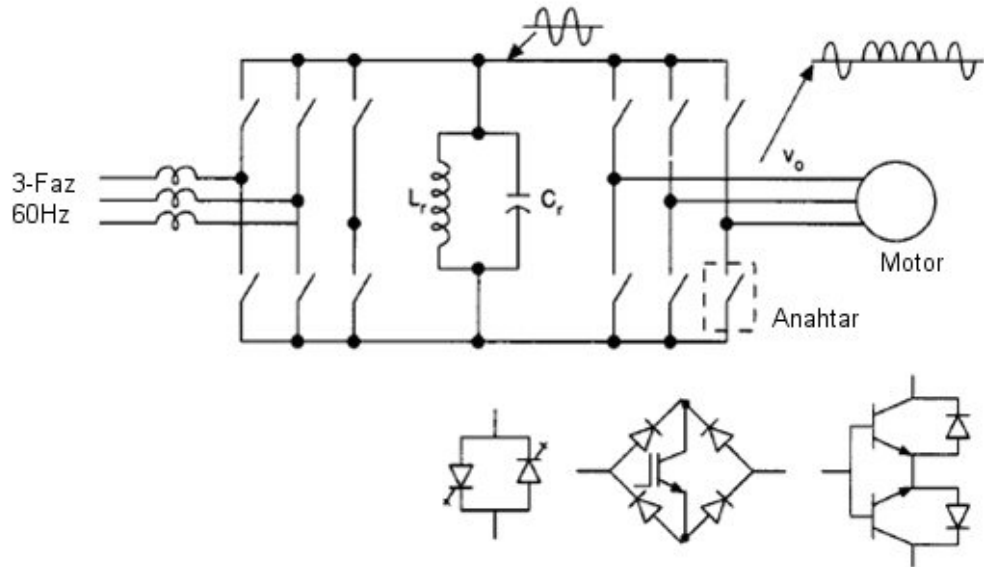
3.3.3 Rezonans İnverter

Rezonanslı anahtarlama teknikleri anahtarlama kayıplarını azaltmak için inverter topolojilerinde de kullanılabilir. Magnetik komponentlerin boyutlarını azaltmak için yüksek frekanslarda çalışmaya da izin vermektedir. Şekil 3.9'da görünen rezonans inverterde, sabitlenmiş dc gerilimi salınımlı dc gerilime çevirmek için inverter girişine bir rezonans devresi eklenmiştir. Bu rezonans devresi elemanların sıfır gerilim geçişlerde iletme girmesini ve iletimden çıkmasını sağlar. Sıfır gerilim ya da sıfır akımda anahtarlama genel olarak yumuşak anahtarlama olarak adlandırılır. Yumuşak anahtarlama durumunda anahtarlama kayıpları neredeyse elemine edilir. EMI problemi daha az önemlidir çünkü rezonans gerilim darbeleri yumuşak anahtarlama PWM inverterlere göre daha düşük d_v / d_t ye sahiptirler.

Ayrıca makina izolasyonu, rezonans gerilim darbelerinin daha küçük d_v / d_t sinden dolayı daha az zorlanmaktadır. Şekil 3.9'daki bütün inverter elemanları rezonans döngüsünü sağlayabilmek için sırasıyla iletme sokulurlar. Bir elemandan diğerine komutasyon sıfır dc hat geriliminde gerçekleşir. Q, D ve C elemanlarına sahip devre, dc gerilimi diyot doğrultucu gerilimi V_s in 1.4 katı kadar bir büyüklükte sınırlayan aktif tespitleyici işlevi görür. Ayrıca Şekil 3.10'da görüldüğü gibi çift yönlü ac anahtar temelli rezonans aa-aa dönüştürücüler de vardır. Bu rezonans dönüştürücüler aa motor kontrolünde, kesintisiz güç kaynaklarında ve indüksiyonla ısıtmada kullanılmaktadırlar. Rezonans inverterin endüstriyel alanda kullanılması için çalışmalar devam etmektedir (Richard ve Dorf, 2000).



Şekil 3.9 Aktif gerilim klempli resonans dc link inverter (Richard ve Dorf, 2000)



Şekil 3.10 Rezonans ac link konverter sistem anahtar konfigürasyonları (Richard ve Dorf, 2000)

3.4 DA-DA Dönüştürücüler

Dc-dc dönüştürücüler regülesiz dc gerilimi çıkışta regüleli ya da ayarlanabilir dc gerilime çevirirler. Anahatarlamalı mod güç kaynaklarında ve dc motor sürücü uygulamalarında yoğun bir şekilde kullanılırlar. Dc motor sürücü uygulamalarında bunlara kısıyıcı kontrollü sürücüler denilmektedir. Giriş gerilimi ya bir pil ya da köprü diyot ile doğrultulmuş ac güç kaynağıdır. Bu dönüştürücüler sert anahtarlamalı PWM ya da yumuşak anahtarlamalı rezonans-link tipinde olabilirler. En önemli dc-dc dönüştürücü topolojileri Şekil 3.11’de gösterilmiş olan buck, boost, buck-boost dönüştürücülerdir.

3.4.1 Buck Dönüştürücü

Buck dönüştürücüler genellikle azaltıcı dönüştürücüler olarak da adlandırılırlar. Çalışma prensibi Şekil 3.11’de gösterilmiştir. IGBT yüksek frekans anahtarı gibi davranır. IGBT t_{on} süresince iletimde, t_{off} süresince ise kesimdedir. t_{on} süresi boyunca kaynak yük uçlarına bağlıdır ve güç akışı kaynaktan yüke doğrudur. t_{off} süresince ise yük akımı serbest diyot üzerinden akışını tamamlar. Ortalama çıkış gerilimi

$$V_{out} = D V_{in} \quad (3.3)$$

olarak verilmiştir. Burada D anahtarın çalışma periyodudur ve

$$D = t_{on} / T \quad (3.4)$$

olarak verilmiştir. Burada T bir periyottaki zamandır. $1/T$ ise IGBT’nin anahtarlama frekansıdır(Matsuo vd., 2000).

3.4.2 Boost Dönüştürücü

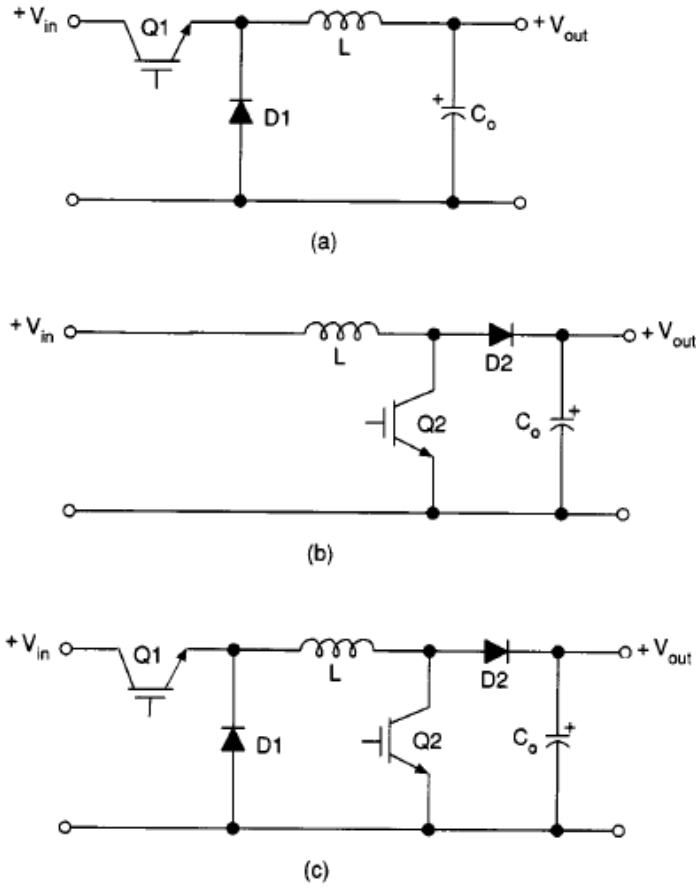
Boost dönüştürücü yükseltici dönüştürücü olarak da bilinir. Şekil 3.11(b) de çalışma prensibi gösterilmiştir. Bu dönüştürücü yükte giriştekenden daha yüksek bir gerilim elde etmek için kullanılır. Güç anahtarı iletimdeyken bobin dc kaynağa seri olarak bağlıdır ve kaynaktaki enerji burada depolanır. Anahtar kesime girdiğinde ise bobin akımı diyot ve yük üzerinden akmaya zorlanır. Bobinde oluşan gerilim negatiftir(Rosetto vd., 1999).

Çıkış gerilimi,

$$V_{out} = \frac{V_{in}}{1 - D} \quad (3.5)$$

olarak verilmiştir.

D'nin $0 < D < 1$ aralığında değişmesinden dolayı yük gerilimi V_{out} , $V_{in} < V_{out} < \infty$ aralığında değişecektir.



Şekil 3.11 Dc-dc dönüştürücü konfigürasyonları (a) buck dönüştürücü, (b) boost dönüştürücü, (c) buck-boost dönüştürücü (Richard ve Dorf, 2000)

3.4.3 Buck – Boost Dönüştürücü

Buck-boost dönüştürücü buck ve boost dönüştürücülerin kaskad olarak bağlanmasıyla elde edilir. Çıkış gerilimi V_{out} ;

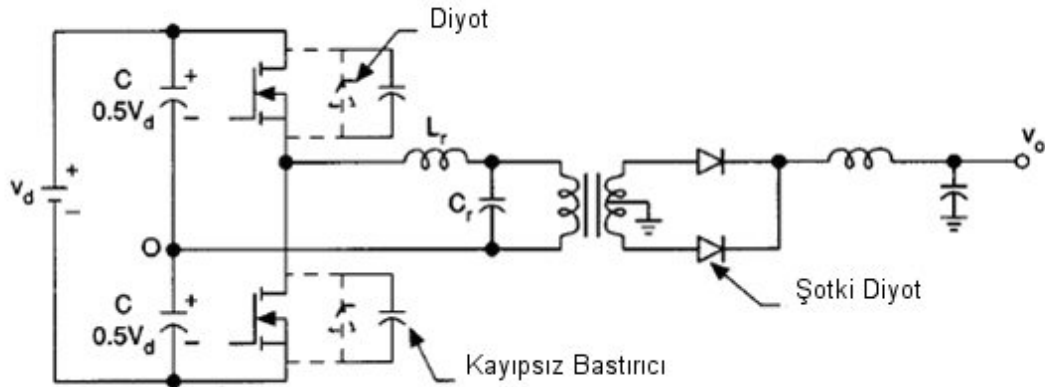
$$V_{out} = V_{in} \frac{D}{1-D} \quad (3.6)$$

olarak verilmiştir. Bu durum çıkış geriliminin D çalışma periyoduna bağlı olarak giriş geriliminden büyük ya da küçük olabilmesini sağlar (Ara vd., 1995). Şekil 3.11(c) de tipik bir

buck-boost dönüştürücü topolojisi verilmiştir. Güç anahtarı iletme girdiğinde giriş bobine enerji sağlar ve diyot ters kutuplanır. Anahtar kesime girdiğinde bobinde depolanan enerji çıkışa verilir. Bu aşamada kaynaktan enerji sağlanmamaktadır. Dc güç kaynaklarında çıkış kapasitörü oldukça büyük olmalıdır, böylece sabit bir çıkış gerilimi elde edilir. Dc sürücü sistemlerinde, kıyıcı döndürme işleminde azaltıcı (buck), rejenerasyon işleminde ise arttırıcı (boost) olarak çalışır.

3.4.4 Rezonans Link Da-Da Dönüştürücü

Rezonans dönüştürücü topolojisi da-da dönüştürücülerdeki anahtarlama kayıplarını azaltırken megahertzler mertebesinde anahtarlama frekansında çalışmaya olanak sağlar. Yüksek frekanslarda çalışmayla güç kaynaklarının boyutları küçültülebilir. En çok kullanılan rezonans dönüştürücü konfigürasyonu Şekil 3.12’de görülmektedir. Dc güç Mosfetli yarım köprü inverter ile değişken güce dönüştürülür. Rezonans kapasitörü transformatör bağlantılı ve 2 şotki (schottky) diyot ile doğrultmuş ve dc çıkış gerilimi elde etmek için filtrelenmiştir. Çıkış gerilimi inverter anahtarlama frekansı değiştirilerek regüle edilir. Şekil 3.12’deki paralel yapının aksine transformatörün ayarlanmış devreye seri olarak bağlandığı seri yüklü topoloji de kullanılabilir. Seri rezonans devresi kısa devre kısıtlamasını sağlar.



Şekil 3.12 Rezonans link dc-dc dönüştürücü (Richard ve Dorf, 2000)

4. GÜÇ FAKTÖRÜ DÜZELTME YÖNTEMLERİ

4.1 Güç Faktörü

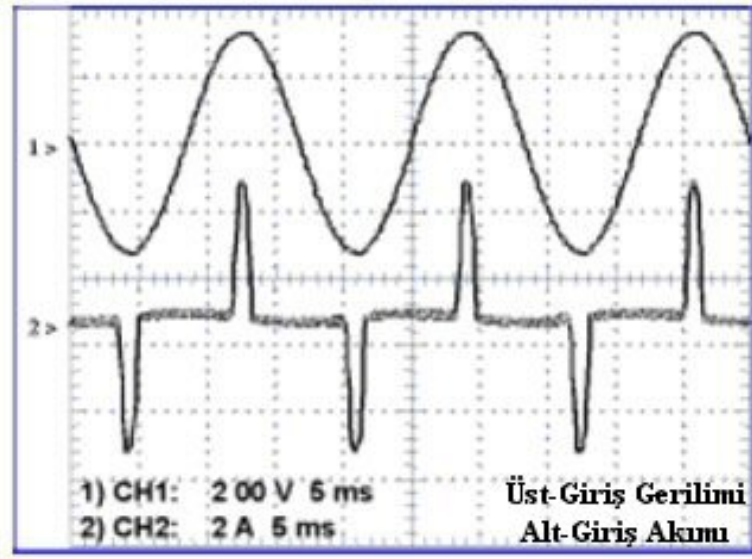
İdeal olarak elektrikli cihazların saf direnç olması ve böylece reaktif güç çekmemesi istenir. Akım dalga şekli gerilimin adeta bir kopyasıdır ve aynı fazdadır. Gerekli gerçek güçte çekilen akım bu şartlarda minimum olur ve bu da gücün gerek üretim gerek de dağıtımında ki kayıpların azaltılmasını sağlarken kullanılan cihazları da etkiler. Harmoniklerin olmadığı bir durumda bu hattan beslenen cihazlardaki girişimler de meydana gelmez.

Güç faktörü basitçe gerçek gücün görünür güce oranı olarak tanımlanabilir:

$$GF = \frac{\text{GerçekGüç}}{\text{GörünürGüç}} \quad (4.1)$$

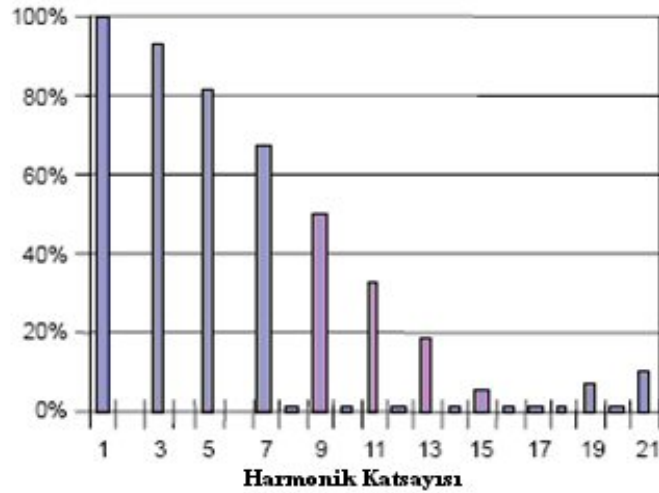
Gerçek güç değişken akım ve gerilim değerlerinin ortalamasından bulunurken, görünür güç değeri akım ve gerilimin rms(efektif) değerlerinden hesaplanır. Eğer akım ve gerilim sinusoidal ve aynı fazda ise güç faktörü 1'e eşittir. Eğer her iki değer de sinusoidal ancak aynı fazda değil ise güç faktörü faz açısının cosinusuna eşittir. Genellikle bu durum güç faktörü olarak adlandırılır ancak bu terim yalnızca akım ve geriliminin saf sinus oldukları durum için geçerlidir. Bu durum lineer olan rezisif, kapasitif ve endüktif yüklerde meydana gelir(Kim ve Enjeti, 2003).

Anahtarlama güç kaynakları şebekeye, giriş devrelerinden dolayı nonlinear empedans gibi etki ederler. Bunun nedeni giriş devrelerinde yarım ya da tam dalga doğrultucu ile kapasitör kullanılmasıdır. Kapasitör yeni bir deşarj darbesi gelene kadar yaklaşık olarak giriş geriliminin tepe değeri ile doludur(Qian, 1997). Bu durumda akım sadece sinus dalgasının tepe anlarında çekilir ve bu çekilen akım da yükün enerji ihtiyacını karşılamalıdır. Bu işlem iletim anında kapasitöre büyük bir enerji verilmesiyle sağlanır, bu enerji periyot tamamlanana kadar yükü besler. Genelde akım dalgası periyotun %10 ya da %20 mertebelerindedir yani darbe anındaki akımın, ortalama akımın genliğinden 5 yada 10 kat fazla olması gerekmektedir (Bollen ve Basu, 2005). Şekil 4.1 bu durumu göstermektedir.



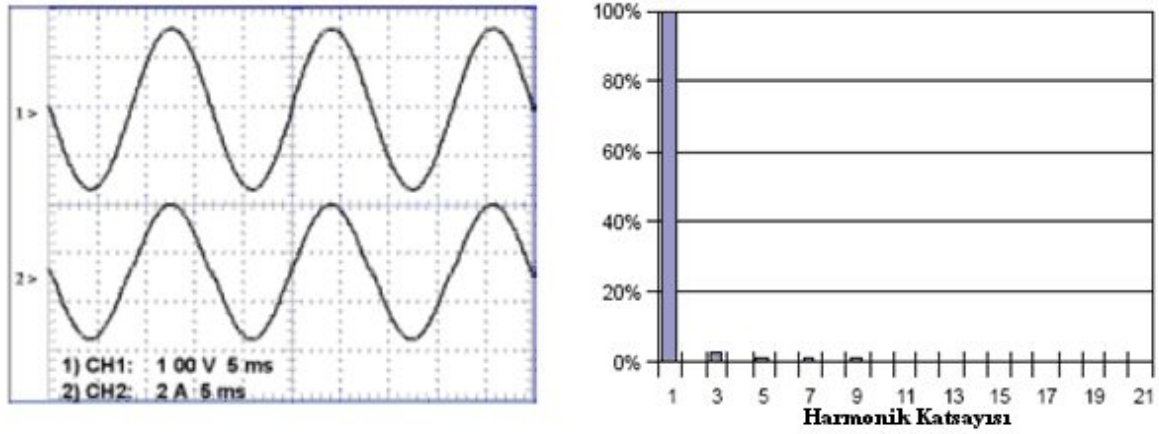
Şekil 4.1 Güç faktörü düzeltilmesiz bir anahtarlamalı mod güç kaynağının giriş karakteristikleri

Akım dalga şeklindeki büyük bozulmaya rağmen akım ve gerilim aynı fazda olabilir. “Faz açısının cosinusunu” ifadesi bu güç kaynağının güç faktörünün 1 olduğu gibi yanlış bir sonuç verecektir. Şekil 4.2 akım harmonik bileşenini göstermektedir. Temel frekans (60 Hz) referans genlik %100 olarak verilmiş ve daha yüksek mertebeli harmonikler de bu temel genliğin yüzdesi olarak sıralanmıştır. Harmonikler zor görünmesine karşın bu dalga şeklinin simetrisinin bir sonucudur. Eğer dalga şekli parçalanamayacak kadar dar ve oldukça yüksek darbelerden oluşsaydı spectrum düz yani bütün harmonikler eşit genliğe sahip olacaktı. Bu güç kaynağının güç faktörü 0.6 civarındadır.



Şekil 4.2 Akım dalga şeklinin harmonik bileşenleri

Şekil 4.3 mükemmel bir güç faktörü düzeltme sağlanmış bir güç kaynağının girişini göstermektedir. Akım, hem dalga şeklinde hem de fazda gerilimi takip etmektedir. Akımın harmonik bileşenlerinin olmadığı dikkate alınmalıdır.



Şekil 4.3 Mükemmel güç faktörüne yakın bir güç kaynağının giriş karakteristikleri

Yukarıda anlatılanlardan görüleceği gibi yüksek güç faktörü ve düşük harmonikler birbirlerine bağımlı konulardır. Ancak yine de kesin bir ilişki görülmez alttaki eşitlikler toplam harmonik dalgalanmasını güç faktörüyle ilişkilendirmektedir.

$$THD(\%) = 100 \sqrt{-1 + \frac{1}{K_d^2}} \quad (4.2)$$

Burada K_d bozulma faktörüdür ve

$$K_d = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD(\%)}{100}\right)^2}} \quad (4.3)$$

değerine eşittir.

Akım temel bileşeni ile giriş gerilimi aynı fazda ise $K_\theta = 1$ ve

$$GF = K_d K_\theta = K_d \quad (4.4)$$

$$GF = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD(\%)}{100}\right)^2}} \quad (4.5)$$

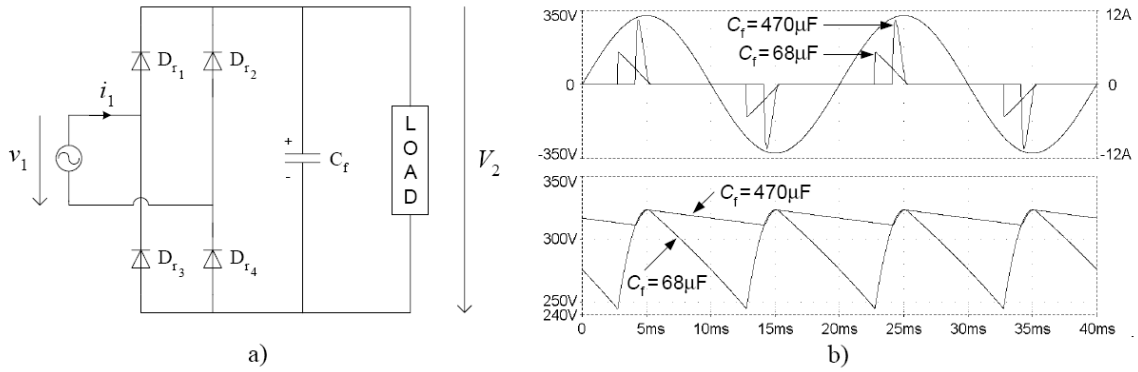
(4.5)'ten %10 THD de güç faktörünün yaklaşık 0.995 elde edileceği görülür.

Harmoniklerin sınırlarını belirlemek giriş akımının bozulmasını kontrol etmek için önemli bir yöntemdir. Dolayısıyla giriş akımının şekillendirilmesinin adı güç faktörü düzeltmek iken regülasyon başarısının ölçütü harmonik bileşendir (Scillic, 2004).

4.2 Güç Faktörü Düzeltme Şekilleri

4.2.1 Ek Eleman Kullanılmadan Yapılan İşlemler

Şekil 4.4'deki diyot köprü doğrultucu nonsinüoidal şebeke akımına sahiptir. Bunun sebebi birçok yükün düşük salınımlı V_2 kaynak gerilimi ihtiyacı için kullanılan C_f kondansatörüdür. Sonuç olarak doğrultucu diyotların iletim aralıkları kısadır ve şebeke akımı önemli harmonik bileşen içeren dar darbelerden oluşmaktadır. Ek elemanlar eklemekten akım dalga şeklini düzeltmenin en iyi yolu C_f kapasitörünü daha düşük seçmektir. Bu yapıldığında çıkış gerilimindeki dalgalanma artar, doğrultucu diyotların iletim aralıkları genişler. Giriş akım şekli doğrultucunun beslediği yüke bağımlı hale gelir. Bu çözüm yükün çok darbeli dc kaynak gerilimi kullandığı el aletleri gibi uygulamalarda kullanılır. Şekil 4.4'deki sonuçlardan da görüleceği gibi akım dalga şekli düşük kapasitans ile geliştirilmiş çıkış gerilim dalgalanması da artmıştır.



Şekil 4.4 Diyot köprü doğrultucu a) devre, b) şebeke akım ve gerilimi (üst grafik) ve çıkış gerilimi (alt grafik), $V_1 = 230 \text{ V}_{\text{rms}}$, $P = 200\text{W}$, $C_f = 470\mu\text{F}$ iken akım değerleri $K_d = 0.409$, $\cos\phi = 0.991$, $GF = 0.405$ ve çıkış gerilim dalgalanması $\Delta V_2 = 12\text{V}$. $C_f = 68\mu\text{F}$ iken akım değerleri $K_d = 0.619$, $\cos\phi = 0.910$, $GF = 0.563$ ve çıkış gerilim dalgalanması 78V (Grigore, 2001)

Burada,

K_d = bozulma faktörü

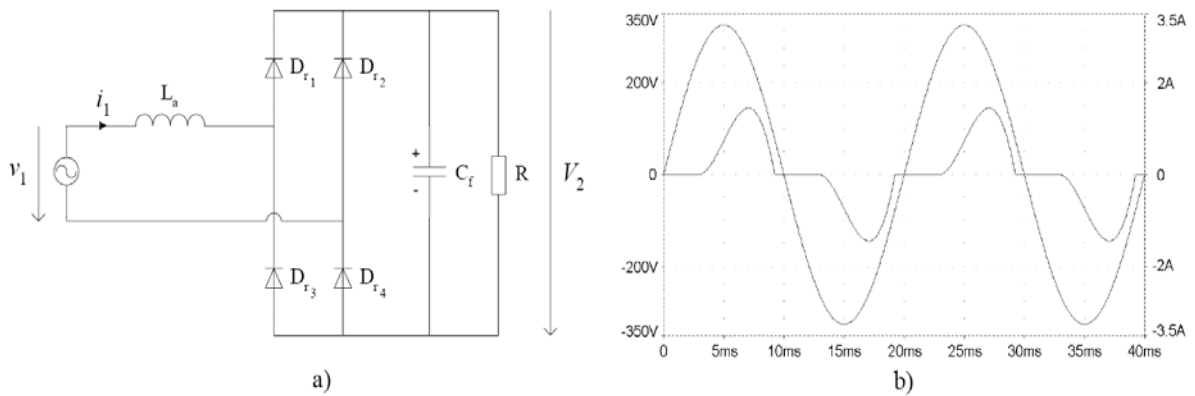
$\cos\phi$ = kayma güç faktörüdür.

Bu metodun bazı sınırlamaları vardır. Örneğin, harmonik akımları önemli ölçüde azaltılmamaktadır ve çıkış gerilim dalgalanması büyüktür ki bu birçok uygulamada kabul edilebilir bir durum değildir.

Sonuç olarak pasif yaklaşımlar 300W'tan düşük güçlü ve şebeke gerilim aralığının dar olduğu uygulamalar için daha uygundur.

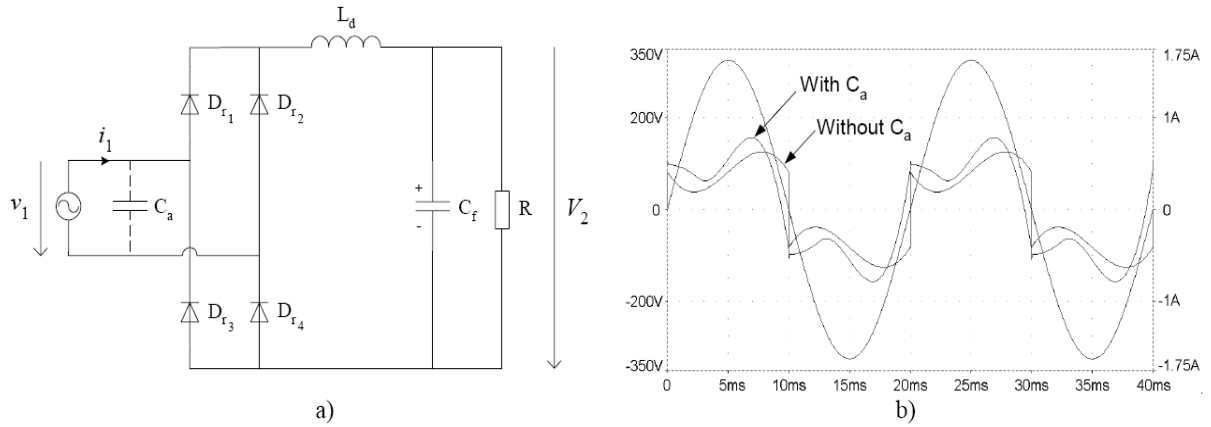
4.2.2 Pasif GFD

Pasif gfd metodları Şekil 4.4 deki köprü doğrultuculu yönteme ek bazı pasif elemanlar eklenerek gerçekleştirilir. Basit yöntemlerden biri diyot köprüsünün şebeke tarafına gerilime seri bir endüktası bağlamak ki bu Şekil 4.5(a)'da görülmektedir ve gerilimin sıfır geçiş durumunda şebeke akımının sıfır olmasını sağlayacak devre koşullarını sağlamaktır (Carbone ve Scappatura, 2004). Dc çıkış geriliminin teorik olarak sabit olduğu varsayılır ve $GF = 0.76$ elde edilir. Gerçekte ise devrenin dc çıkış gerilimi şebeke frekansının iki katı frekanstadır. Ac tarafta, güç faktörünü maksimum yapacak şekilde endüktans kullanılan doğrultucunun simüle edilen sonuçları Şekil 4.5 (b)'de gösterilmiştir.



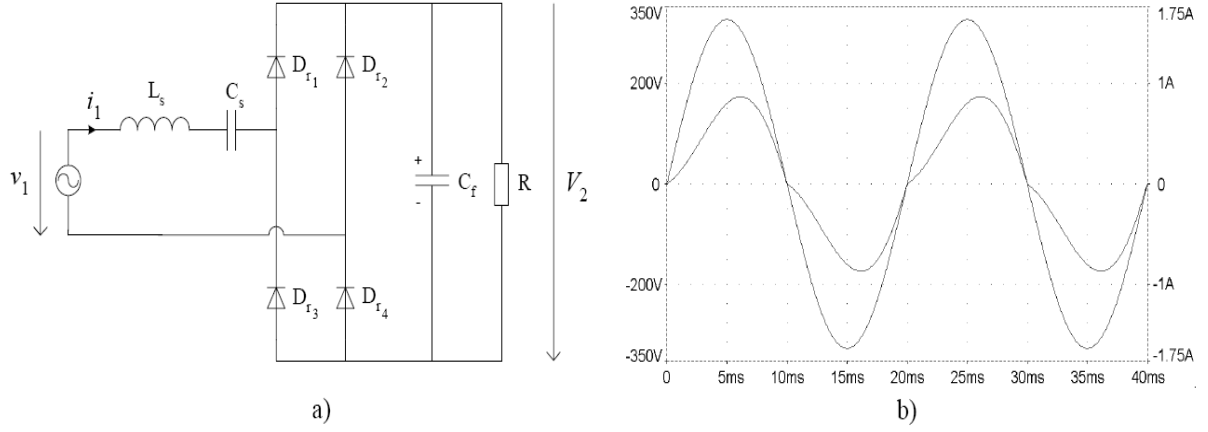
Şekil 4.5 Ac tarafta endüktans kullanılan doğrultucu (a) devre, (b) $V_1 = 230 V_{rms}$, $R = 500\Omega$, $C_f = 470\mu F$, $L_a = 130mH$, şebeke akımı $K_d = 0.888$, $\cos\phi = 0.855$, $GF = 0.759$, $V_2 = 257V$ (Grigore, 2001)

Bobin Şekil 4.6’da görüldüğü gibi dc tarafa da koyulabilir. Yeterince büyük bir L_d endüktansında bobin akımı kesintisizdir. Endüktansın sonsuza yakın kabul edildiği durumlarda bobin akımı sabittir, böylece doğrultucunun giriş akımı kare dalgadır ve güç faktörü $GF=0.9$ ’dur. Ancak böyle bir işleme yakın bir gerçekleştirme yapabilmek için bobinin çok büyük ve kullanışsız seçilmesi gerekir, şekil 4.6(b)’ deki simule edilmiş dalga şekli için kullanılan (C_a kondansatörü kullanılmadan) $L_d = 1H$ lik durumda olduğu gibi. Daha düşük L_d endüktans değerlerinde bobin akımı kesintili olur. Böyle bir durumda çalışmada elde edilen güç faktörü değeri $GF = 0.76$ ’dır. Güç faktöründe iyileşme $\cos\phi$ değerinin iyileşmesi için C_a ’nın eklenmesiyle gerçekleşir (Şekil 4.6a). Maksimum bozulma faktörü K_d ve 1 değerine yakın $\cos\phi$ sağlayan ve $GF = 0.905$ elde edilebilen devre dizaynı mümkündür. Şekil 4.6(b)’de $L_d = 275mH$ ve $C_a = 4.8\mu F$ için bu durum incelenmiştir.

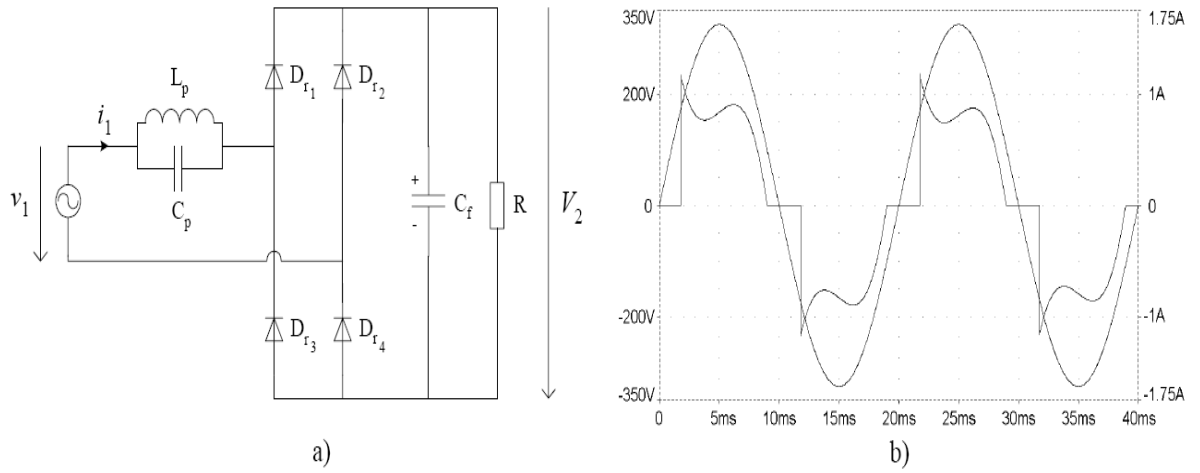


Şekil 4.6 Dc tarafta bobinli doğrultucu, a) devre, b) $L_d = 1H$, C_a kullanılmadan $K_d = 0.897$, $\cos\phi = 0.935$, $GF = 0.839$, $V_2 = 205$ V. $L_d = 275mH$ ve $C_a = 4.8\mu F$ iken $K_d = 0.905$, $\cos\phi = 0.999$, $GF = 0.904$ ve $V_2 = 232$ V (Grigore, 2001)

Şebeke akımının dalga şekli alçak geçiren giriş ve çıkış filtreleriyle geliştirilebilir. Rezonans networklerden oluşturulmuş ve harmonikleri azaltan birçok çözüm de vardır. Şekil 4.7’de şebeke frekansına ayarlı seri rezonans modelin band geçişli filtresi AC kaynak ve yük arasında kullanılmıştır. 50/60 Hzlik şebekelerde yüksek değerlikli reaktif elemanlara ihtiyaç vardır. Dolayısıyla bu yöntemin 400Hz’ten yukarıdaki şebekelerde özellikle 20kHz’lik uygulamalarda kullanımı pratiktir. Şekil 4.8’te paralel rezonansın bant durdurucu filtresi simule edilmiş dalga şekilleriyle birlikte verilmiştir. Bu filtre 3. harmoniğe göre ayarlanmıştır, dolayısıyla seri rezonans bantgeçirgen filtreye göre daha düşük değerlikli reaktif elemanlara izin verir.

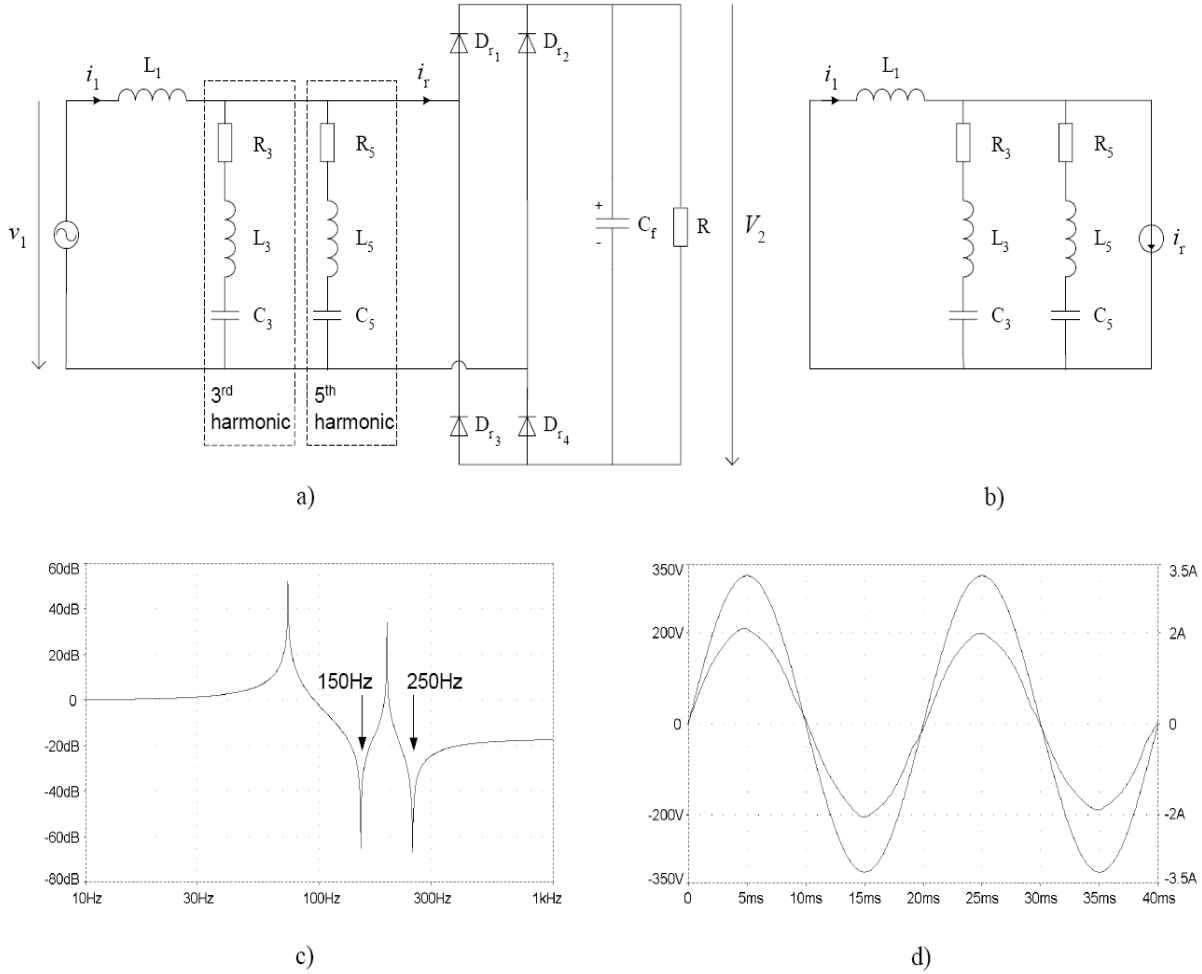


Şekil 4.7 Seri rezonans bant geçiş filtreli doğrultucu a) devre, b) $L_s = 1.5 \text{ H}$, $C_s = 6.75 \mu\text{F}$, şebeke akım karakteristikleri $K_d = 0.993$, $\cos\phi = 0.976$, $GF = 0.969$ ve $V_2 = 254 \text{ V}$ (Grigore, 2001)



Şekil 4.8 Paralel rezonans bant durdurucu filtreli doğrultucu a) devre, b) $L_p = 240 \text{ mH}$, $C_p = 4.7 \mu\text{F}$, şebeke akım karakteristikleri $K_d = 0.919$, $\cos\phi = 0.999$, $GF = 0.918$ ve $V_2 = 266 \text{ V}$ (Grigore, 2001)

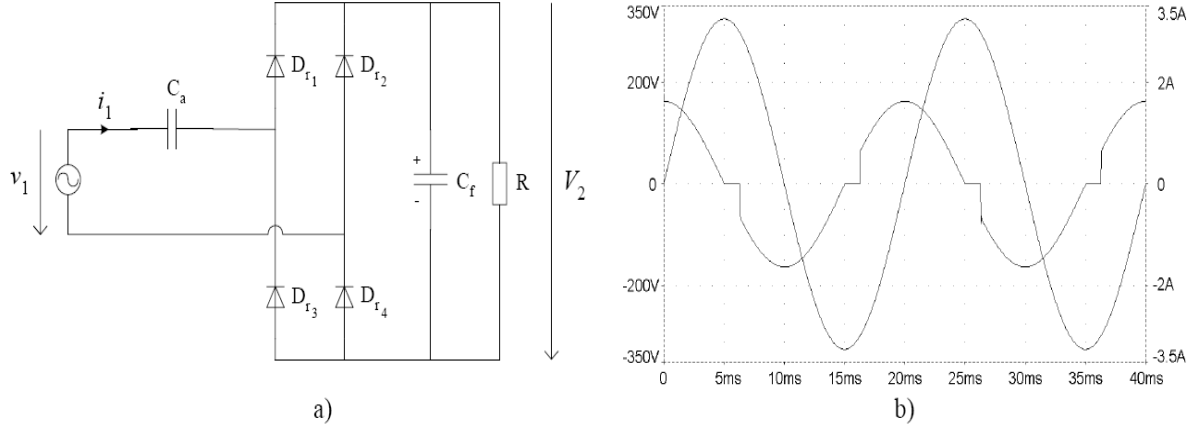
Diğer bir yöntem ise harmonik yakalayıcı filtre kullanmaktır. Harmonik yakalayıcı, ac kaynağa paralel bağlanmış ve istenilen harmonik değerine ayarlanmış seri rezonans ağından oluşur. Şekil 4.9(a-b)'de 3. ve 5. harmoniklere ayarlanmış ve Şekil 4.9(c)'de simülasyonu verilmiş iki adet harmonik yakalayıcı filtre kullanılmıştır. Şekil 4.9(d)'den görüldüğü gibi şebeke akım gelişimi devre karmaşıklığının artmasına rağmen oldukça iyidir. Harmonik yakalayıcı sistemler bant-engelleyici filtrelerle birlikte kullanılabilirler.



Şekil 4.9 Harmonik yakalayıcı doğrultucu a) devre, b) filtrenin frekans cevabı için simülasyon devresi c) $L_1 = 400 \text{ mH}$, $L_3 = 200 \text{ mH}$, $L_5 = 100 \text{ mH}$, $C_3 = 5.6 \mu\text{F}$, $C_5 = 4.04 \mu\text{F}$, $R_3 = 0.1 \Omega$, $R_5 = 0.1 \Omega$ değerlerinde filtrenin frekans cevabı ($i_1(s) / i_r(s)$) d) $V_1 = 230 \text{ V}_{\text{rms}}$, $R = 500 \Omega$, $C_f = 470 \mu\text{F}$ değerlerinde şebeke gerilim ve akımı. Şebeke akım değerleri $K_d = 0.999$, $\cos \phi = 0.999$, $GF = 0.998$ ve $V_2 = 395 \text{ V}$ (Grigore, 2001)

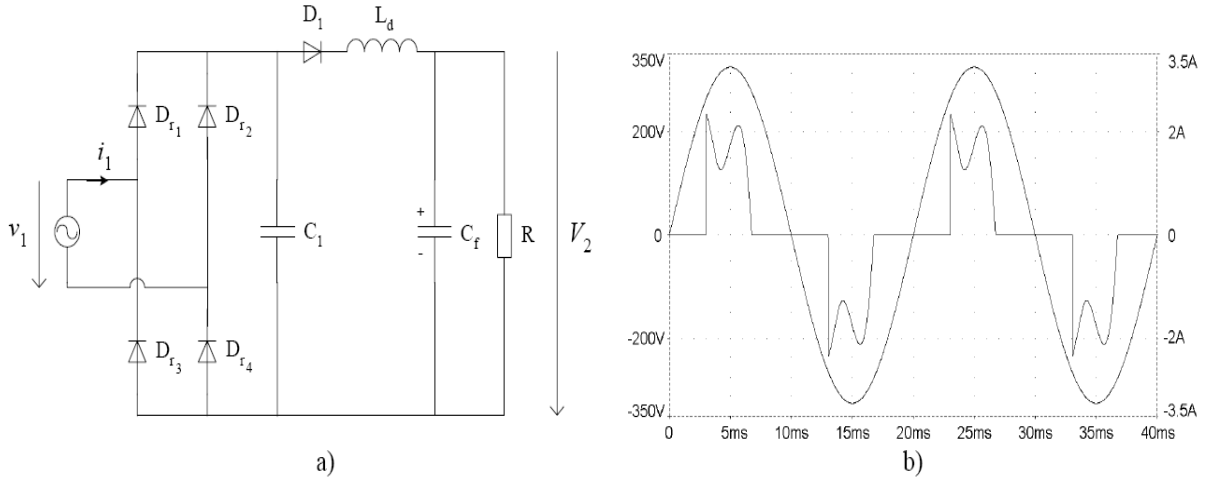
Şekil 4.10'daki kapasitör beslemeli doğrultucu IEC standartlarını 230V'ta ve 250W güce kadar sağlayabilen oldukça basit bir devredir. Dönüştürme oranı X_a / R dir. Burada

$X_a = 1 / (\omega_L C_a)$ dır. Bu yüzden şebeke geriliminden daha düşük ve yük durumuna bağımlı bir çıkış gerilimi elde etmek mümkündür. Harmonik akımın azaltılmasına rağmen güç faktörü oldukça düşüktür.



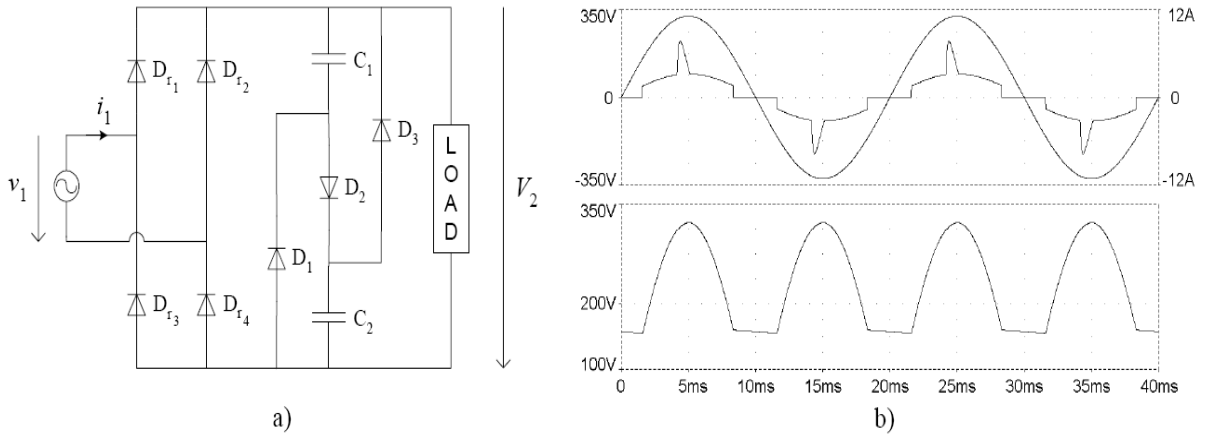
Şekil 4.10 Kapasitör beslemeli doğrultucu a) devre, b) $V_1 = 230 \text{ V}_{\text{rms}}$, $R = 500\Omega$, $C_f = 4700\mu\text{F}$, $C_a = 16\mu\text{F}$ değerleri için şebeke gerilim ve akımı(Grigore, 2001)

Ek olarak bobin, kapasitör ve diyot bulunduran LCD doğrultucular Şekil 4.11’de dalga şekilleri ile birlikte verilmiştir. Eklenmiş reaktif elementlerin değerleri görece düşüktür. Bu devrenin yapım amacı IEC-1000-3-2 ye göre Class D ile bağlantılıdır. Devre giriş akım şeklini değiştirirken harmonik akımlarda sınırlı bir azalma sağlar. Bu devrenin sınıfının Class D’den Class A’ya değiştirilmesi de mümkündür. Böylece Class D için sağlanamayan güç sınırları Class A’ da yakalanabilir.



Şekil 4.11 Lcd doğrultucu a) devre, b) $V_1 = 230 \text{ V}_{\text{rms}}$, $R = 500\Omega$, $C_f = 470\mu\text{F}$, $C_1 = 40\mu\text{F}$, $L_d = 10\text{mH}$ için şebeke gerilim akım dalga şekli. $K_d = 0.794$, $\cos\phi = 0.998$ ve $GF = 0.792$ ve $V_2 = 304 \text{ V}$ (Grigore, 2001)

Son olarak valley-fill doğrultucu simule dalga şekilleri ile Şekil 4.12’de gösterilmiştir. Devre harmonik içerikleri azaltır ancak çıkış gerilimi oldukça değişkendir ve yükün bu değişimi tolare etmesi gerekmektedir.

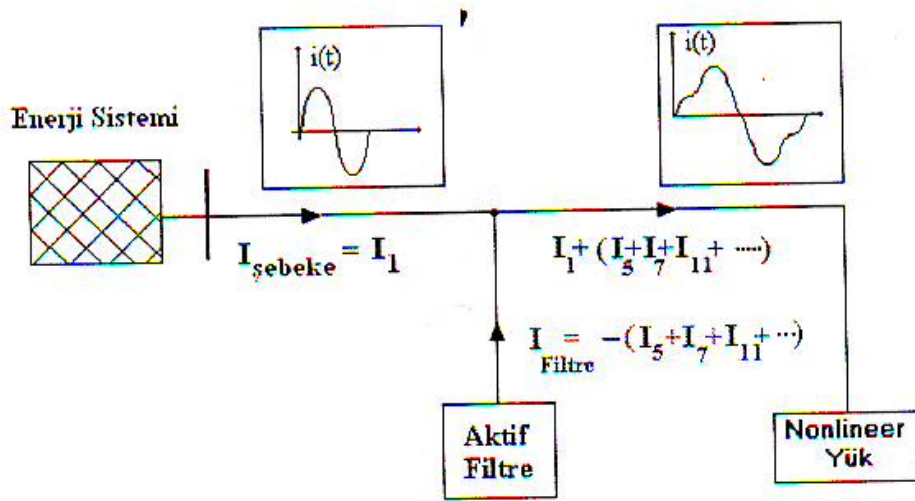


Şekil 4.12 Valley-fill doğrultucu a) devre, b) $V_1 = 230 \text{ V}_{\text{rms}}$, $P = 200\text{W}$, $C_1 = C_2 = 470\mu\text{F}$ değerlerinde akım-gerilim (üst graf), çıkış gerilimi (alt graf). $K_d = 0.921$, $\cos\phi = 0.999$ ile $GF = 0.920$ ve gerilim dalgalanamsı $\Delta V_2 = 168 \text{ V}$ (Grigore, 2001)

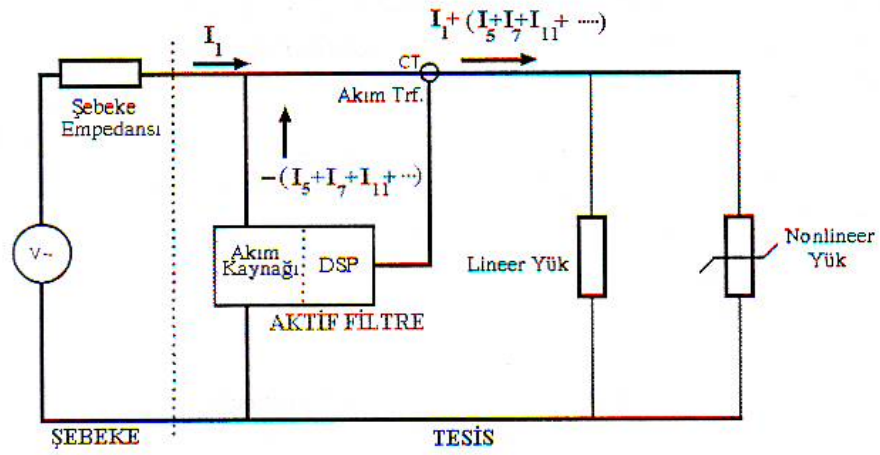
Pasif güç faktörü düzelticiler basitlik, güvenilirlik, gürültüden etkilenmeme, yüksek frekans EMI girişimlerinin ve yüksek frekans anahtarlama kayıplarının oluşmaması gibi avantajlara sahiptirler. Ancak diğer taraftan bu yöntemlerin dezavantajları da vardır. Bunlar şebeke frekanslı reaktif elamanlar kullandıklarından dolayı ağır ve hantaldırlar. Ayrıca kötü dinamik cevapları, düşük gerilim regülasyonu olması ve akım dalga şeklinin yüke bağımlı olması diğer dezavantajlarıdır. Harmonikler azaltılmasına rağmen temel bileşenin fazının güç faktörünü azaltacak şekilde kayması mümkündür. Ayrıca rezonans şebeke temelli devreleri şebeke frekansına duyarlıdır. Harmonik yakalama filtrelerinde seri rezonans belirli bir harmoniğe ayarlanır. Ancak değişik frekanslarda paralel rezonanslar oluşabilir ve diğer harmonikleri yükseltebilirler(Rustom 2003; Grigore, 2001).

4.2.3 Aktif Filtreler

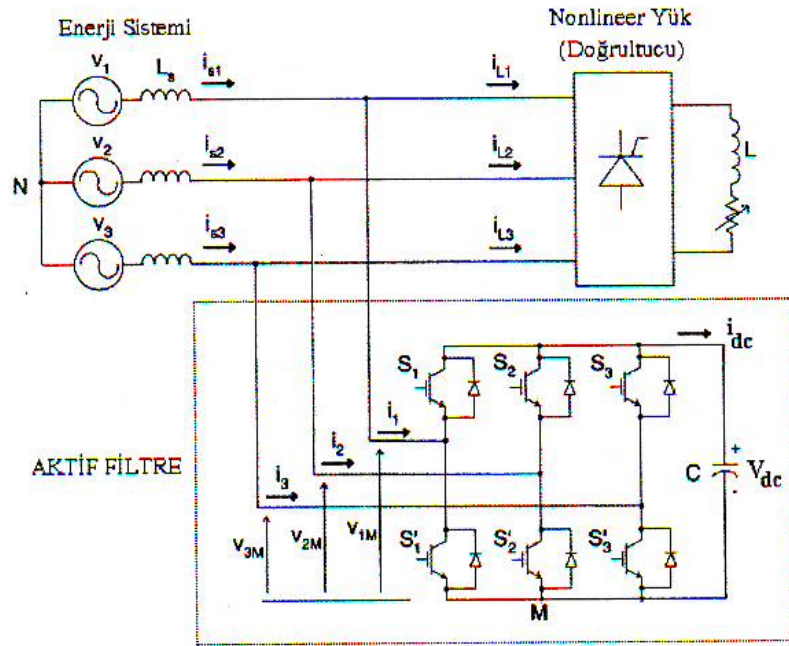
Aktif filtreler nonlinear yük tarafından üretilen ve şebekeye enjekte edilen harmonikleri analiz eder ve faz açılarını belirlerler. Bu harmonik akımlarının aynı genlikteki ters işaretlisini yük barasına enjekte ederler. Böylece şebekeden sinüsoidal bir akım çekilir. Şekil 4.13 aktif filtrenin çalışması, Şekil 4.14’de de devreye bağlantısı gösterilmiştir(Pan, 2005).



Şekil 4.13 Aktif filtre ile harmoniklerin giderilmesi (Kocatepe vd., 2006)



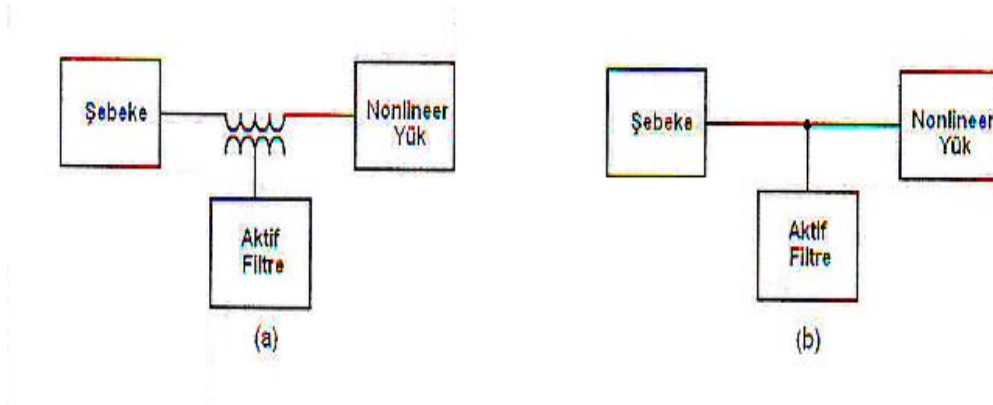
Şekil 4.14 Aktif filtrenin devreye bağlanması (Kocatepe vd., 2006)



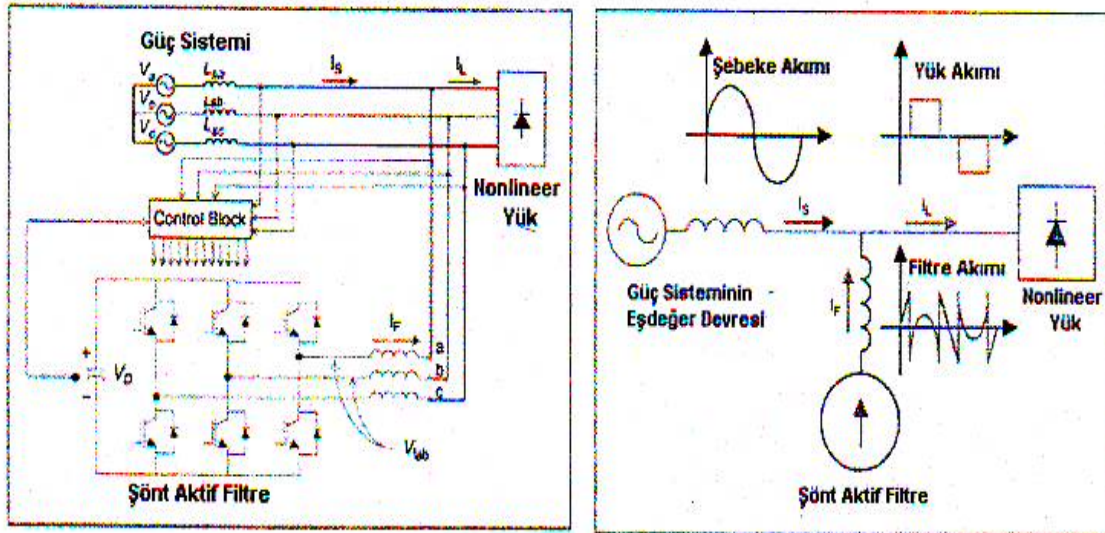
Şekil 4.15 Aktif filtreyi oluşturan temel elemanlar (Kocatepe vd., 2006)

Şekil 4.15'te aktif filtre elemanları gösterilmiştir. Aktif filtre içerisinde IGBT'lerden oluşan 6 adet anahtarlama elemanı vardır. Kontrol devresi tarafından uygun anahtarlama fonksiyonları oluşturularak bu anahtarlama elemanları ve dc kondansatör yardımıyla istenilen akımlar elde edilir. Burada aktif filtre bir kontrollü akım kaynağı gibi çalışır(Pan vd., 2005).

Aktif filtreler harmonik giderme işlemini devreye iki şekilde bağlanarak sağlarlar. Bu bakımdan aktif filtreler seri (Şekil 4.16(a)) ve şönt (Şekil 4.16(b)) olarak ikiye ayrılabilir. Günümüzde yaygın kullanılan, şönt tipi aktif filtredir. Şönt aktif filtre ve seri aktif filtre tesiste var olan pasif filtre ile kombine olarak da çalışabilmektedir.



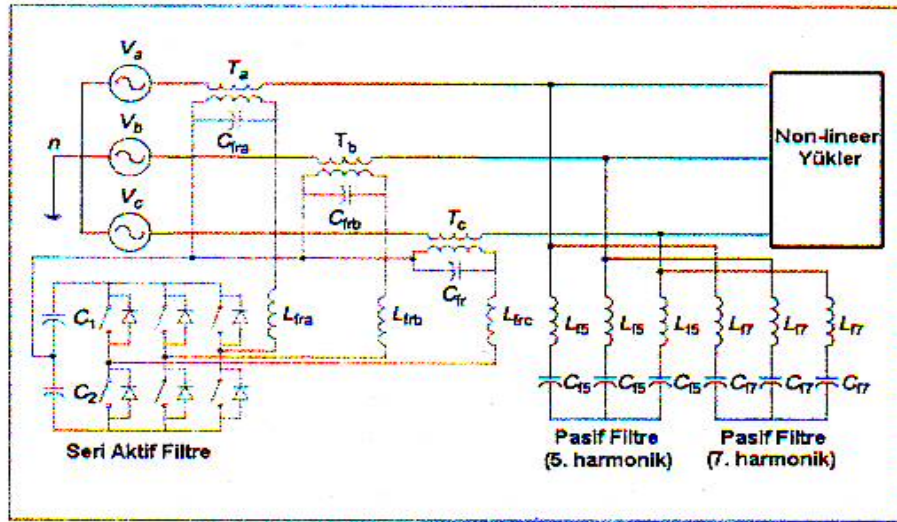
Şekil 4.16 Aktif filtrenin devreye bağlanması a)seri, b)şönt (Kocatepe vd., 2006)



Şekil 4.17 Şönt aktif filtrenin devreye bağlanması ve çalışma ilkesi (Kocatepe vd., 2006)

Filtreleme işlemi yapılacak tesisteki yükler, güç katsayısı yüksek dolayısıyla reaktif güç kompanzasyonu gerektirmeyen ancak harmonik distorsiyonu yüksek olan yükler ise bu durumda aktif filtre kullanımı uygundur.

Şekil 4.17’de şönt filtrenin çalışma ilkesi gösterilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi nonlineer yük akımı kare dalga şeklinde olduğu halde aktif filtre harmonik akımlarının ters işaretlisini sisteme enjekte ettiği için şebekeden çekilen akım sinüsoidal olmaktadır.



Şekil 4.18 Seri aktif filtrenin devreye bağlanması ve pasif filtre ile birlikte kullanılması (Kocatepe vd., 2006)

Şekil 4.18’de görüldüğü gibi seri aktif filtre devreye bir transformatör üzerinden bağlanır. Devreye seri bağlı bir gerilim regülatörü gibi davranır, yüke uygulanan gerilimin sinüsoidal olmasını sağlar. Şekildeki seri aktif filtre 5. ve 7. harmonikler için tasarlanmış pasif filtre ile birlikte kullanılmıştır.

Aktif filtreler pasif filtrelere göre pahalı olmakla beraber aynı anda birden fazla harmonik frekansı için filtreleme yapabilir. Yine aktif filtreler dağıtımda değişiklikler yapıldığı zaman bile etkili harmonik kompanzasyonuna devam ederler ki bu onların en önemli üstünlükleridir (Kocatepe vd., 2006).

Çizelge 4.1 Aktif filtre ile pasif filtrenin karşılaştırılması (Kocatepe vd., 2006)

Konu	Pasif Filtre	Aktif Filtre
Filtrenin ayarlandığı frekans	Bir veya iki frekansa ayarlıdır	Birden fazla frekansa ayarlanabilir
Harmonik değerlerinde değişme	Yeni filtre gerektirir	Problem çıkarmaz
Empedansın etkisi	Rezonans meydana gelebilir	Etkilemez
Temel frekans değişmesi	Etkinliğini azaltır	Etkilemez
Akım yükselmesi	Problem çıkabilir.	Aşırı yüklenme yaşanmaz

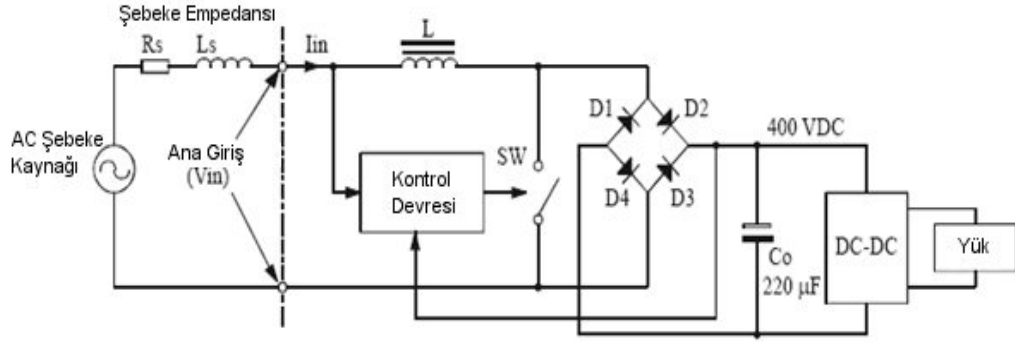
4.2.4 Aktif Güç Faktörü Düzeltme Metodları

Aktif GFD devreleri daha iyi karakteristiklere sahiptirler ve yukarıdaki dezavantajların çoğu aktif gfdlerde geçerli değildir.

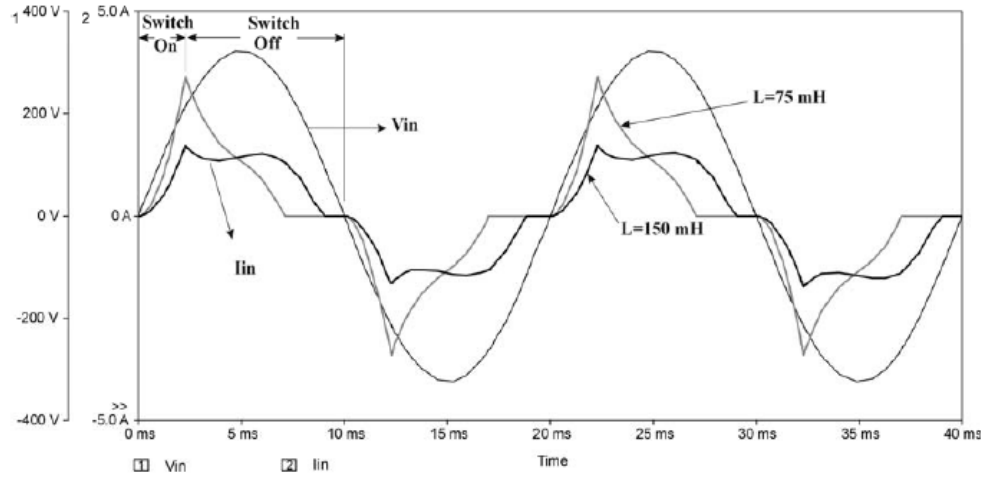
4.2.4.1 Alçak Frekans Aktif Güç Faktörü Düzeltme

Şekil 4.19a'da 250W'lık sabit bir yük için düşük frekanslı aktif bir GFD devresi görülmektedir. Giriş güç faktörünün 0.95 mertebelerinde elde edilmesi düşük frekans aktif gfd devresi ile mümkündür. Bu devrede SW anahtarı iki yönlüdür ve sıfır gerilim geçişinden sonra sabit bir peryotta iletimdedir. Bu sabit iletim süresinden ya da çıkış gerilimi istenilen değerin üstüne çıkmaya meylettğinde SW anahtarı kesime sokulur. Bu durum, giriş köprü doğrultucunun iletim açısında bir yükselmeye sebep olur ve kabul edilebilir bir dalga şekline yükseltilir. Alçak frekans aktif güç faktörü düzeltme devresinin 150mH ve 75 mH lik iki farklı endüktans değeri için akım ve gerilim dalga şekilleri Şekil 4.19b'de verilmiştir. Temel bileşene göre normalize edilmiş tek harmonikler Şekil 4.19c ve Şekil 4.19d de verilmiştir.

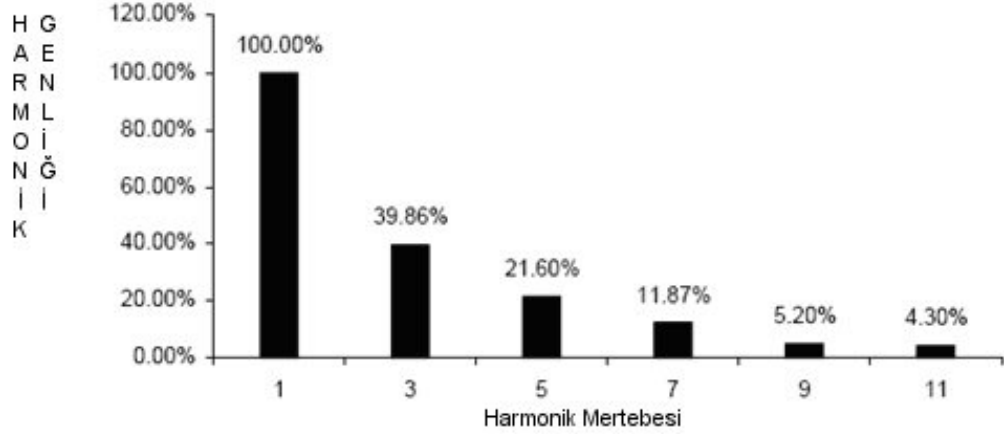
Bu devre önceden belirtilen pasif PFC yöntemlerinden daha az EMI girişimleri üretir ve daha küçük boyutlu bir bobine ihtiyaç duyar, ayrıca ileride açıklanacak Yüksek Frekans aktif GFD den daha güvenilir ve daha etkilidir. Ancak reaktif elemanları yüksek frekans aktif GFD'ye göre daha büyüktür ve çıkış gerilim regülasyonu yavaştır.



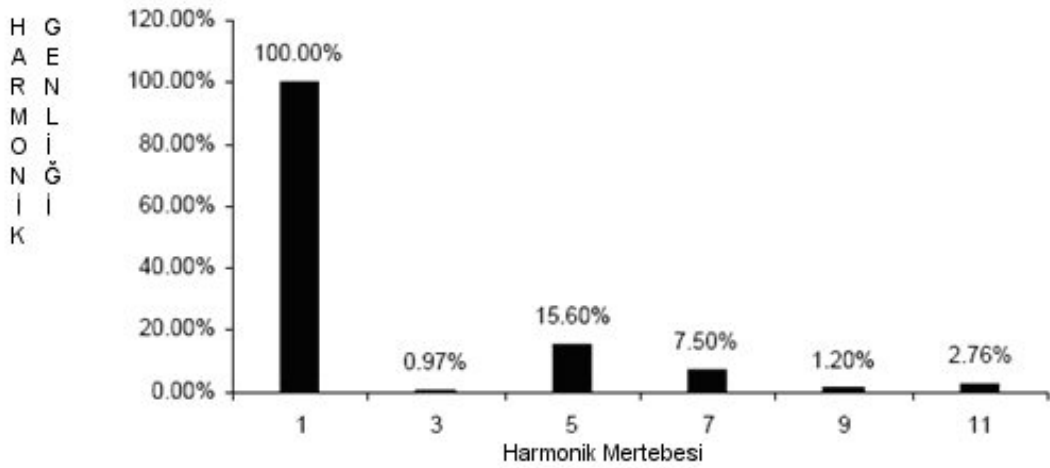
Şekil 4.19.a) Alçak frekans aktif güç faktörü düzeltme devresi (Basu, 2006)



Şekil 4.19.b) 75mH ve 150mH endüktans değerlerinde alçak frekans güç faktörü düzeltme devresinin giriş akım ve dalga şekilleri (Basu, 2006)



Şekil 4.19.c) 75mH endüktans değeri için temel bileşende normalize edilmiş akım harmonikleri(Basu, 2006)



Şekil 4.19.d) 150mH endüktans değeri için temel bileşende normalize edilmiş akım harmonikleri(Basu, 2006)

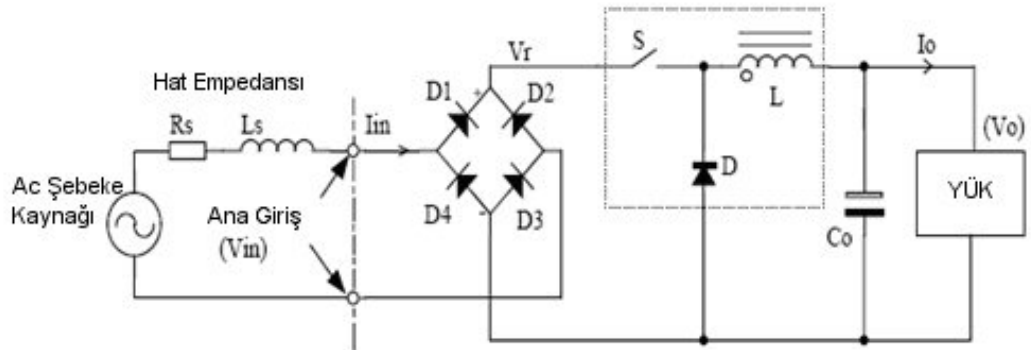
4.2.4.2 Yüksek Frekans Aktif Güç Faktörü Düzeltme

Yüksek frekans aktif GFD köprü doğrultucu ile filtre kapasitörü arasına buck, boost ya da buck-boost dönüştürücüler eklenerek gerçekleştirilir ve uygun kontrol metodlarıyla giriş akımı şekillendirilir. Bütün dönüştürücü metodlarında anahtarlama frekansı şebeke frekansından oldukça yüksektir, çıkış gerilim dalgalanması şebeke frekansının iki katıdır ve çıkış çoğu zaman regülelidir. Kullanılan dönüştürücü çeşidine göre Gfd çıkış gerilimi daha yüksek ya da daha alçak olabilir. Buck dönüştürücü ile çıkış gerilimi daha düşük olurken,

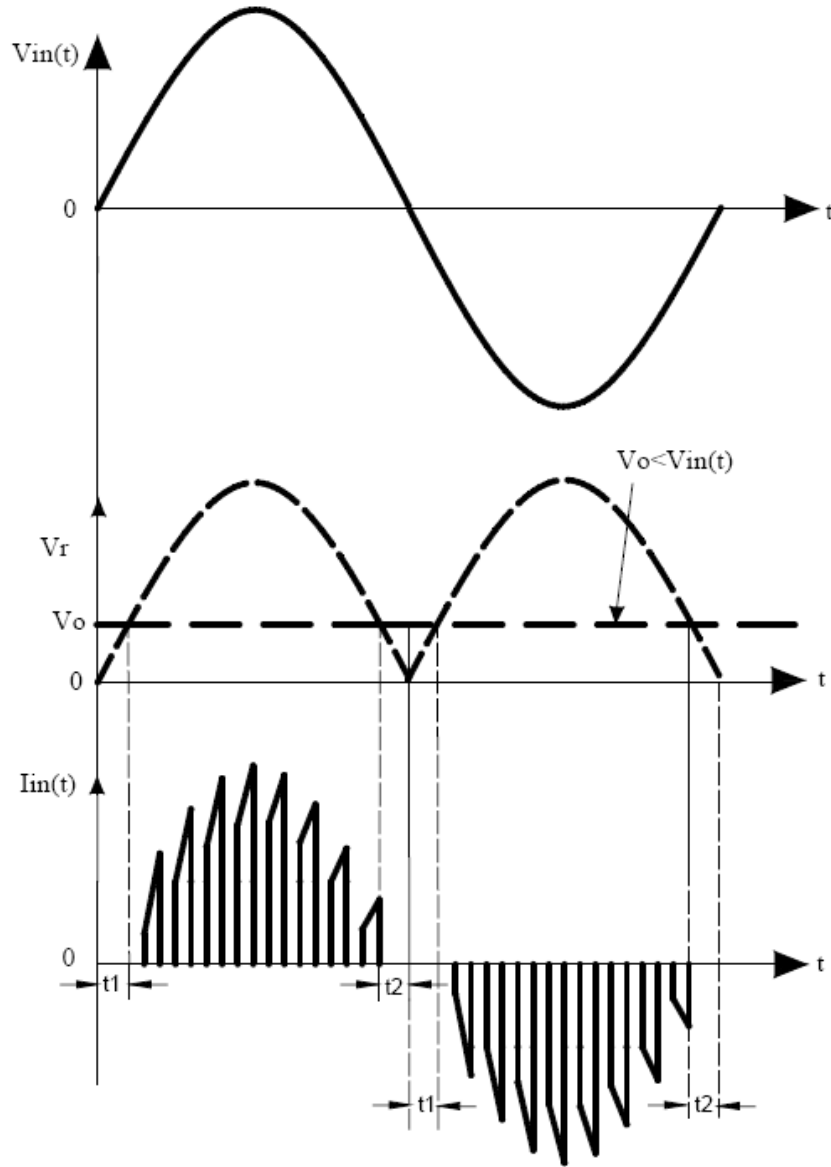
boost dönüştürücü ile daha yüksek olur. Buck-boost dönüştürücü kullanılması durumunda çıkış gerilimi giriş geriliminin maksimum değerinden hem daha yüksek hem de daha düşük olabilir. Bu dönüştürücülerdeki bobin akımı kesintisiz ya da kesintili olabilir. Kesintisiz iletim modunda bobin akımı bir anahtarlama periyodu boyunca hiç sıfır değerine düşmez. Kesintili akım modunda ise bobin akımı anahtarlama periyodu içinde sıfır değerini görür. Bobin akımı üç dönüştürücü tipinde de kesintisiz olabildiği halde Ac giriş akımının yüksek frekans anahtarlama akımı komponentleri sadece boost dönüştürücüde kesintisiz olabilir. Bunun sebebi buck ve buck-boost dönüştürücülerde anahtarın giriş akımını anahtarlama periyotlarında etkilemesidir. Bu durum aşağıda dönüştürücülerin çalışma karakteristiklerinde daha anlaşılır haldedir. Gerçekte anahtarlama frekansları şebeke frekansından oldukça yüksektir ve ac akım dalga şekli kullanılan kontrol yöntemine bağlıdır. Kesintisiz akım modunda çalışıldığı kabul edilmiştir (Basu, 2006).

Buck Dönüştürücü Temelli Aktif Güç Faktörü Düzeltme

Şekil 4.20a ve Şekil 4.20b de giriş gerilimini azaltan buck dönüştürücü temelli GFD devresi görülmektedir. Dönüştürücü sadece giriş gerilimi $V_{in}(t)$, çıkış geriliminden V_o yüksek olduğu durumda çalışmaktadır ve t_1 ile t_2 süreleri boyunca ac girişten akım akmamaktadır. Sıfır geçiş giriş gerilim yakınında şebeke akım zarfında bozulma meydana getirir. Ek olarak, bobin akımı kesintisiz olsa da dönüştürücünün giriş anahtarlama akımı S anahtarı her anahtarlama periyodunda girişe etki ettiği için kesintilidir. Bu yüzden giriş akımı önemli yüksek frekans bileşenlere sahiptir ve bu EMI girişimlerinin ve filtreleme gereksinimlerinin artmasına neden olur (Kyyra ve Grigore, 2000).



Şekil 4.20.a) Buck dönüştürücü temelli yüksek frekans aktif GFD (Basu, 2006)

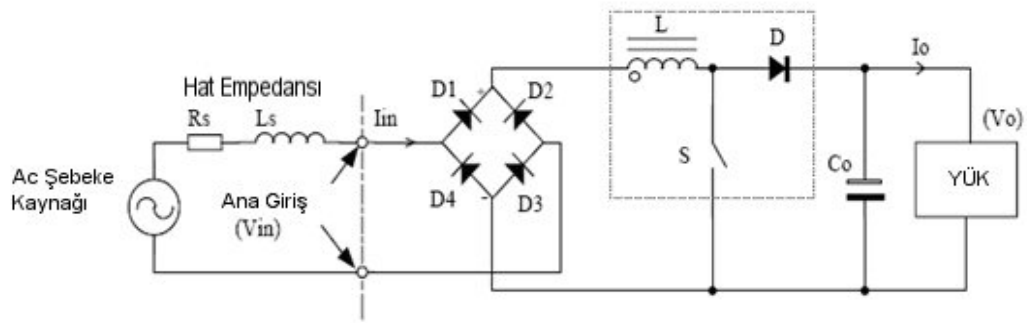


Şekil 4.20.b) Buck temelli GFD devresinin akım ve gerilim dalga şekilleri (Basu, 2006)

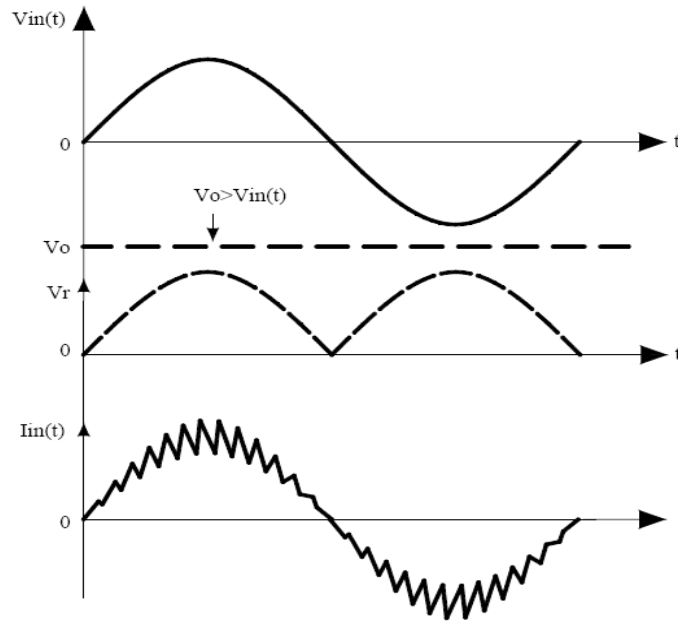
Boost Dönüştürücü Temelli Aktif GFD

Güç faktörü düzeltme yöntemlerinde en sık kullanılan boost topolojisi hem kesintili hem de kesintisiz akım modunda çalışabilir. Geçiş modu ya da kritik akım modu olarak bilinen çalışma kesintili ve kesintisiz akım mod sınırlarında anahtarlama frekansı ayarlanarak yapılan

çalışmadır. Şekil 4.21a ve Şekil 4.21b de kesintisiz akım modlu boost dönüştürücü ve dalga şekilleri görülmektedir. Bu topoloji girişi gerilimini arttırarak çıkışa verir. Dönüştürücü şebeke periyodunda çalışabildiği için giriş akımı geçiş dalgalanmalarına sahip değildir. Bu durum giriş gerilim sıfır geçişine yakın noktada şebeke akım zarfının bozulmasını engeller. Ayrıca, dönüştürücünün giriş anahtarlama akımı boost bobini giriş ile seri bağlandığından dolayı kesintisizdir, yüksek frekans S anahtarı da girişi akımını etkilemez. Dolayısıyla giriş akımı daha az yüksek frekans içeriğe sahiptir ve böylece EMI girişimleri daha azdır ve daha küçük filtreler yeterli olmaktadır. Çıkış kapasitörü C_o S anahtarının kesimdeki gerilimini diyot üzerinden çıkış gerilimiyle sınırlar ve anahtarı korur.



Şekil 4.21a) Boost dönüştürücü temelli yüksek frekans aktif GFD (Basu, 2006)

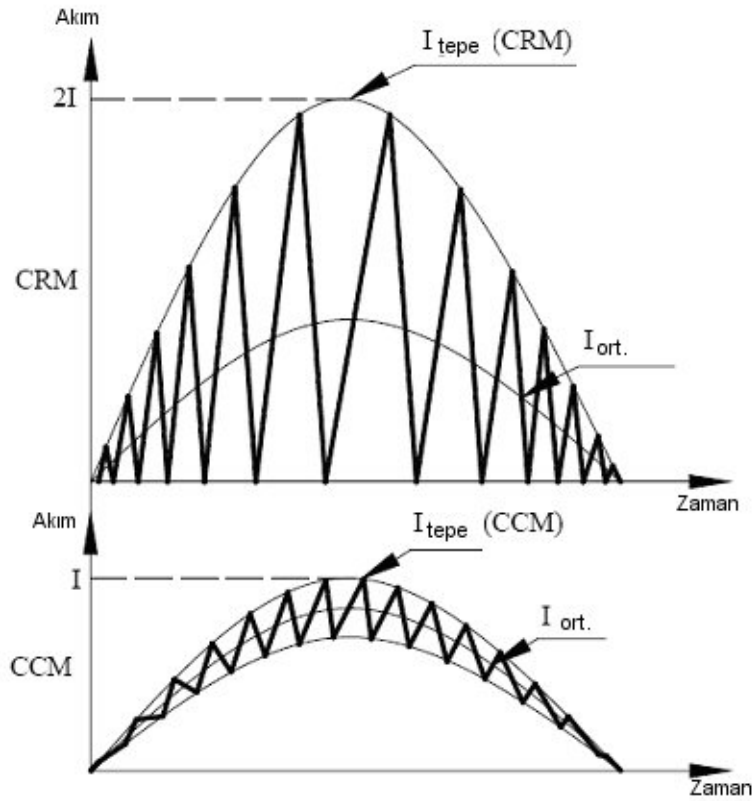


Şekil 4.21.b) Kesintisiz akım mod boost dönüştürücü temelli GFDnin akım ve gerilim dalga şekilleri (Basu, 2006)

Yukarıdaki dönüştürücüde kontrol biçimi bobin akımının kesintili ya da kesintisiz olmasını sağlar. Kesintili akım modu belirli bir frekansta çalışır ve anahtarlama akımında kesintiler mevcuttur. Büyük akım piklerinden ve EM girişimlerinden dolayı çok az kullanılırlar. Bu büyük pikler, bütün giriş varyasyonlarında kesintili modu koruyabilmek için ani giriş gerilimlerinin gerek duyduğu ölü zamanlardan dolayıdır. Diğer taraftan kritik akım modlu dönüştürücü alt sınırı sıfır akım olacak şekilde histerezis kontrolün bir varyasyonunu kullanmaktadır. Bu teknik değişken frekans kontrol tekniğidir, giriş akımı kontrolü doğal olarak sabitken doğrultucunun ters toparlanma kayıplarını elemine eder. Verilen akım ve gerilim parametrelerinde iletim zamanı aynı kalırken kesim zamanı değişir. Bunun sonucunda güç dönüştürücüsünün anahtarlama frekansı, ani giriş geriliminin en düşük değerindeyken, en yüksek değerini alır.

Güç katı eşitlikleri ve transfer fonksiyonları kritik akım modu ve kesintisiz akım modu için aynıdır. Geçiş modu bobin akımını SİM ve KİM sınırında çalışmaya zorlar. Akım profili de farklıdır ve eleman güç kayıplarına ve filtreleme ihtiyaçlarına etki eder. Kritik akım mod boost dönüştürücüdeki tepe akımı kesintisiz akım mod boost dönüştürücünün genliğinin iki katıdır ve daha yüksek iletim kayıplarına sebep olur. Tepeden tepeye dalgalanma ortalama akımın iki katıdır ve bu da Mosfetin anahtarlama kayıplarına ve boost bobindeki A_c kayıplara etki eder. Kritik mod kullanımının daha yüksek bobin dalgalanmasına ve pik akımlarına rağmen sebebi boost diyotta ters toparlanma kayıplarının olmayışındır.

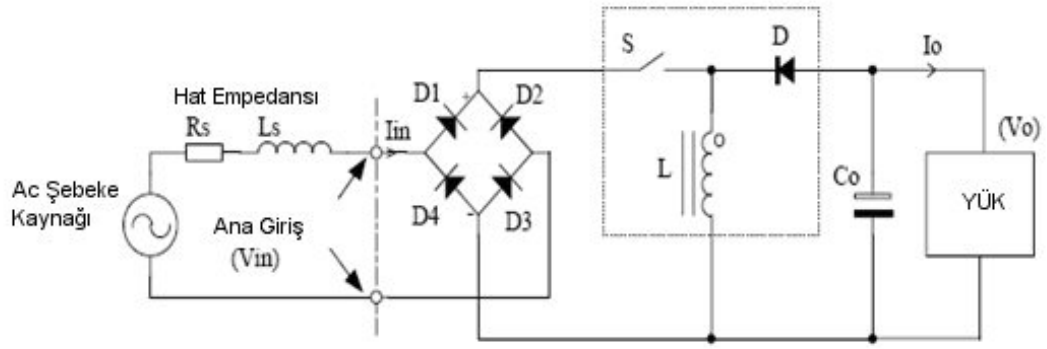
Giriş filtrelemesinin öneminin manyetik elemanların büyüklüğüne baskın olduğu orta ve büyük güçlü uygulamalarda kesintisiz akım modlu boost dönüştürücü daha düşük pik akımları ve akım dalgalanmasından dolayı tercih edilir. Bu sebeple kesintisiz akım mod dönüştürücüler 100W'tan büyük güçlü uygulamalarda sıklıkla tercih edilir ve kullanılırlar. Şekil 4.22'de 100W dönüştürücü çalışmada kesintisiz iletim mod ile kritik iletim mod karşılaştırılmıştır. Bobin tepe akımı I_{tepe} , ortalama bobin akımı ise I_{ort} olarak gösterilmiştir.



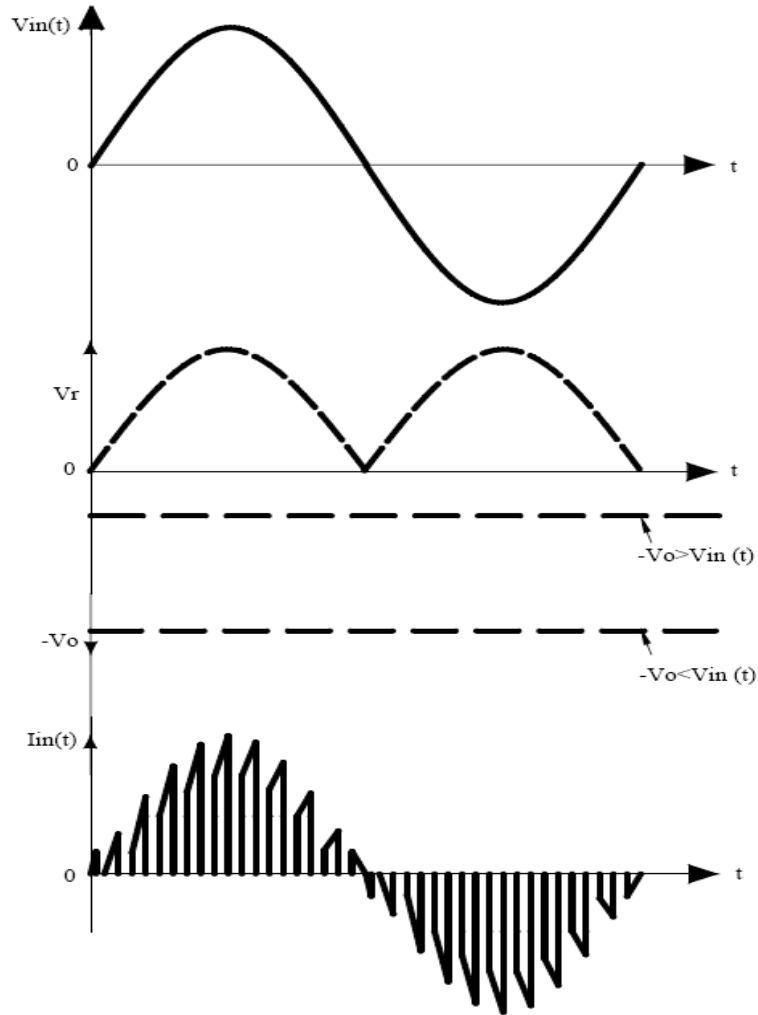
Şekil 4.22 Kesintisiz ve kritik iletim modlarında bobin akımlarının karşılaştırılması
(Basu, 2006)

Buck-Boost Dönüştürücü Temelli Aktif GFD

Şekil 4.23a ve Şekil 4.23b de ise buck - boost dönüştürücü temelli GFD devresi ve dalga şekilleri gösterilmiştir. Bu devre giriş akımını hem yükseltebilir hem de azaltabilir. Çıkış gerilimi tersine çevrilir ki bu da anahtar üzerinde gerilim stresi oluşması demektir. Dönüştürücü şebeke periyodunda çalışabildiğinden giriş akımında geçiş bozulmalarına rastlanmaz. Ancak bobin akımı buck dönüştürücüdeki gibi kesintisiz ise dönüştürücünün giriş anahtarlama akımı kesintilidir çünkü anahtar giriş akımına etki eder. Bu yüzden giriş akımı EM girişimlerini ve filtre gereksinimlerini arttıran yüksek frekans içeriklere sahiptir.



Şekil 4.23a Buck-boost dönüştürücü temelli aktif GFD(Basu, 2006)



Şekil 4.23b Buck-boost dönüştürücü temelli aktif GFD akım ve gerilim dalga şekilleri (Basu, 2006)

GFD'ye uyarlanmış Second-order Dönüştürücüler

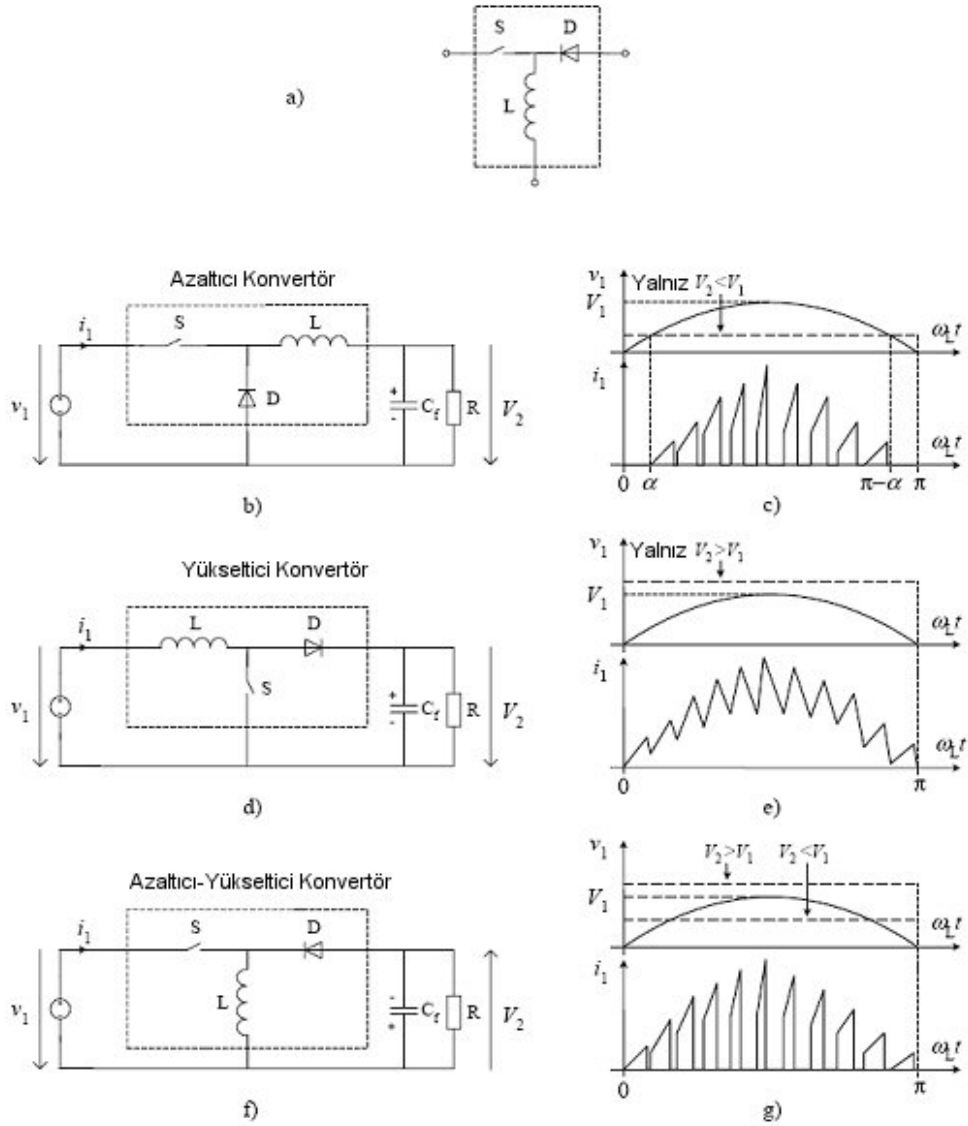
First-order anahtarlama hücresi Şekil 4.24(a)'da görülmektedir. Aktif anahtar S, harici bir kontrol ünitesi ile kontrol edilmektedir. Pratik uygulamada bu anahtar bir Mosfet ya da Igbt ile gerçekleştirilebilir. İkinci anahtar D diyodu ise aktif anahtarın ve devrenin durumuna göre dolaylı olarak kontrol edilir. Anahtarlama hücresi ayrıca depo elemanı olarak L bobinine sahiptir. Şekil 4.24(b), (d) ve (f) de görüldüğü gibi Buck, boost ve buck-boost dönüştürücüler bu anahtarlama hücresinden türetilmişlerdir. Çıkış filtre kapasitörü de düşünüldüğünde second-order devre olurlar. Çıkış filtre kapasitörü gerilim kaynağı olarak düşünülebilir. Anahtarlama hücresinin portları gerilim kaynağına bağlandığından dolayı anahtarlama elemanının depolama elemanının neden kapasitör değil de bobin olduğu anlaşılır. Dönüştürücüler bobin akımının sıfır olmadığı kesintisiz akım modunda ve bobin akımının anahtarlama süresince sıfırı gördüğü kesintili akım modlarında çalıştırılabilirler. Bu kontrol modlarıyla ilişkilendirilmiş, kendilerine has özelliklere sahiptirler.

GFD uygulamalarında giriş gerilimi doğrultulmuş şebeke gerilimi

$$v_1(t) = V_1 |\sin \omega_L t| \quad (4.6)$$

dir. Çıkış gerilimi V_2 'nin sabit olduğu kabul edilir. Dönüştürücünün dönüştürme oranı olarak tanımlanan ilk özellik elde edilebilir çıkış gerilimi V_2 ile giriş geriliminin genliği V_1 arasındaki ilişkidir. İkinci özellik ise filtrelenmiş giriş akımının şekline işaret eder. Eğer dönüştürücü bütün şebeke periyodunda çalışabilecek durumdaysa sinüs şebeke akımı elde edilebilir. Aksi takdirde akım, sıfır gerilim geçişi noktasında sıfır olarak bozulur ve dönüştürücü çalışmaz. Üçüncü karakteristik ise giriş akımının yüksek frekans bileşenleriyle ilgilidir. Eğer bir anahtarlama ile kesilmiyorsa giriş akımının kesintisiz olduğu kabul edilir. Bu demek olur ki bobin girişe seri olarak bağlanmıştır ve bobin akımının dalgalanması giriş akımının yüksek frekans bileşenini ifade eder. Kesintisiz akım modunda bobin akımının dalgalanması azdır, yani giriş akımının fazla yüksek frekans bileşeni yoktur. Diğer taraftan eğer girişe seri bağlı anahtarın anahtarlama işlemi akımı etkiliyorsa giriş akımı kesintilidir. Böyle bir durumda CCM çalışmada dahi giriş akımının yüksek frekans bileşenleri yüksektir. Giriş akımının kesintili ve kesintisiz oluşu, CCM ve DCM yani bobin akımının kesintili ya da kesintisiz olmasıyla karıştırılmamalıdır.

Dönüştürücülerin bu özellikleriyle birlikte second-order dönüştürücülerin karakteristikleri incelenebilir. Şekil 4.24’de dönüştürücüler CICM çalışmada kabul edilerek dalga şekilleri ile birlikte verilmişlerdir. Buradaki dalga şekilleri topolojilerin açıklanmasına yardımcı olarak verilmiştir, gerçekte anahtarlama frekansı şebeke frekansından oldukça yüksektir ve giriş akımı kontrol şekline bağlıdır(Yang ve Sen, 1998).



Şekil 4.24 Yüksek frekans aktif gfd lerde ccm çalışmada second-order anahtarlama dönüştürücüler a) Second-order anahtarlama dönüştürücülerin türetildiği first-order anahtarlama hücresi b) Buck dönüştürücü, c) dalga şekilleri; d) Boost dönüştürücü, e) dalga şekilleri; f) Buck-Boost dönüştürücü, g) dalga şekilleri. (Grigore, 2001)

Şekil 4.24(b)'deki buck dönüştürücü azaltıcı dönüştürme oranına sahiptir. Böylece çıkış gerilimi V_2 , V_1 giriş geriliminden daha düşük elde edilebilir. Ancak dönüştürücü sadece anlık giriş gerilimi çıkış geriliminden yüksek olduğu anlarda, yani

$$\alpha = \arcsin V_2 / V_1 \quad (4.7)$$

$\omega_L t \in (\alpha, \pi - \alpha)$ olduğu aralıkta çalışmaktadır. Bu yüzden buck dönüştürücü temelli GF devreleri Şekil 4.24(c)'de görüldüğü gibi geçiş bozulmalarına sahiptirler. Ayrıca dönüştürücünün giriş akımı kesintilidir. Sonuç olarak CICM çalışmada dahi, giriş akımının filtrelenmesi gereken bir yüksek frekans bileşene sahiptir.

Şekil 4.24(d)'de boost dönüştürücü görülmektedir. Yükseltici dönüştürme oranına sahiptir ki böylece V_2 çıkış gerilimi her zaman için V_1 giriş geriliminden yüksek olur. Şebeke periyodunda çalışma mümkündür, böylece geçiş distorsiyonları oluşmaz. Şekil 4.24(e)'de gösterildiği gibi giriş akımı bobin girişe seri bağlandığı için süreklidir. Bu yüzden CICM çalışmada az miktarda yüksek frekans bileşenli giriş akımı elde edilebilir. Bu sebeple CICM çalışan boost dönüştürücü GFD'de sık kullanılır.

Şekil 4.24(f)'de görülen buck-boost dönüştürücü azaltıcı ya da çoğaltıcı olarak çalışabilir. Yani V_2 çıkış gerilimi V_1 giriş geriliminden büyük ya da küçük olabilir. Şebeke periyodu boyunca çalışma mümkündür ve sinüsoidal bir akım elde edilebilir. Şekil 4.24(g)'de görüldüğü gibi Buck dönüştürücüye benzer şekilde önemli yüksek frekans içeriğe sahiptir.

Bu dönüştürücülere ek olarak 2 anahtarlamalı buck-boost dönüştürücü önemli bir çözüm önerisidir. Bu devre, giriş gerilimi çıkış geriliminden yüksek iken Buck dönüştürücü olarak, giriş gerilimi çıkış geriliminden düşük iken de Boost dönüştürücü olarak çalışmaktadır. Böylece çalışma bir şebeke periyodunda sağlanabilir ve çıkış gerilimi geniş bir aralıkta değiştirilebilir. Diğer bir olumlu durum ise tersine çevrilmemiş gerilimden dolayı anahtar üzerindeki stresin az oluşmasıdır. Ancak anahtar sayısı arttığından dolayı maliyet ve iletim kayıpları artar.

Çizelge 4.2 Topoloji özellikleri

	Dönüştürme Karakteristikleri	Dönüştürme Dalgaları	Giriş Akımı
Buck	Azaltıcı, $V_2 < V_1$	Var, çünkü çalışma sadece şu şartlarda mümkündür: $\omega_L t \in (\alpha, \pi - \alpha)$, $\alpha = \arcsin \frac{V_2}{V_1}$	Kesintili
Boost	Arttırıcı, $V_2 > V_1$	Yok	Kesintisiz
Buck-Boost	Azaltıcı-Arttırıcı $V_2 \geq V_1$	Yok	Kesintili

Kesintisiz Bobin Akım Modda Çalışma

Bu çalışma modunda, bobin akımı bir anahtarlama periyodu içinde sıfır olmaz ve bobinde her zaman depo edilmiş enerji bulunur. Bobine uygulanan gerilim süresi, dönüştürücünün çalışma süresi şebeke periyodu boyunca değiştirilerek dengelenmelidir.

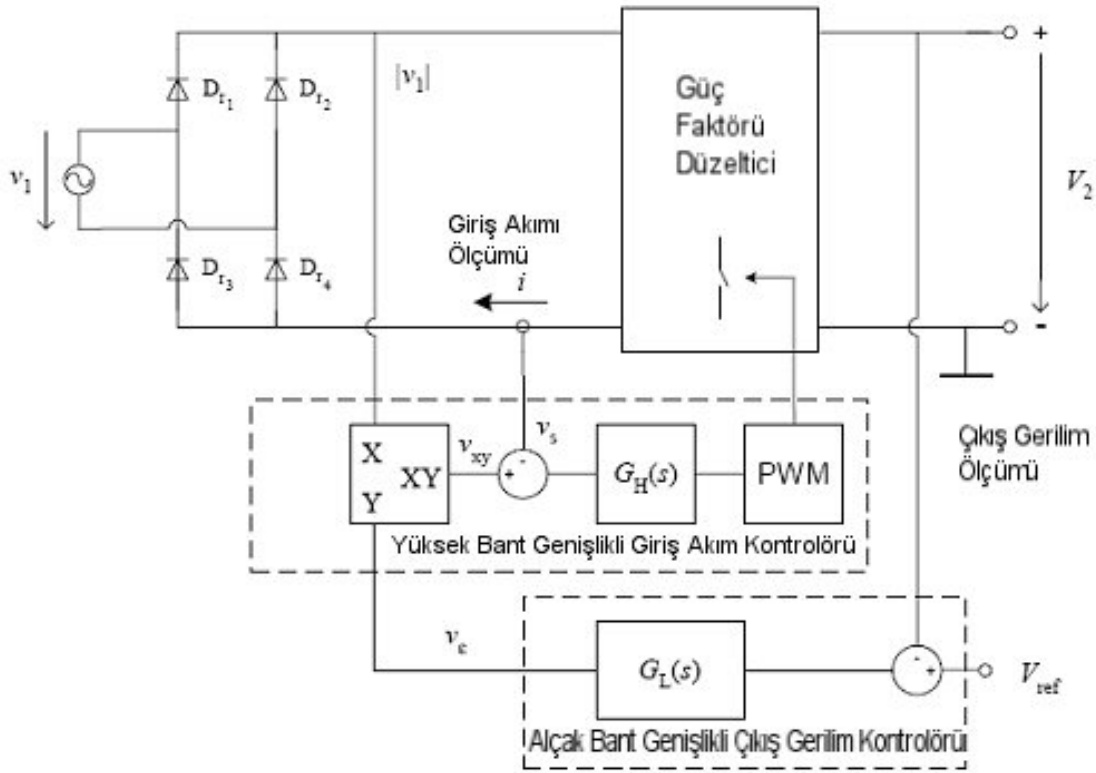
Şekil 4.25’de bir kontrol devresi görülmektedir. Alçak band genişliği dış döngüsü ve $G_L(s)$ karakteristiği GFD katının çıkış gerilimini sabit tutmak ve hata sinyali V_e yi sağlamak için kullanılır. Yüksek bant genişlikli iç döngü ve $G_H(s)$ ise giriş akımını kontrol etmek için kullanılır. Bir çoklayıcı V_{xy} referansını sağlamak için kullanılır. Bu değer hata sinyali V_e ile orantılıdır ve giriş akımı için istenilen şekil ile birlikte modülasyon sinyaline sahiptir. Şekil 4.25 en çok bilinen durum olan, modülasyon sinyalinin doğrultulmuş sinüs giriş gerilimi V_1 olduğu durumu göstermektedir. GFD katının topolojisine bağlı olarak, giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki farkı modülasyon sinyali olarak kullanmak yararlı olabilir.

Kontrol şeması çoklayıcı ve şebeke gerilim sensörünü kullanmayarak basitleştirilebilir. Bu durumda modülasyon sinyali

$$V_{xy} = V_e \quad (4.8)$$

dir ve şebeke periyodu boyunca sabittir, çünkü V_e alçak bant genişliği çıkış gerilim kontrolörünün kontrol sinyalidir. Bu yüzden giriş akımı V_e ile oransal bir değerde kırılır ve dalga şekli kare dalga şeklindedir. Bu basitleştirme giriş akımında daha fazla bozulmaya sebep olur ancak 500W ve 230 V_{rms} giriş gerilimine kadar standartları sağlayabilir. Ayrıca

eğer şebeke akımının sivri noktaları yumuşatılabilirse kW'lar mertebesine kadar bu standartlar sağlanabilmiş olur.



Şekil 4.25 Cizm’de çalışan anahtarlamalı dönüştürücü kullanılmış bir gfd’nin kontrol şeması (Grigore, 2001)

Yüksek bantgenişlikli iç döngüyü oluşturmanın birkaç yolu vardır. Da-Da dönüştürücülerden bilinen pik akım kontrolünde anahtar sabit bir anahtarlama frekansı ile iletme sokulur ve bobin akımının üst noktası dış döngüyle sınırlanmış değere eriştiğinde de kesime girer. Bu, anahtarın aşırı akım korumasını sağlar ancak kontrolün gürültüye duyarlı olmasına neden olur. Ayrıca kontrol, çalışma oranı 0.5’i geçtiğinde stabiliteye uzaklaşır. Bu problemi çözmek için bobin rampasına kompanze bir rampa eklenmesi gereklidir. Son olarak pik akım mod kontrolünde, doğal bir pik-ortalama akım hatası mevcuttur. Sonuç olarak ortalama bobin akımı dış döngü tarafından oluşturulmuş akım referans sinyalini tam olarak takip edemez. Sinüs referanslı Boost temelli GFD dönüştürücülerde bu durum geçiş bozulmalarına ve şebeke akım harmoniklerine sebep olur. Ancak, eğer basitlik şebeke akım dalga şeklinin kalitesinden daha önemli ise giriş akım sınırlamalı pik akım mod kontrolü kullanılabilir bir yöntem olarak görülmektedir.

Daha iyi bir kontrol yöntemi olan ortalama akım mod kontrolde ise bobin akımının pik değeri yerine ortalaması akım program sınırıyla karşılaştırılır. Bu, pik akım mod kontrole göre daha iyi gürültü koruması ve stabilite sağlar. Ortalama akım kontrol edildiğinden, oldukça iyi şebeke akım dalga şekli elde edilebilir. Sonuç olarak ortalama akım kontrol GF devrelerinde oldukça fazla kullanılmaktadır. Uygulaması, pik akım mod kontrolünkinden daha karmaşıktır, çünkü akım döngüsünde ek bir operasyonel yükseltici gereklidir. Diğer bir kontrol ise histeresiz kontroldür. Burada bobin akımı bir regülasyon bandı içinde tutulur. En önemli avantajı basitliğidir. Ancak değişken anahtarlama frekansı dezavantajıdır. Son olarak nonlinear taşıyıcı kontrolü anahtardan geçen akımın integralinin, kontrolör tarafından üretilen nonlinear taşıyıcı gerilim ile karşılaştırıldığı kontrol metodudur.

Alternatif olarak anahtarlama akımının tepe değeri pik akım nonlinear taşıyıcı kontrolörde karşılaştırılmak üzere kullanılır, bununla birlikte en yüksek gürültü hassasiyetine sahiptir. Bu metodlar kontrol devresindeki çoklayıcıyı çıkartma ve sinüs giriş gerilimini algılama ihtiyacını ortadan kaldıran avantajlar sunmaktadırlar. Ayrıca akım döngüsünde operasyonel yükselticiye ihtiyaç duyulmaz. Ancak nonlinear taşıyıcı kontrollü, dönüştürücünün CICM de çalışmasında elde edilebilir, DICM çalışmada, düşük yük ve şebeke geriliminin sıfır geçişlerinde şebeke akımı bozulur ki bu da en büyük dezavantajıdır.

Kesintili Bobin Akımı Çalışma Modu (DICM)

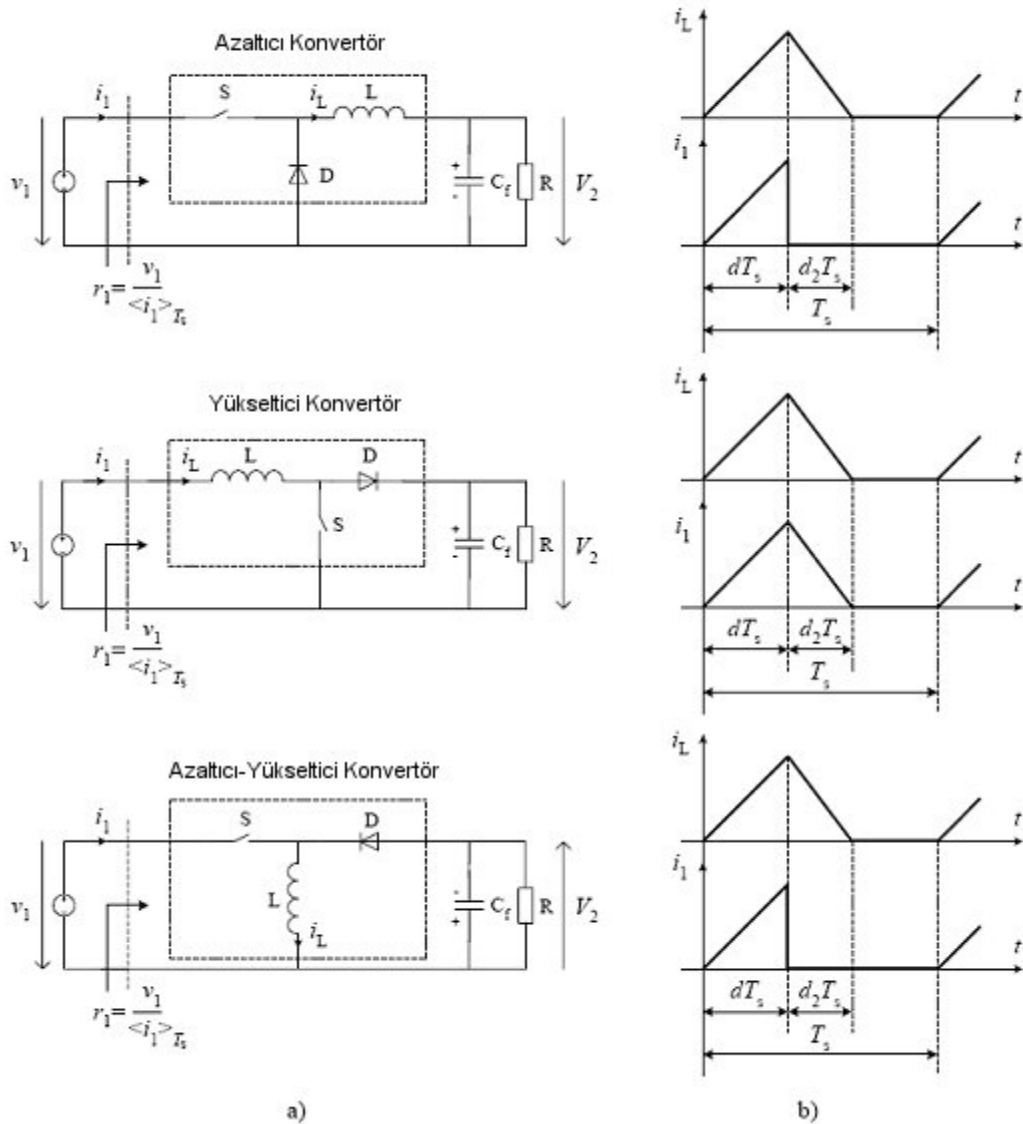
Bu çalışma modu second-order dönüştürücüler için Şekil 4.26(a)'da gösterilmiştir. Bobin akımı i_L sıfır ile maksimum arasında değişir ve diğer anahtarlama periyodu başlamadan tekrar sıfıra iner ve bu Şekil 4.26(b)'de görülmektedir(Heo vd., 2004).

Bir T_s periyodunda, ortalama giriş gerilimine ortalama akımın oranıyla bulunan dönüştürücünün ortalama giriş direncine r_1 dersek (4.9) elde edilir. Giriş gerilimi V_1 , T_s anahtarlama periyodu boyunca sabit kabul edilir, çünkü anahtarlama frekansı şebeke frekansından oldukça yüksektir. Şekil 4.26(a)'da değinildiği üzere dönüştürücülerin giriş dirençleri;

$$r_1(t) = \frac{V_1(t)}{\langle i_1(t) \rangle_{T_s}} \quad (4.9)$$

olarak ifade edilir.

$\langle i_1(t) \rangle_{T_s}$ ifadesi giriş akımı i_1 'in T_s anahtarlama periyodunda ortalamasıdır. Buck-boost dönüştürücülerin giriş direnci sadece L endüktansına, T_s anahtarlama periyoduna ve çalışma oranı d 'ye bağlıdır. Eğer DICM çalışma şebeke periyodu boyunca sağlanabilir ve d sabit tutulabilirse giriş direnci r_1 de sabit tutulabilir. Sonuç olarak ortalama giriş akımı $\langle i_1(t) \rangle_{T_s}$ giriş gerilim şeklini takip eder ve dönüştürücü doğal GFD yapısına sahip olur. CICM'den farklı olarak DICM çalışmada kontrolörün GFD yi sağlamak için çalışma oranını şebeke periyoduna uydurma zorunluluğu yoktur.



Şekil 4.26 Second-order dönüştürücüler, (a) giriş direnci $r_1(t)$ 'nin tanımı, (b) DICM çalışmada bobin akımı $i_L(t)$ ile giriş akımı $i_1(t)$ 'nin durumu (Grigore, 2001)

Buck dönüştürücünün giriş direnci şebeke periyodunda sabit değildir. Ancak V_2 / V_1 oranı azaltıldığında bu değişim azalır ve doğal GFD artar. V_2 / V_1 oranı azaltıldığında şebeke akımındaki geçiş bozulmasının etkisi de azalacaktır. Ancak IEC 1000-3-2 ye yüksek güçlerde uyum için V_2 geriliminin V_1 'e göre yeterince küçük olması gerekmektedir. Boost dönüştürücünün doğal GFD ise mükemmel değildir. Giriş direnci şebeke periyodu boyunca değişir ancak ,

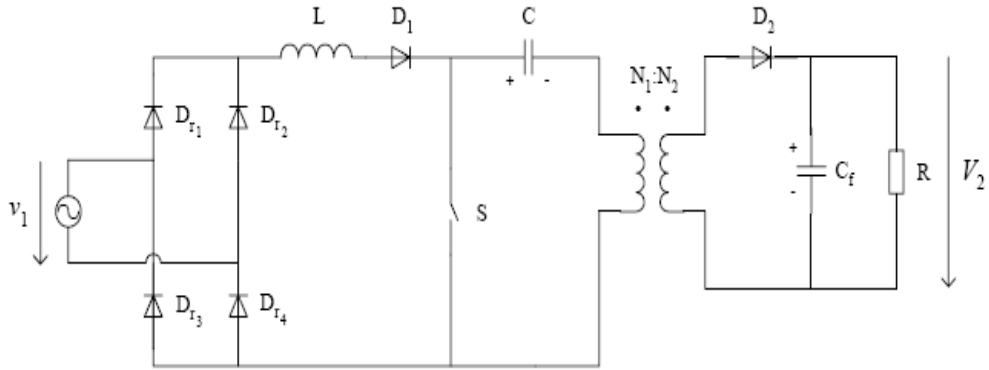
V_2 / V_1 oranı arttırıldığında değişim azalır ve doğal GFD özelliği artar. Şebeke akımının geçiş dalgalanmalarının olmadığı ve standartları kolayca sağlayabildiği göz önünde tutulmalıdır.

DICM çalışan second-order dönüştürücülerde kendinden GFD özelliği, bobine uygulanan gerilim süresinin her anahtarlama periyodunda dengelenmesi ve d , çalışma oranının sabit tutulması olarak açıklanabilir. Buck-boost dönüştürücünün içsel GFD özelliğinin mükemmel oluşu her anahtarlama periyodunda girişten çıkışa olan enerji miktarının kontrolünün iyi olmasındandır. Anahtar iletimdeyken enerji giriş gerilim kaynağından bobine transfer edilir. Kesimde iken, enerji sadece bobinden çıkışa doğru, bobindeki enerji bitene kadar akar. Her anahtarlama periyodundaki enerji miktarı giriş gerilimi V_1 ile giriş direnci r_1 'e bağlıdır. Buck dönüştürücüde ayrıca anahtar iletimdeyken enerjinin parazitik transferi söz konusudur. Boost dönüştürücüde de anahtarın kesimde olduğu durumda parazitik enerji transferi mevcuttur. Bu parazitik transfer V_2 / V_1 oranına bağlıdır ki bu da dönüştürücülerin içsel GFD'lerinin azalma miktarını ifade eder.

GFD uygulamalarında DICM çalışan dönüştürücülerin kullanılmasının ana avantajı kontrol metodunun basitliğidir. Çalışma oranı, d 'nin GFD sağlamak için sürekli ayarlanması gerekmediğinden depo kapasitöründeki gerilimi regüle etmek için bir gerilim çevrimi yeterlidir. Gerilim çevriminin bant genişliği, şebeke frekansının iki katındaki çıkış gerilim dalgalanmasını filtrelemek için düşük olmalıdır. Kendinden GFD'li dönüştürücülerin basit kontrol edilmesi düşük maliyetli uygulamalar için bunları çekici yapmaktadır. Bunlar güç değişim zincirlerinde kullanılabildikleri gibi düşük frekans çıkış gerilim dalgalanmaları tolare edilebilirse tek başlarına da kullanılabilirler.

Bu uygulamaların ötesinde kendinden GFD'li dönüştürücüler GFD katı ile çıkış gerilim regülasyon katının bir arada kullanıldığı tek-kat dönüştürücülerin temelini oluştururlar. Buna bir örnek olarak Şekil 4.27'deki BIFRED (Boost entegreli Flyback doğrultucu da-da dönüştürücü) verilebilir. Giriş katı GFD için DICM çalışan bir boost dönüştürücü iken, çıkış katı, çıkış gerilim regülasyonu için bir flyback dönüştürücüdür. Anahtar iki kat tarafından da

paylaşılmaktadır. C kapasitörü enerji depo kondansatörü olup hem alçak frekans hem de yüksek frekans anahtarlama dalgalanmalarını algılamak, C_f çıkış kondansatörü sadece yüksek frekans anahtarlama dalgalanmalarını algılar. Tek anahtar ve tek kontrol devresi olduğundan düşük maliyetli bir çözümdür. Ancak DICM çalışma anahtar üzerinde yüksek pik akımı oluşturur, bu da verimi olumsuz yönde etkiler. Dolayısıyla çift katlı yaklaşıma göre avantajını korumak için bir kaç yüz wattlık uygulamalarda kullanılmalıdır.



Şekil 4.27 Tek katlı gfd devresi, bifred dönüştürücü

4.3 Güç Faktörü Düzeltmede Kontrol Teknikleri

Kontrol teknikleri GFD konusunun önemli konularındandır. Boost GFD devresi için belirtilen bu kontrol teknikleri diğer topolojiler için de geçerlidir.

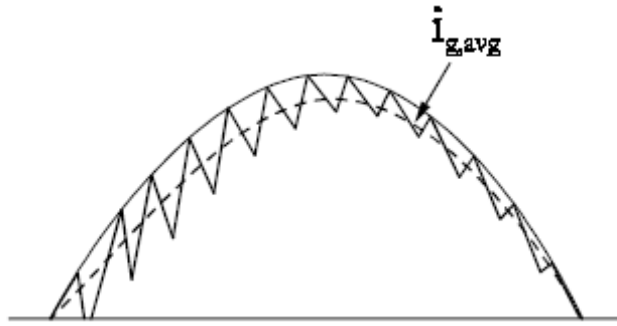
4.3.1 Pik Akım Kontrolü

Şekil 4.28’de pik akım kontrolünün tipik giriş akım dalga şekilleri verilmiştir. Görüldüğü gibi, anahtar bir saat sinyaliyle sabit bir frekansta iletme sokulur ve bobin akımının pozitif rampası ile harici rampanın toplamı sinüs akım referansına eriştiğinde kesime girer. Bu referans genellikle doğrultulmuş şebeke geriliminin bir kısmı V_g ile akım referans genliğini belirleyen gerilim hata yükselticisinin çıkışının çarpılmasıyla elde edilir. Bu yolla, referans sinyal senkronize edilmiş ve şebeke gerilimiyle her zaman oranlı olur ki bu durum birim güçfaktörünü sağlayan durumdur. Şekil 4.28’de görüldüğü gibi dönüştürücü CICM çalışmaktadır yani akım stresi ve filtre ihtiyaçları azaltılmış demektir. Ayrıca bu çalışmada köprü diyotları daha yavaş seçilebilir (şebeke frekansında çalışan). Diğer taraftan serbest geçiş diyotunun sert bir şekilde kesime girmesi kayıpları ve anahtarlama gürültüsünü arttırmaktadır.

Bu kontrol tekniğinde anahtarlama frekansı sabittir. Sadece anahtar akımının algılanması gereklidir ve bu bir akım transformatörüyle gerçekleştirilebilir ve böylece algılayıcı için direnç kullanılmasıyla oluşacak kayıpların önüne geçilmiş olunur. Bu teknik anahtar akım sınırlaması getirirken ayrı bir hata akım çoklayıcısına ihtiyaç duymamaktadır.

Ancak bu avantajlarının yanında, çalışma periyodunda oluşan alt harmoniklerin %50'den büyük olması nedeniyle bir kompanzasyon ağına ihtiyaç duyması, bu ağı kullanılmasıyla giriş akımının distorsiyonunun artması ve komutasyon gürültüsüne daha duyarlı olması bu tekniğin dezavantajları olarak ortaya çıkmaktadır.

Giriş akımındaki bozulma referans akım dalga şekli değiştirilerek sağlanabilir. Sabit bir akım referansı ile iyi bir giriş dalga şekli elde edilebilir. Ayrıca GFD universal bir giriş için gerçekleştirilmemişse çalışma oranı %50'nin altında tutularak kompanzasyon rampa gereksinimi ortadan kaldırılabilir.

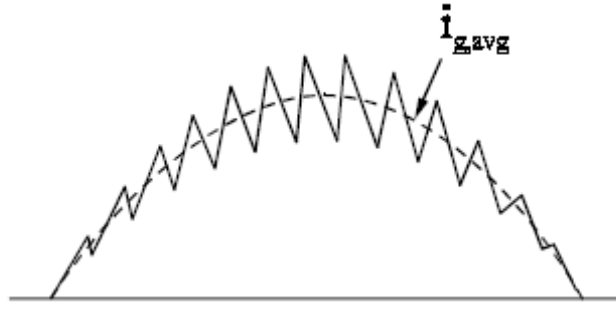


Şekil 4.28 Pik akım kontrolü

4.3.2 Ortalama Akım Kontrolü

Daha iyi bir giriş akım dalga şekli sağlayan kontrol yöntemi ise ortalama akım kontrolüdür. Burada bobin akımı algılanır ve çıkışı PWM modülatörünü süren bir hata akım çoklayıcı tarafından filtrelendir. Bu yolla dahili akım döngüsü ortalama giriş akımı i_g ile referansı arasındaki hatayı minimize etmeye çalışır.

Bu metodun sabit anahtarlama frekansı vardır ve kompanzasyon rampasına gerek duymaz. Akım filtresinden dolayı kontrol komütasyon gürültülerinden daha az etkilenir. Pik akım kontrolünden daha iyi akım dalga şekilleri elde edilir. Ancak bobin akımı kontrol edilmelidir ve hata akım yükselticisi gerekmektedir.



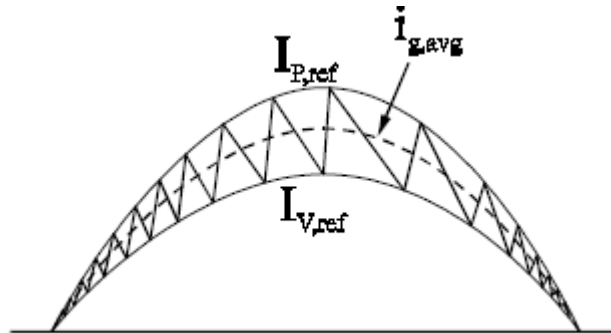
Şekil 4.29 Ortalama akım kontrolü

4.3.3 Histerezis Kontrol

Şekil 4.30’da görüldüğü gibi bu kontrol yönteminde, biri bobinin akımının tepe değerleri için biri de düşük değerleri için iki referansa sahiptir. Bu teknikte eğer bobin akımı alt sınırın altına düşerse anahtar iletime geçer ve üst referansı geçtiği zaman da kesime girer. Dönüştürücü CICM de çalışır.

Bu teknikte kompanzasyon rampasına gerek duyulmaz ve giriş akımı dalga şeklindeki bozulmalar düşük seviyededir. Ancak bobin akımının kontrolü, komütasyon gürültüsüne duyarlılık ve değişken anahtarlama frekansı dezavantajlarıdır.

Yüksek anahtarlama frekansını önlemek için anahtar, şebeke geriliminin sıfır geçişine yakın noktalarda açık tutulabilir (Rosetto vd., 2001).

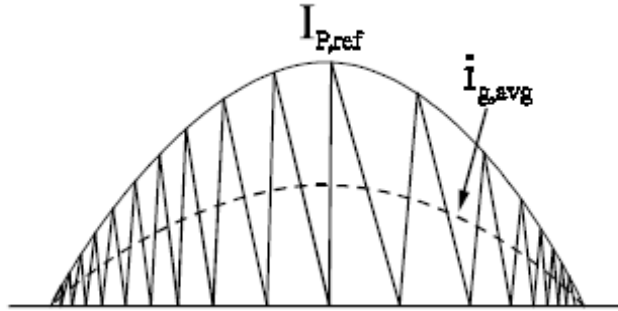


Şekil 4.30 Histerezis kontrol

4.3.4 Sınır Çizgisi Kontrolü

Bu yöntemde anahtarın iletim süresi şebeke periyodu boyunca sabit tutulur ve anahtar bobin akımı sıfıra düştüğünde iletme sokulur. Böylece dönüştürücü CICM ve DICM modların sınırlarında çalıştırılmış olur. Bu yöntemle serbest geçiş diyodu yumuşak olarak kesime girer ve anahtar sıfır akımda iletme girer, böylece komütasyon kayıpları azaltılmış olur. Diğer taraftan daha yüksek akım pikleri eleman streslerini ve iletim kayıplarını arttırırken daha büyük giriş filtresine gerek duymaktadır. Bu kontrol alt referans değeri I_V olan histerezis kontrolün bir benzeridir, burada alt referans sıfırdır. Şekil 4.31’de görülmektedir. Anlık giriş akımı tepe değerleri giriş gerilimiyle orantılı olan sıralı üçgenlerden oluşmuştur. Bu yüzden ortalama giriş akımı, şebeke periyodunda çalışma periyodu modülasyonuna gerek duymadan şebeke gerilimiyle orantılı hale gelir.

Bu teknikte, kompanzasyon rampasına ve hata akım yükselticisine gerek yoktur. Ancak anahtarlama frekansı değişkendir, bobin akımının sıfır anını yakalamak için bobin gerilimi takip edilmelidir. Kontrol, komütasyon gürültülerine duyarlıdır.

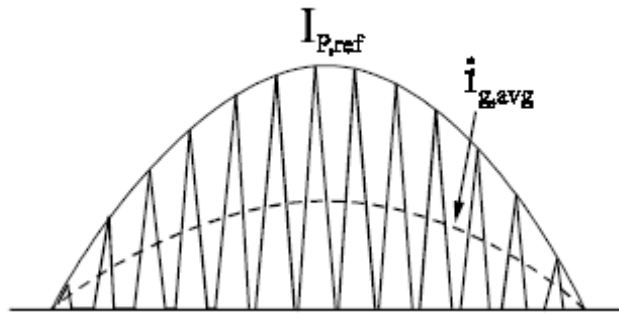


Şekil 4.31 Sınırçizgi Kontrolü

4.3.5 Kesintili Akım PWM (Darbe Genişlik Modülasyonu) Kontrolü

Bu yöntemle dahili akım döngüsü elemine edilmiştir, böylece anahtar sabit iletim ve frekansta çalışır. Dönüştürücü DCM çalışma modunda çalışırken flyback, Cuk ve Sepic dönüştürücü topolojileriyle çalışmada birim güç faktörü elde edilir, fakat boost gfd ile kullanıldığında giriş akımında harmonik distorsiyona sebep olur.

Bu teknikte anahtarlama frekansı sabittir, akım algılamasına gerek yoktur ve basit PWM kontrolüne sahiptir. Ancak elemanlar daha yüksek akım stresine sahiptirler ve boost topolojide giriş akım harmoniklerine sahiptir.



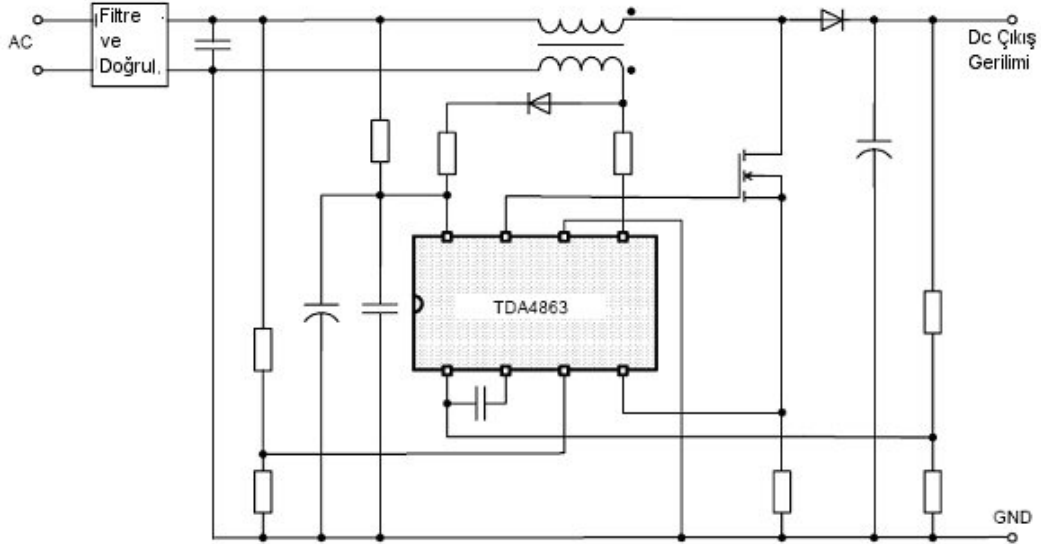
Şekil 4.32 Kesintili akım PWM kontrol

5. UYGULAMA DEVRESİ

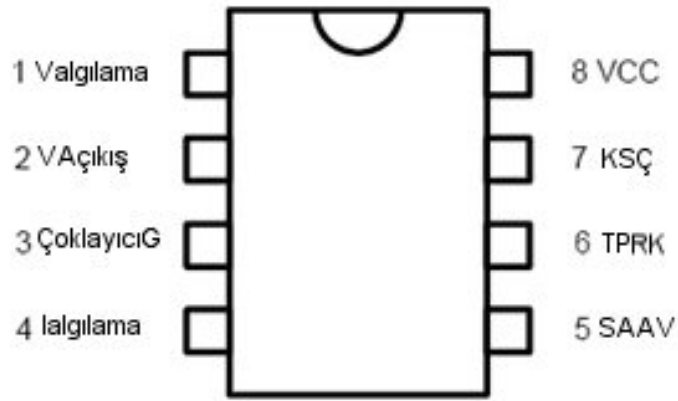
Güç faktörü düzeltme için Infineon firmasının TDA 4863 entegresini kullanarak elde edilen devrede kullanılan elemanlar, devrenin temel çalışma prensibi ve alınan sonuçlar aşağıda belirtilmiştir.

5.1 Entegre Hakkında Temel Açıklamalar

TDA4863 şebekeden sinüs akım çekilecek ve çıkışta stabil bir DC gerilim elde edilecek şekilde dönüştürücüyü kontrol eder. Aktif harmonik filtre doğrultma sırasında kapasitörün şarj akım darbelerinden dolayı oluşan harmonikleri sınırlar. Aktif ve görünür güç arasındaki güç bire yakındır. Şebeke dalgalanmaları efektif bir şekilde kompanze edilebilir.



Şekil 5.1 Tda 4863'ün kullanıldığı tipik bir uygulama devresi



Şekil 5.2 Tda 4863'ün bacak yapısı

5.2 Bacakların Tanım ve Fonksiyonları

1. Bacak ($V_{\text{Algılama}}$) : Gerilim çoklayıcının tersleyici girişi

$V_{\text{Algılama}}$ bir direnç bölücü ile boost dönüştürücü çıkışına bağlanmıştır. V_{AOUT} 'a bağlı bir kapasitör ile dahili hata çoklayıcısı bir toplayıcı gibi davranır.

2. Bacak (V_{AOUT}) : Gerilim Yükseltici Çıkışı

V_{AOUT} içsel olarak ilk çoklayıcı girişine bağlıdır. Aşırılığı önlemek için giriş gerilimi dahili olarak 5 V'a sınırlanmıştır. Eğer V_{AOUT} 2.2 V'tan düşükse kapı sürülmez. Eğer bu bacağa olan akım dahili sınıra ulaşırsa çoklayıcı çıkışı Mosfet'i aşırı gerilimden korumak için azaltılır.

3. Bacak (Çoklayıcı Girişi)

Çoklayıcı girişi, ikinci çoklayıcı girişidir ve doğrultucu çıkış gerilimine bir direnç bölücü ile bağlıdır.

4. Bacak ($I_{\text{Algılama}}$) : Akım Algılama Girişi

Mosfetin kaynak akımını kontrol eden bir algılayıcı dirence bağlıdır. Giriş, dahili olarak, negatif giriş gerilim etkileşimini engellemek için -0.3V'a sınırlanmıştır. Bir devre, Mosfeti iletme sokarken ani gerilim yükselmelerini bastırır.

5. Bacak (SAAG) : Sıfır Akım Algılama Girişi

SAAG yardımcı sargıya bağlıdır ve bobin akımının sıfır geçişlerini denetler.

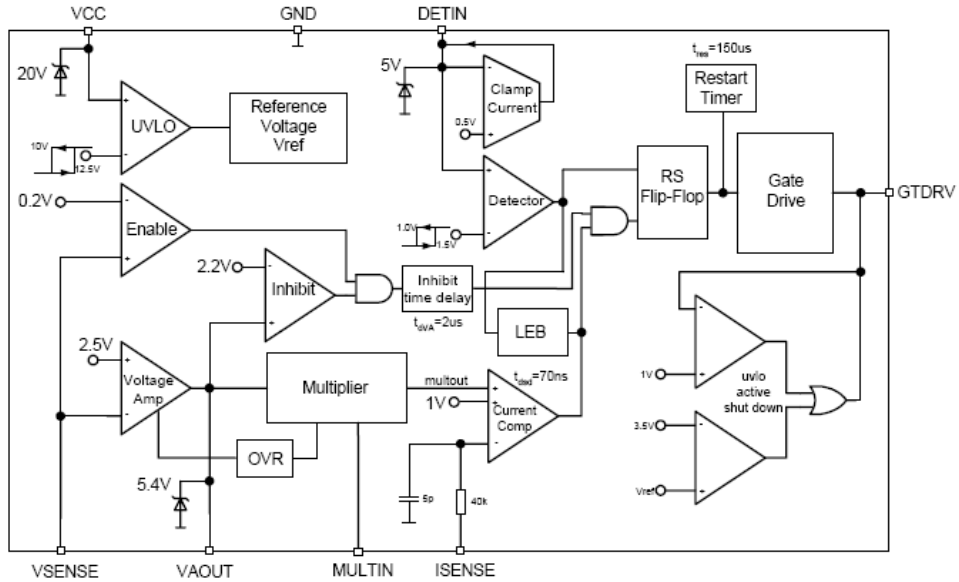
6. Bacak (Toprak)

7. Bacak (KSC) : Kapı Sürücü Çıkışı

KSC, Mosfeti direkt olarak sürececek totem-pole devresinin çıkışıdır. Aktif kapama devresi, eğer entegre kapatıldıysa kapı sürücü çıkışını düşük seviyede tutmayı sağlar.

8. Bacak ($V_{besleme}$) : Pozitif gerilim kaynağı

Eğer $V_{besleme}$ iletim sınırını geçerse entegre devre tetiklenir. $V_{besleme}$ kapama sınırının altına düşerse entegre kesime girer. Kesim modunda güç tüketimi oldukça azdır. İki kapasitörün V_{cc} ye bağlanması gerekmektedir. Elektrolitik ve 100nF'lık seramik bir kondansatör hızlı kaynak akım aşırılıklarını bastırır.



Şekil 5.3 Entegrenin iç yapısı

5.3 Çalışma Yapısı

Geleneksel elektronik balastlar ve anahtarlamalı güç kaynakları bir köprü doğrultucu ve büyük bir kapasitör ile gerçekleştirilir. Olumsuz tarafları, devrenin sadece ac gerilimin anlık değerlerinin kapasitör gerilimini geçtiği yerlerde şebekeden akım çekmeleridir. Bu durum şebeke gerilim piki yakınında meydana gelir ve yüksek şarj akım aşırılıklarına ve şu karakteristiklere neden olurlar. Görünür güç gerçek güçten yüksektir ki bu düşük güç faktörü demektir. Akım aşırılıkları sinüsoidal değildir ve yüksek harmonik içeriğiyle şebeke

gürültüsüne neden olurlar. Doğrultulmuş gerilim yük durumuna bağlıdır ve büyük bir kondansatör ihtiyacı ve gürültü önleyici önlemler alma gereği vardır.

TDA 4863 ile sinüs akım ve dolayısıyla birim güç faktörü elde etmek mümkündür. Harmonik bozulmalar azaltılmış ve IEC555'e uyumlu hale getirilmiştir.

5.3.1 Entegrenin Yapısı

TDA 4863, geri besleme döngüsünde kullanılan geniş bantgenişlikli gerilim yükseltici, aşırı gerilim regülatörü, geniş lineer çalışma aralıklı çeyrek dairesel çoklayıcı, akım algılama karşılaştırıcısı, sıfır akım algılayıcısı, PWM ve mantıksal devre, totempole Mosfet sürücüsü, dahili kesilmiş gerilim referansı, yeniden başlatma saati ve düşük gerilim kapama devresinden oluşmaktadır.

Gerilim Yükselticisi

$V_{algılama}$ ve V_{aout} bacakları arasında kullanılacak harici bir kondansatörle gerilim yükselticisi bir toplayıcı gibi işlev görür. Toplayıcı ortalama çıkış gerilimini birkaç şebeke periyodu boyunca algılar. Toplayıcının bantgenişliği doğrultulmuş şebeke geriliminin 100Hz'lik dalgalanmalarını bastırmak için 20 Hz'in altına ayarlanır. Gerilim yükselticisi dahili olarak kompanze edilmiştir ve 5 Mhz'lik bir kazanç bantgenişliğine sahiptir. Tersleyici olmayan giriş 2.5V'ta tutulmuştur. Çıkış, direkt olarak çoklayıcı girişine bağlıdır. Kapı sürücüsü, $V_{algılama}$ gerilimi 0.2V'un altında ya da V_{Aout} gerilimi 2.2V'un altında olduğunda kesime girer.

Eğer Mosfet, kontrolörün yakınına yerleştirilmişse anahtarlama girişimleri dikkate alınmalıdır. Gerilim yükselticisinin çıkışı bu girişimleri azaltmak için dizayn edilmiştir.

Aşırı Gerilim Regülatörü

Toplayıcının düşük bant genişliğinden dolayı çıkış geriliminin hızlı değişimleri uygun bir zamanda regüle edilemez. Çıkış geriliminin hızlı değişimleri, başlangıç anında, ani yük değişimlerinde ya da çıkış arklarında meydana gelir. Toplayıcının diferansiyel giriş gerilimi bu hızlı değişim esnasında sıfır iken harici kapasitörden V_{Aout} bacağına doğru bir pik akımı geçer. Eğer bu akım dahili olarak belirlenen sınırı aşarsa aşırı gerilim regülatör devresi çoklayıcı çıkış gerilimini azaltır. Sonuç olarak mosfetin iletim zamanı azalır.

Çoklayıcı

Çeyrek daire çoklayıcı kapı sürücüsünü DC çıkış gerilimine ve AC yarım dalga doğrultulmuş giriş gerilimine göre regüle eder. Her iki giriş de, geniş bir dinamik aralıkta Ac şebekeyi bozulmalardan koruyacak iyi bir lineerlik sağlamak için dizayn edilmiştir. Özel bir yöntemle 90-270V arası çalışmaya uygun hale getirilmiştir.

Çoklayıcı çıkışı dahili olarak 1.3 V'a sınırlanmıştır. Böylece Mosfet başlangıç anındaki kritik çalışma durumundan korunmuş olur.

Akım Algılama Karşılaştırıcısı

Mos transistörün kaynak akımı harici bir direnç üzerinden algılama gerilimine aktarılır. Çoklayıcı çıkış gerilimi bu algılama gerilimi ile karşılaştırılır. Mos'un iletim zamanı bu karşılaştırma sonucuna bağlıdır. Bu akım karşılaştırıcısının girişini negatif darbelerden korumak için, $I_{\text{algılama}}$ bacağından $V_{\text{ialgılama}}$ sinyali toprak potansiyelinin altına düştüğü her anda akım yollayan bir akım kaynağı koyulmuştur. $I_{\text{algılama}}$ bacağına bağlı, iletim akım aşırılıklarını filtreleyecek bir RC-filtre bağlıdır. Geri kalan aşırılık 200ns'lik kapama zamanlı bir devre tarafından absorbe edilmektedir. RS flip-flop, belirli peryotta sadece bir iletim ve bir kesim darbesinin kapı sürücü çıkışında görülmesini sağlar.

Sıfır Akım Algılayıcısı

Sıfır akım detektörü bobin akımını yardımcı sargı üzerinden algılar ve Mosfetin, bobinin akımı sıfıra indiği anda tetiklenmesini sağlar. Bu boost dönüştürücü diyodun ters toparlanma kayıplarını azaltır. Mosfet, şönt direncin gerilim düşümü çoklayıcı çıkış gerilim seviyesine eriştiğinde kesime girer. Dolayısıyla boost dönüştürücü akımı üçgen bir şekle sahiptir ve peryotlar arasında ölü zaman boşlukları bulunmaz. Bu durum pik akımını ortalama akımın 2 katında sınırlayan kesintisiz Ac şebeke akımına sebep olur. Yanlış tetiklemeyi önlemek için sıfır akım detektörü 0.5V histerezisle Schmitt Trigger olarak dizayn edilmiştir. Dahili 5V sınırı, girişi aşırı gerilim çökmelerine karşı korur ve 0.6V sınırı, alt enjeksiyonu sağlar. Harici bir direnç, bu sınırlamalardan geçen akımı sınırlandırmak için yardımcı sargı ile seri olarak bağlanmalıdır.

Yeniden Başlatma Zamanlayıcısı

Yeniden başlatma zamanlayıcısı osilatör ihtiyacını ortadan kaldırır. Bu zamanlayıcı, bobin akımı sıfırdan geçmesine rağmen 150us boyunca sürücü çıkışı sıfır olduğunda, TDA4863'ü tekrar başlatır.

Gerilim Altında Kapama

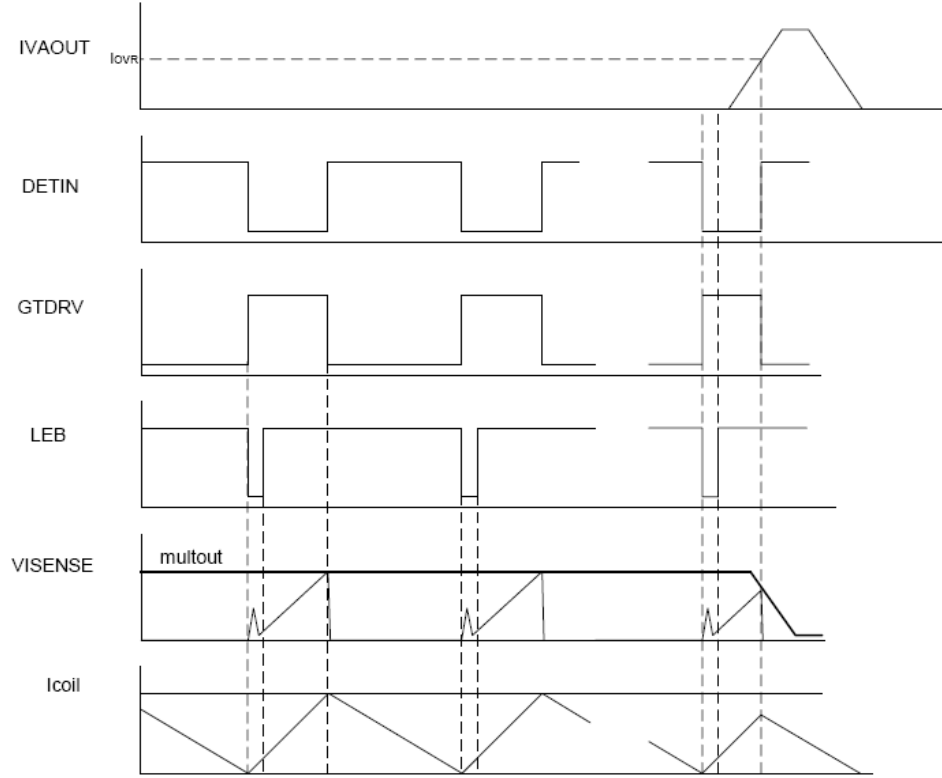
Gerilim altında kapama devresi V_{besleme} üst sınır V_{beslemeH} olduğunda entegreyi açar, V_{besleme} alt sınır V_{beslemeL} 'nin altına indiğinde entegreyi kapatır.

Başlatma süresince kaynak akımı 100uA'in altındadır. Dahili gerilim koruması eklenerek entegre V_{besleme} 'nin aşırı gerilim durumlarına karşı korunmaya alınmıştır. Bu sınırlandırma kullanıldığında güç harcanımı dikkatle incelenmelidir.

Başlangıç akımı, Ac şebekeden giriş kaynak gerilimi V_{besleme} 'ye bağlı harici bir başlatma direnci ve V_{besleme} ile torpak arasına bağlanmış bir depo kondansatörü ile sağlanır.

Kapı Sürücüsü

TDA 4863 totem pole çıkış katı Mosfet uyumludur. V_{besleme} başlangıç fazında olduğunda dahili koruma devresi aktive olur ve Mosfetin kesimde olduğunu garanti eder. Yüksek hızda çalışmada ters iletim akımlarını totempole çıkışı minimize eder.



Şekil 5.4 Sinyal diyagramları

5.4 Teknik Açıklama

TDA 4863 entegresinin temel özellikleri şunlardır:

Başlangıç akımı azaltılmıştır, en kötü çalışma koşullarında dahi güvenilir kapı gerilimi ve geliştirilmiş düşük yük davranışdır. Bununla birlikte güç faktörü düzeltme için uygun olan birçok topolojide kullanılabilir. Ancak, boost dönüştürücü en çok kullanıldığı topolojidir ve bu uygulamada da bu dönüştürücü incelenmiştir. Entegre güç anahtarını kontrol eder, böylece şebekeden sinüsoidal bir akım çekilir ve çıkışta sabit bir DC gerilim elde edilir. Devre ayrıca aktif harmonik filtre gibi davranarak geleneksel doğrultma işleminde kondansatör şarj darbelerinin oluşturduğu akım harmoniklerini sınırlar. Güç faktörü 1'e yakındır. Entegre ayrıca şebeke geriliminin olası değişikliklerini kompanze eder ve birkaç güvenlik önlemi sağlar.

5.4.1 Kontrol Yöntemi

Harmonik filtrenin kontrol metodu, boost bobindeki akım ve gerilim arasındaki $u_L = L di_L / dt$ olarak bilinen fiziksel ilişkiye bağlıdır. Bu bağlantı Şekil 5.5’de görülmektedir. Bu durum,

$0 \leq t < T_{on}$ (T iletimde, D kesimde) aralığında;

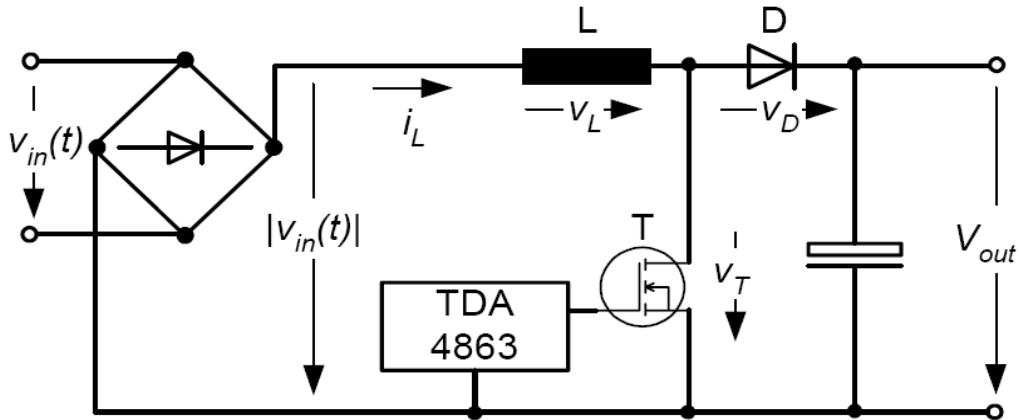
$$i_L(t) = L |V_{in}| t / T_{on} \quad (5.1)$$

$T_{on} \leq t < T_{on} + T_{off}$ (T kesimde, D iletimde) aralığında;

$$i_L(t) = i_L(T_{on}) - L (V_{out} - |V_{in}|) t / T_{off} \quad (5.2)$$

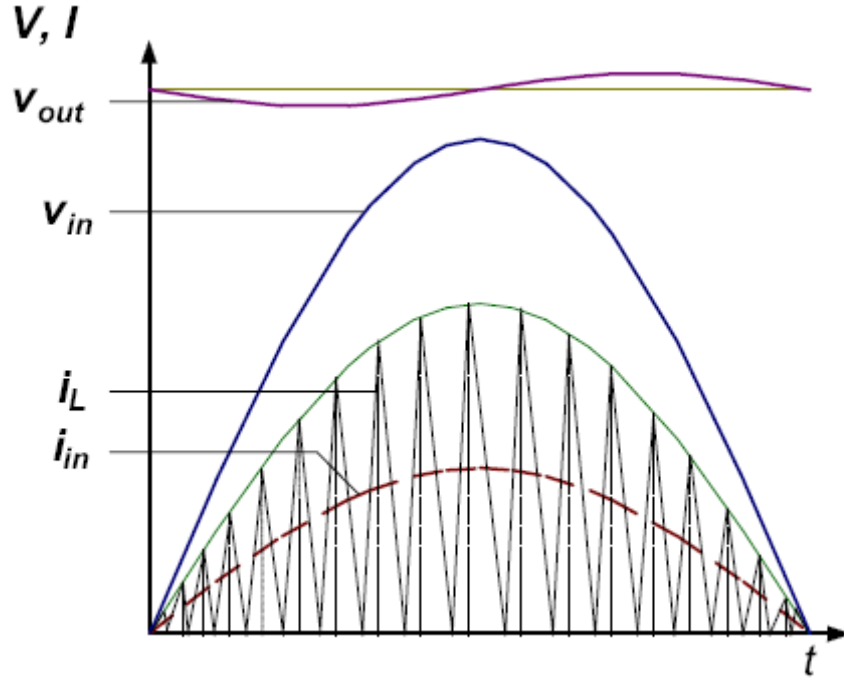
olmak üzere üçgen dalga şekline, sebep olur. (Bu anda Mosfet üzerindeki $i_D(t)$, $R_{DS(on)}$ ve boost diyottaki V_F gerilimleri ihmal edilir.)

T transistörü boost dönüştürücüyü D den akan akım sıfır olana dek bir daha iletme girmez. Bu, diyottaki ters toparlanma kayıplarını önlerken, DCM olarak bilinen bobin akımı i_L ’nin üçgen dalga şekillerinin ardıardına oluşmasını sağlar. Bu kontrol metodu kullanıldığında darbe periyotları ve aktif harmonik filtrenin çalışma frekansı f_p giriş gerilimi ve yük ile değişir.



Şekil 5.5 Gfd yükseltici dönüştürücünün prensip devresi

Bir darbe periyodu boyunca ölçülen giriş akımının ortalama değeri yüksek frekans bobin tepe akımının yarısı kadardır. Şekil 5.6’ya göre TDA 4863 bunları, sinüs giriş gerilimi $V_{giriş}$ zarfı ile oranlı olacak şekilde ayarlar ve RFI bastırma filtresi tarafından düzelştirildikten sonra sinüs şebeke akımı $i_{giriş}$ çekilir.



Şekil 5.6 Gfd yükseltici dönüştürücüde giriş ve bobin akım şekli

5.4.2 Özellikleri

Kendinden Başlama

Entegre başlangıç anında dirençler üzerinden gerek doğrultulmuş girişten, gerekse de çıkış geriliminden beslenir. Bu anda entegre 100uA'den daha az bir akım çeker. 12.5V luk çalışma sınırı entegreyi uygun bir durumda tutar. 10V'ta tutulmuş gerilim altı kapaması entegreyi ve dönüştürücüyü tehlikeli çalışma durumundan korur. Kapı sürülmesi sağlandığında başlatma zamanlayıcısı kapama flip-flop'u için darbeler üretir. Bu işlem kapı sürücü çıkışı 150us'den daha uzun süre alçak durumda kaldığında da gerçekleşir. Entegrenin güvenli beslenmesini sağlamak için 8 nolu kaynak gerilim bacağı dahili olarak 20V'a sınırlandırılmıştır. Bundan dolayı entegre düşük kayıplı başlatma için bütün gereksinimlere sahiptir.

Sürücü Çıkışı

Sürücü çıkışı $\pm 500\text{mA}$ 'lık akım taşıma kapasitesi olan Mosfetleri kontrol edebilecek şekilde dizayn edilmiştir. Ters toparlanma akımlarını engellemek için totem pole sürücü çıkışı kaynak ve toprağa bağlı sınırlayıcı diyotlarla kullanılmıştır. Ayrıca kapı sürücüsü en yüksek değer olarak 11.5 V 'a sınırlandırılmıştır.

Bekleme durumunda sürücü çıkışı, kapı akımı $I_{GT} = 20\text{mA}$ 'de 1V 'luk gerilimi kullanarak düşük seviye durumunu kontrol eder.

Kontrol Yükselticisi

Kontrol yükselticisi evirici ucundaki bölünmüş çıkış gerilimi ile evirmeyen ucundaki 2.5V gerilimi karşılaştırır. Referansın en yüksek dalgalanması, toplam sıcaklık aralığında ($-40^\circ\text{C} < T_J < 150^\circ\text{C}$), ± 2 'den daha azdır. Frekans cevap kompanzasyonu için ikinci bacak olan yükseltici çıkışı ile 1 nolu bacak olan evirici girişi arasına bir geri besleme ağı yerleştirilmiştir. İntegral kontrolörü olarak sadece bir kapasitör kullanılması geçici cevabın dalgalanmasına neden olur, çünkü boost dönüştürücü kontrollü akım kaynağı gibi davranır ve çıkıştaki depo kapasitörü yüksüz ve düşük yüklü çalışmalarda fazını 90° geciktirir.

Kontrol yükselticisinin çıkış gerilimi V_{VAOUT} 1.1 V ile 5.4 V arasında değişebilir ve 6mA (kaynak) ve 30mA (içe akış) ile yüklenebilir ve C3 karşılaştırıcısı üzerinden okunabilir. Çıkış geriliminin, 2.5V referans seviyesinin 0.3 V altına inmesi durumunda sürücü çıkışı bir kapama flip-flop'u üzerinden kapatılır. Bu değer çıkış geriliminin yüksüz durum altında kararlılığını garanti eder .

Diğer taraftan gerilim algılama sinyali 0.2V 'un altına düşerse, entegre kapı sürücüsünü devre dışı bırakır. Bu durum ayrıca geri besleme sinyali kesildiğinde de meydana gelir. Kaynak gerilimi U_{VLO} değerini aştığında entegre kapalıdır ve yeni bir başlangıç döngüsü gerçekleştirilir. Bu durum, entegre eğer bir dönüştürücüden besleniyorsa gerçekleşmez çünkü kaynak gerilimi sabittir ve U_{VLO} değerine erişilemez. Dolayısıyla entegre sürekli olarak kapalı durumdadır.

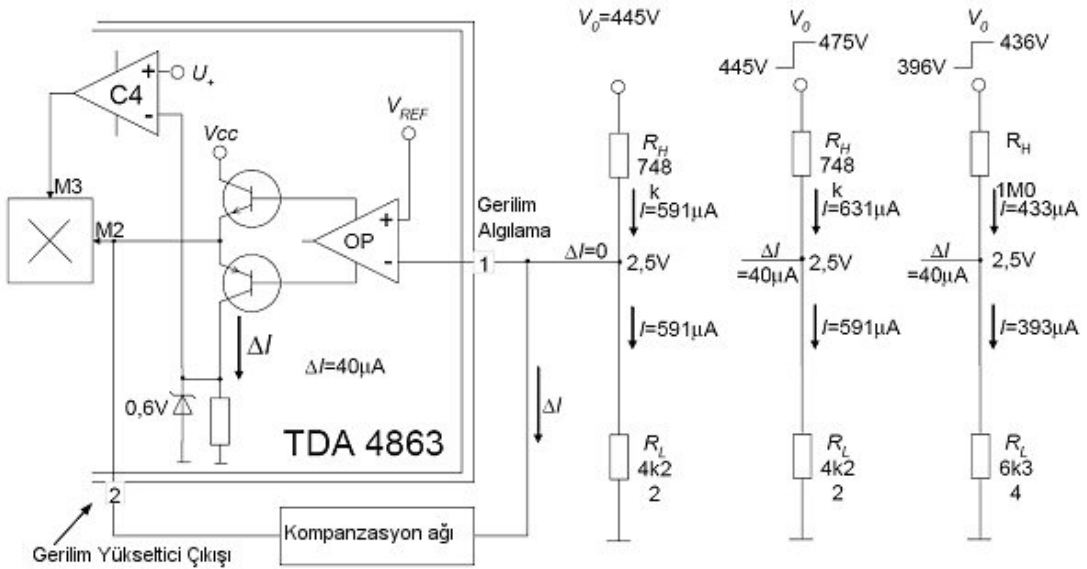
Boost dönüştürücü çıkış gerilimi şebeke frekansının iki katında ek bir AC gerilime sahiptir. Bunun genliği çıkış kapasitörüne ve yüke bağlıdır ve geri beslemesi kontrol yükselticisi tarafından sağlanır. Bu durum, istenmeyen değişimlere sebep olur ve çekilen şebeke akımında toplam harmonik distorsiyonlar oluşturur. Bu sebeple kontrol yükseltici bantgenişliği şebeke frekansının iki katından daha düşük, uygun bir değerde seçilir. Ancak, bu durumda kontrolör

ani yük değişimlerine daha yavaş cevap verir ki bu da geçici aşırı gerilimlere neden olur.

Çıkış Geriliminin Ayar ve Sınırlamaları

Çıkış gerilimi bir gerilim bölücü tarafından V_{out} ile toprak arasında ayarlanır. Gerilim bölücü, kayıpları önlemek için saf omik olmalıdır. Bölücünün kademesi 2.5V'a ayarlanmıştır. Geçici gerilimler ya da yük tepkileri çıkış geriliminde aşırı darbelere neden olur ve aşırı gerilim korumasını gerekli hale getirmektedir. Daha yüksek gerilim, çıkış gerilim bölücüsünden daha yüksek akım geçmesine, bu da kademe geriliminin artmasına neden olur. Gerilim yükselticisi bu durumu Şekil 5.7'e göre kompanzasyon ağına akan ΔI akımını ölçerek kompanse etmeye çalışır.

Dolayısıyla ΔI , bölücünün dahili direncine bağlıdır. Aynı şekilde aşırı gerilim koruma sınırı V_{OVP} de bağlıdır çünkü ΔI , 40uA'ı aştığı anda Şekil 5.7'deki C4 karşılaştırıcısı, çoklayıcı girişi M3 üzerinden efektif olur. Bundan sonra çoklayıcı çıkışı, 43uA'de 0.1V'a ulaşınca kadar lineer bir şekilde azalır. Çoklayıcı çıkışı, akım karşılaştırıcısının referans gerilimi olduğundan, değerinin düşmesi aynı zamanda çekilen şebeke akımının azalmasına neden olur. Bu yöntem şebeke akımındaki kontrolsüz salınımları engeller.



Şekil 5.7 Çıkış gerilim bölücüsüne bağlı aşırı gerilim sınırlandırması

Aşırı gerilim kontrolü, kontrol yükselticisinin çıkış gerilimi üst sınıra ulaştığında, bu çalışma durumlarında sağlanır, çünkü akım dağılımı da ölçülür. Kontrol yükselticisinin çıkış gerilimi en düşük seviyeye doğru meylettiğinde karşılaştırmacı, güvenli yüksüz çalışmayı garanti etmek için 2.2V seviyesinde kesime girer.

Çoklayıcı

Çoklayıcının M_1 , M_2 ve M_3 olmak üzere üç adet girişi vardır. M_1 giriş gerilim dalga şeklinin bilgisini sağlar. Gerilim aralığı 0V ile 4 V arasındadır. Yüksek bir THD değerine ulaşmak için M_{out} / M_1 transfer fonksiyonunun yüksek lineerlikte olması gerekir. En iyi performans, en yüksek giriş gerilim pik değerinde AC gerilim bölücüsünün sınır değerinin 4V olduğu anda elde edilir.

M_2 sinyali, 2.5V referansına göre 2.5V ile 4V arasında bir aralığa sahip olan gerilim yükseltici çıkışıdır. Bu çıkış geriliminin kompanze edilmiş geri besleme sinyalidir. Genel olarak, belirli bir çıkış gücünde, artan giriş gerilimi ile kontrol döngü kazancı da artacaktır ki bu da kontrol döngüsünün stabil olmamasıyla sonuçlanabilir. Ancak bu ayrıca, DC bara geriliminin 100Hz'lik dalgalanmasının aşırı yükselmesine veya diğer dalgalanmaların artmasına ve dolayısıyla kötü THD değerlerine neden olur. M_1 girişinin tersine yüksek lineerlikte olması gerekmez. Bazı gfd kontrol devrelerinde görüldüğü gibi THD gözönüne alındığında lineer olmayan transfer fonksiyonları ile daha iyi güç faktörü elde edildiği gözlenmiştir.

Çoklayıcının 0.3^{-1} V değerli K_d ve 0.7^{-1} V değerli K_y dahili sabit faktörlere sahiptir. Buradan;

$V_{VVAOUT} < 3.0$ V için,

$$V_{QM} = K_d (V_{p2} - V_{REF}) V_{pin3} \quad (5.3)$$

ve

$V_{VVAOUT} > 3.5$ V için,

$$V_{QM} = K_y (V_{p2} - V_{REF}) V_{p3} \quad (5.4)$$

elde edilir.

Çoklayıcının çıkış gerilimi 1V'a sınırlanmıştır. Bu değer, akım sınırlandırılması için tanımlı bir kesim sınırına sebep olur ve ayrıca kötü çalışma koşullarında Mosfetin daha yüksek bir kapı gerilimine sahip olmasını sağlar.

Akım Karşılaştırıcısı

Akım karşılaştırıcısı, evirici girişiyle şönt direnç üzerindeki anlık gerilimleri izler. Şönt direnç, mosfetin kaynak yolu üstündedir ve iç endüktansı olabildiğince düşük olmalıdır. Şönt gerilimi, çoklayıcı tarafından belirlenmiş kesim sınırına ulaştığı anda, kesim flipflopunu resetlenir ve sürücü kesime girer. Kesim flipflopunu güç mosfetinin anahtarlanması esnasındaki çoklu darbeleri engeller.

Şöntün iç endüktansının ve sürücü akımlarının etkilerinin sonucu olarak Mosfetin iletim durumunda şönt direnç üzerinde gerilim aşırılıkları meydana gelir. Bunlar Mosfetin istek dışı kesime girmesine neden olabilirler.

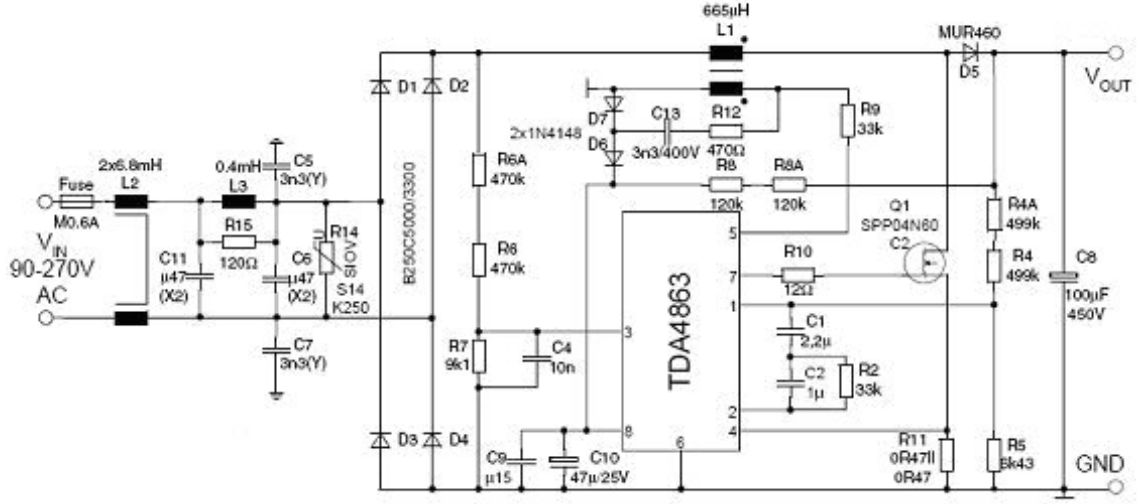
Algılayıcı

Bobinin ikincil sargısı akım bacağındaki(drain) gerilimin N_{det}/N_{boost} oranına göre bir değerini verir. Mosfetin iletimde olduğu T_1 süresi boyunca algılama sargısında negatif gerilim oluşur. Mosfet kesime girdiğinde flip-flop akım karşılaştırıcısı tarafından sıfırlanır. Aynı anda drain gerilimine bağlı olarak algılayıcının üzerindeki kutup pozitif dönecektir. Algılayıcı gerilimi pozitif köşesiyle birlikte 1.5V'u aştığında flip-flop kilitlenir. Diyot, T_2 süresinde akımı üzerine aldıktan sonra akım, yükseltici diyotundan aktığı sürece gerilimi pozitifdir. Akım sıfır olduğunda, algılayıcı gerilimi Mosfetin sürücü katının etkinleşme sınırı olan 1V'un altına düşer.

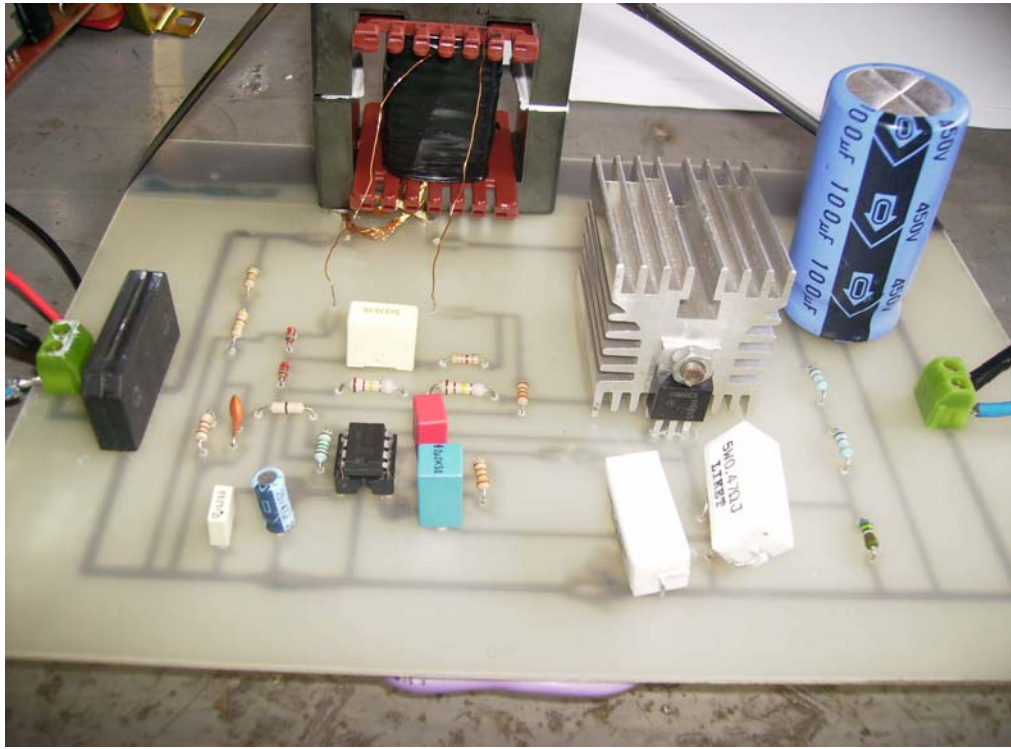
Sargı 5. bacağına yüksek ohmik bir direnç üzerinden bağlanır. Entegrede giriş gerilimini $\pm 5mA$ 'de +5V ve +0.5V arasında tutan sınırlandırıcı yapılar mevcuttur. Kesim flip-flopunu ayarlayacak algılama sinyalinin olmadığı durumlar mevcuttur. Bu durum, kaynak gerilimi anahtarlandığında şebeke aşırı geriliminin çıkış gerilimini aştığı ve yüksüz ya da düşük yükte çalışmada oluşur. Bu durumda, eğer sürücü çıkışı 160us'den daha uzun süre düşük seviyede kalırsa kesim flipflopuna darbeler üreten başlangıç üreticisi aktif hale geçer.

5.5 Devre Analizi

Infineon firmasının TDA 4863 entegresi kullanılarak oluşturulan 120W güçlü güç faktörü düzeltme devresinin şeması Şekil 5.8’de, uygulama devresi de Şekil 5.9’da görülmektedir.

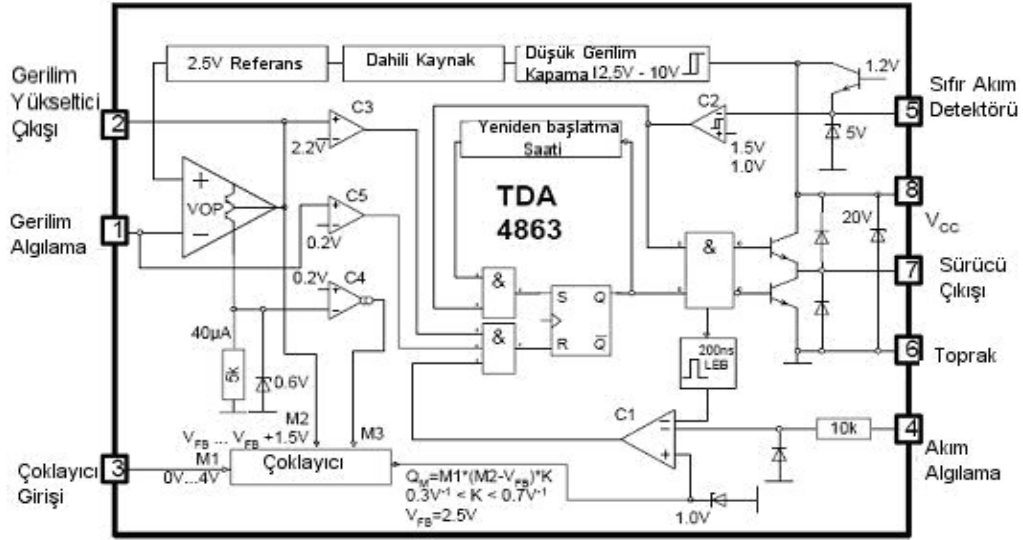


Şekil 5.8 120 W’lık güç faktörü düzeltme devresinin şeması



Şekil 5.9 Uygulama Devresi

Bu uygulama gerçekleştirilirken Kesintili İletim Modunda, yükseltici çalışan bir dönüştürücü ve yük olarak da $1.4k\Omega$ 'luk direnç kullanılmıştır.



Şekil 5.10 Entegre iç yapısı ve pin bağlantıları



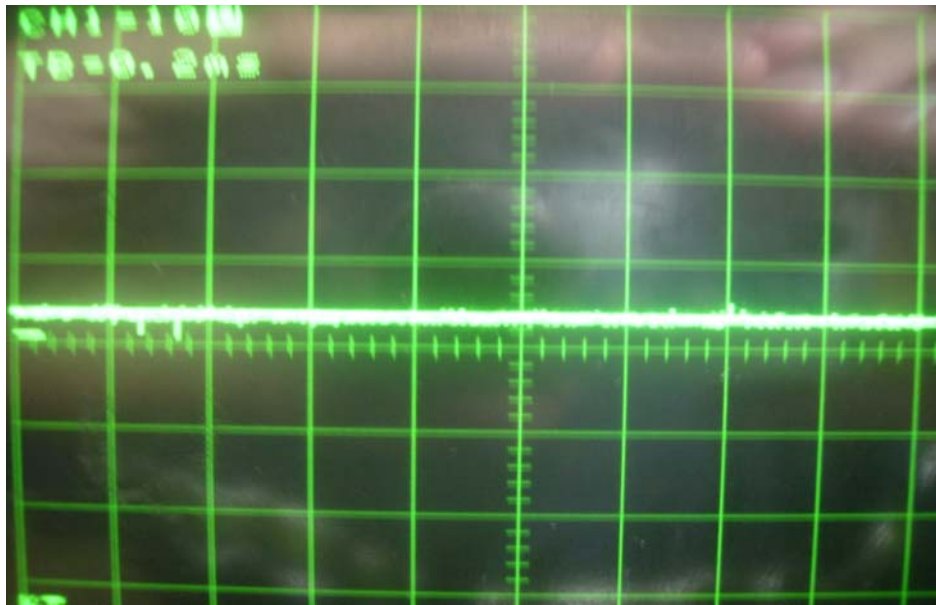
Şekil 5.11 Kapı sürücü çıkışı (bacak7) dalga şekilleri

Şekil 5.11’de 92V giriş geriliminde 7.bacak olan kapı sürücü çıkışındaki gerilim dalgalanması görülmektedir.



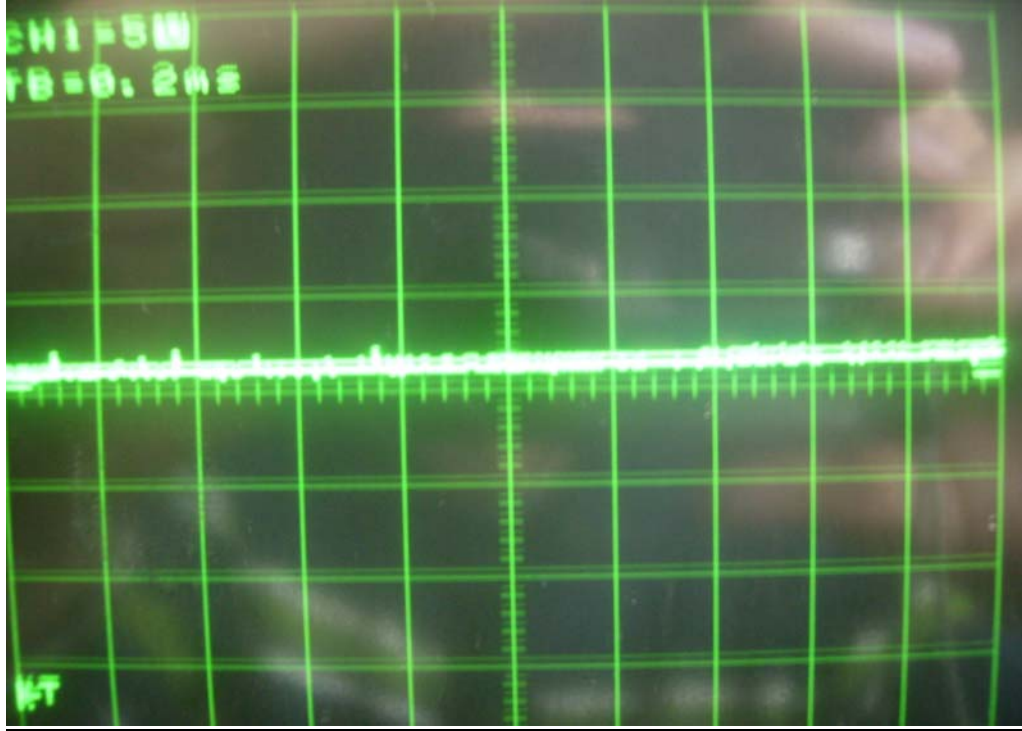
Şekil 5.12 Gerilim yükseltici çıkışı (bacak2)

Şekil 5.12’de ise 2.bacak gerilim yükseltici çıkışının sinyali görülmektedir.



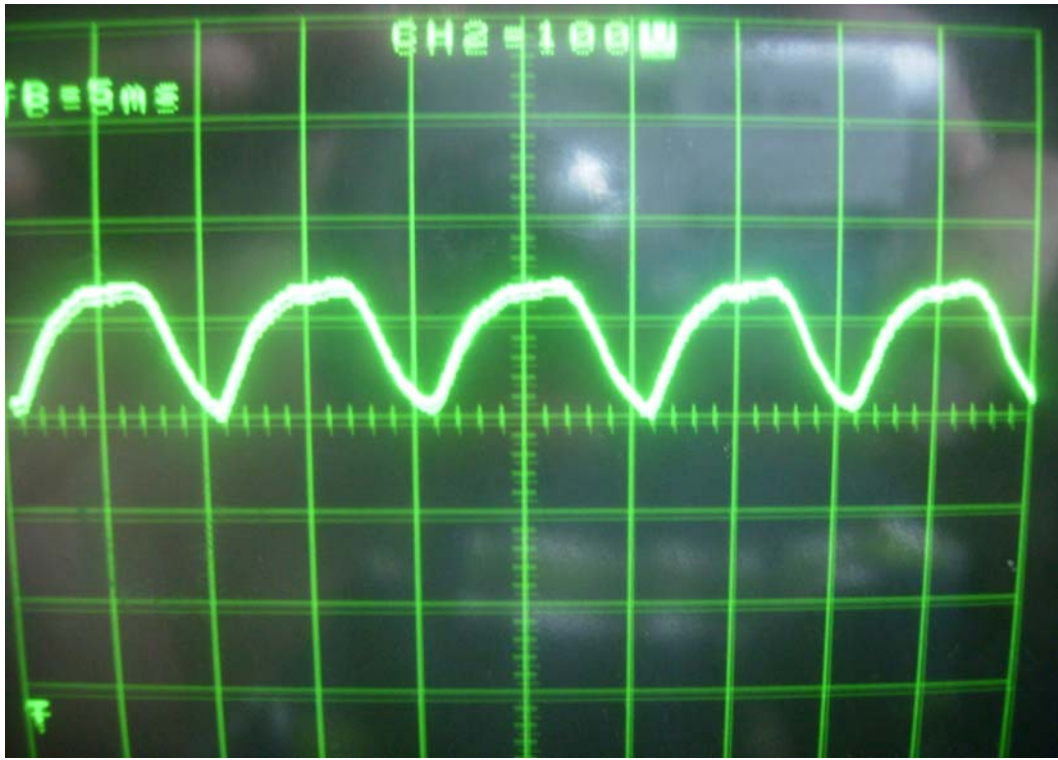
Şekil 5.13 Gerilim algılama (bacak1)

Şekil 5.13’te gerilim algılama bacağındaki sinyal görülmektedir.



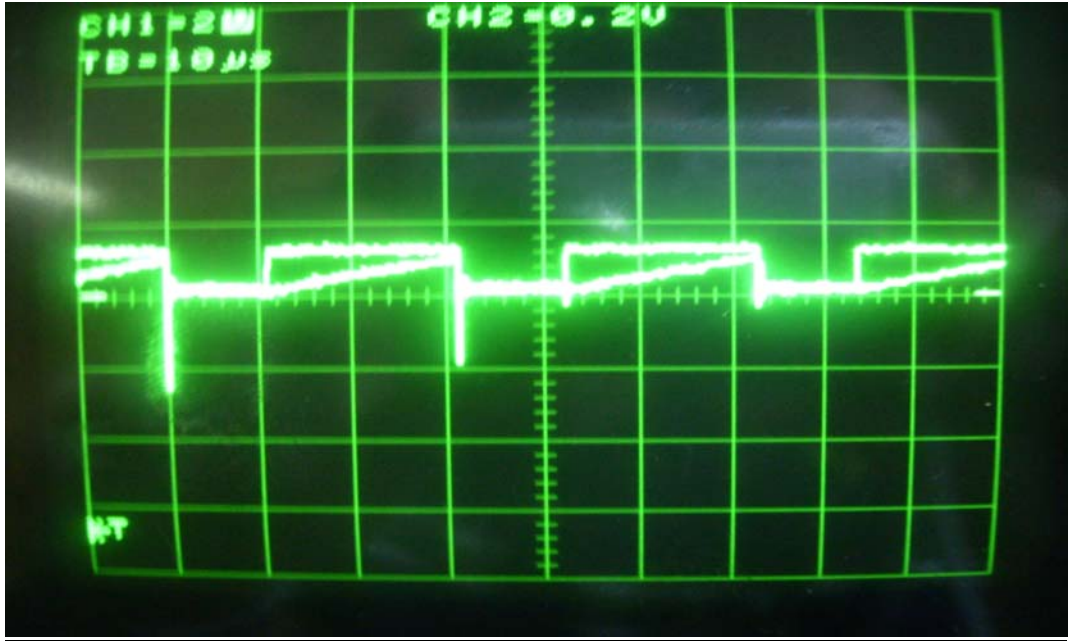
Şekil 5.14 Çoklayıcı girişi (bacak3)

Şekil 5.14'te çoklayıcı girişindeki sinyal görülmektedir.



Şekil 5.15 Köprü çıkışı

Şekil 5.15'te köprü çıkışındaki doğrultulmuş gerilim sinyali görülmektedir.



Şekil 5.16 Tetikleme sinyali ile mosfet çıkışındaki direnç üzerindeki sinyaller

Şekil 5.16'da tetikleme sinyaliyle birlikte mosfetin çıkışındaki direnç üzerindeki gerilim sinyali görülmektedir.



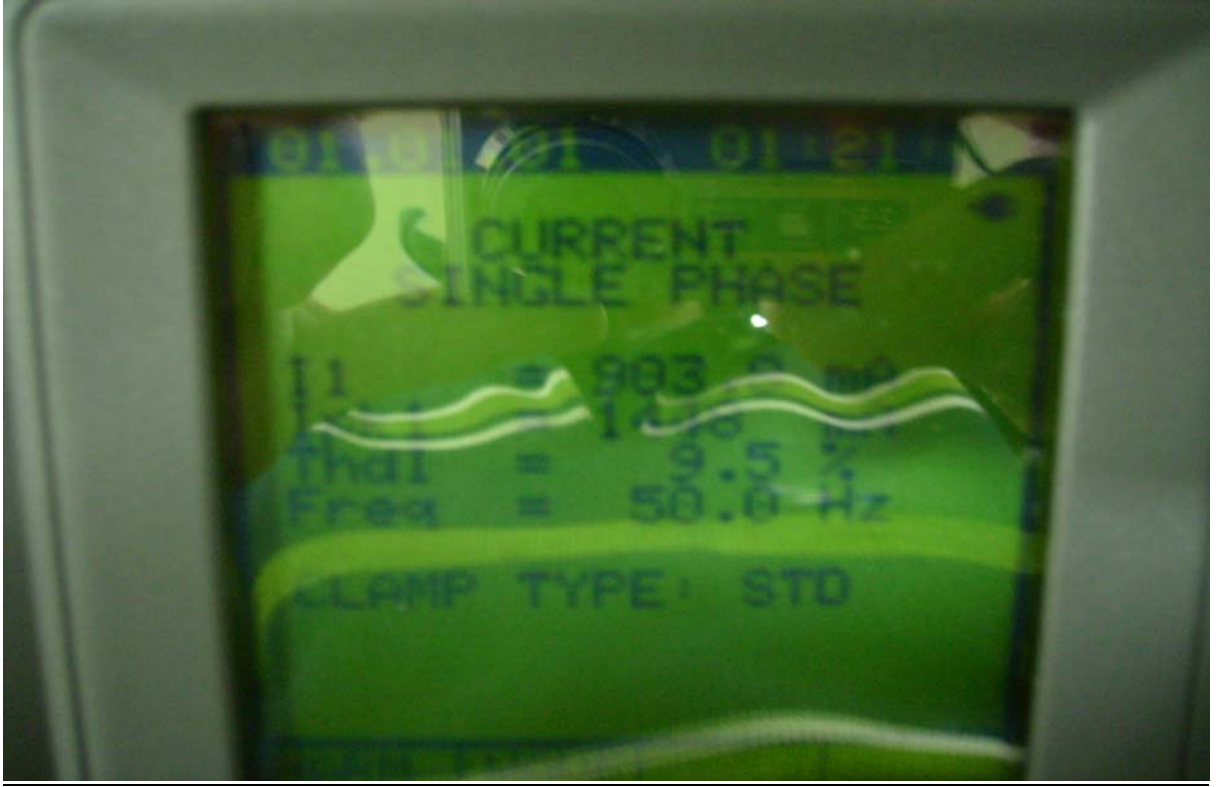
Şekil 5.17 Doğrultulmuş giriş gerilimi ile R11 direnci üzerindeki dalga şekilleri

Şekil 5.17’de doğrultulmuş giriş gerilimi ile R11 direnci üzerindeki gerilimin değişimi birlikte verilmiştir.

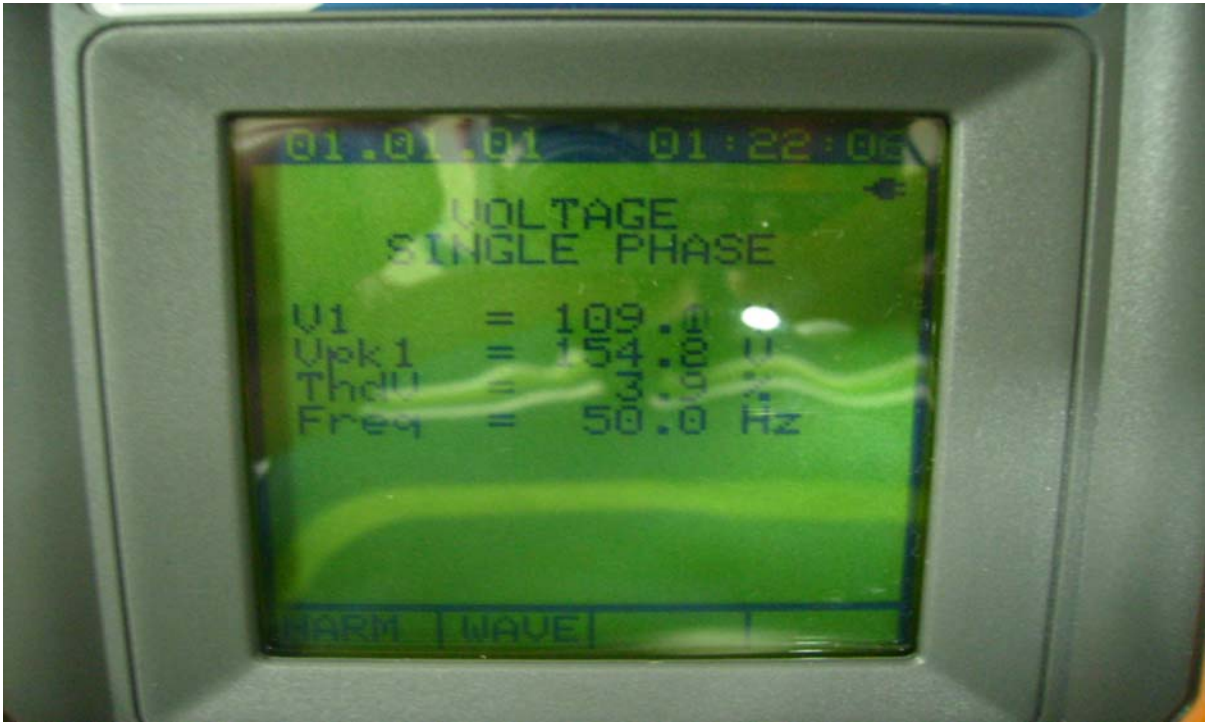


Şekil 5.18 Aktif, görünür güç ve güç faktörü değerleri

Şekil 5.18’de güç analizöründen elde edilen aktif, görünür güçler ile güç faktörü değerleri görülmektedir. Görüldüğü gibi güç faktörü birim güç faktörüne oldukça yakındır.



Şekil 5.19 Akımdaki toplam harmonik distorsiyon



Şekil 5.20 Gerilim ve gerilimdeki toplam harmonik distorsiyon

Şekil 5.19 ve Şekil 5.20’de ise akım ve gerilim değerleri ile akım ve gerilimdeki toplam harmonik distorsiyonları görülmektedir.



Şekil 5.21 Akım ve gerilim dalga şekilleri

Şekil 5.21’de akım ve gerilim dalga şekillerinin güç analizöründen alınan dalga şekilleri görülmektedir. Akım, gerilimi takip etmektedir ve güç faktörü değeri 0.99’dur.

6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Güç sisteminde sinüsoidal durumdaki şebeke akımında, evlerimizde ve iş yerlerimizde kullandığımız lineer reaktif veya nonlineer cihazlardan dolayı faz kayması veya bozulmalar meydana gelmektedir. Bu kayma ve bozulmalar güç faktörü değerinin azalmasına neden olur. Güç faktöründeki bu düşme ise trafo ve kablo kapasitelerinin gereksiz yere işgal edilmesine sebep olurlar. Harmonik üreten cihazlar bu düşmeye sebep oluyorsa ölçüm cihazlarında hatalar meydana gelebilir ve sistemde rezonans oluşması gibi olumsuz durumlarla da karşılaşılabilir.

Bu sebeplerle güç faktörünü düşüren bu etkilerin giderilmesi ve dolayısıyla güç faktörünü yüksek tutmaya çalışmak sistem için oldukça önemlidir. Güç faktörünü düzeltmenin birçok yolu vardır ancak tabi ki bunların etkileri birbirinden oldukça farklıdır. Basit yöntemlerden biri hiçbir ek eleman kullanmadan yapılan düzeltmedir. Bu yöntemde çıkış kondansatörü daha küçük seçilir ve küçük bir iyileşme sağlanır. Ancak çıkış gerilim dalgalanması artar. Bunun haricinde filtreler oldukça sık kullanılan yöntemlerdendir. Pasif elemanlar eklenerek yapılan yöntemlerde dc ve ac taraflara kondansatörler ve bobinler eklenerek güç faktörü düzeltme yoluna gidilir. Ayrıca seri ve paralel rezonans bantlı yaklaşımlar ile belirli harmonik değerlere ayarlanmış harmonik yakalayıcı devreler de sıklıkla kullanılmaktadır. Aktif filtre kullanılarak ise nonlineer yüklerin çektikleri bozuk akımın tersi işaretli akımlar şebekeye enjekte edilerek sinusoidal bir akım çekilmesi sağlanır. Pasif filtreler bir ya da iki frekansa ayarlanabilirken aktif filtreler birden fazla frekansa ayarlanabilirler. Ayrıca pasif filtrelerde harmonik değerlerindeki değişimlerde yeni filtre gerekiyken, aktif filtreler problem çıkartmamaktadır.

Bu yöntemler haricinde güç faktörü iyileştirme, akımın aktif olarak şekillendirilmesi ile gerçekleştirilebilir. Alçak frekans ve yüksek frekans olmak üzere iki kısımda incelenebilir. Yüksek frekans devrelerinde doğrultucu ile filtre kapasitörü arasında azaltıcı, yükseltici veya azaltıcı-yükseltici dönüştürücüler kullanılır. Bu devreler giriş akım ve gerilim değerleri ile çıkış dalga şeklini inceler ve güç anahtarının iletim sürelerini ayarlayarak şebekeden gerilimle aynı fazda sinus akım çekilmesini sağlarlar. Oldukça yüksek güç faktörü değerlerinin yakalanabildiği bu devrelerde kontrol, devre topolojisine bağlı olarak pik akım kontrolü, ortalama akım kontrolü, histerezis kontrol, sınır çizgisi kontrolü ve darbe genişlik modülasyonu kontrol yöntemlerinden biri kullanılarak gerçekleştirilir.

Bu yöntemler kullanılacak yere, maliyet hesaplarına ve ihtiyaca bağlı olarak şekillenir. Bir el aletinde pasif yöntemleri uygulamak daha verimliyken bir güç kaynağına aktif akım şekillendirme yöntemi uygulamak daha mantıklı olabilmektedir.

Gerçekleştirilen devre de bir aktif akım şekillendirme devresidir ve 0.99 gibi iyi bir güç faktörü değeri elde edilebilmiştir. Akım, gerilimi iyi bir şekilde takip edebilmiş ve birim güç faktörüne çok yakın bir değer elde edilmiştir.

- Devrede, kayıpları azaltabilmek için mosfetin yumuşak olarak anahtarlanması bir yöntem olarak görülebilir.
- Girişimleri azaltmak için diyot köprüsünden önce filtreleme yoluna gidilebilir.
- Özellikle bilgisayarlar gibi, kurumlarda yoğun olarak kullanılan cihazların güç faktörü düzeltme devreleri entegre edilmiş şekilde tasarlanmaları bu kurumlarda harmonikler tarafından meydana gelebilecek sorunların azaltılmasına yardımcı olacaktır. Bunun için örneğin, bilgisayarların güç kaynakları bu amaca uygun şekilde tasarlanabilir.
- Harmonik giderme ve güç faktörü düzeltme yöntemlerinden hangisinin seçileceği, amaçlanan işteki önceliklere bağlı olarak mühendis tarafından belirlenmeli ve güç sisteminin bütünlüğü de gözönünde tutularak uygulanmalıdır.

KAYNAKLAR

- Abu-Qahouq, J., Wei, H., Gu, W., Batarseh, I., (2000), "Analysis and Design of Soft-Switching Power Factor Correction Converter", IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Switzerland.
- Arau, A., Sebastian, J., Uceda, J., (1995), "Comparative Analysis of Boost and Buck-Boost Derived Topologies Used As Power Factor Correctors", CIEP 1995, Mexico.
- Aslan, M., Güldemir, H., (2005), "Kayma Mod Kontrol İle Yükseltici Tip Aa-Da Dönüştürücünün Güç Faktörü Düzeltimi", Fırat Üniversitesi Fen ve Mühendislik Bilimleri Dergisi, Elazığ.
- Basu, S., (2006), "Single Phase Active Power Factor Correction Converters", Chalmers University of Technology, Sweden.
- Bodur, H., (2005), "Güç Elektroniğinde Kontrol ve Koruma Teknikleri", Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul.
- Bollen, M., Basu, S., (2005) "A Novel Common Power Factor Correction Scheme for Homes and Offices", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.20, No.3.
- Carbone, R., Scappatura, A., (2004), "A High Efficiency Passive Power Factor Corrector for Single-Phase Bridge Diode Rectifiers", IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen.
- Dorf, C., Richard, Ed., (2000), "The Electrical Engineering Handbook".
- Grady M.W., Santoso, S., (2001), "Understanding Power System Harmonics", IEEE, USA.
- Grigore, V., (2001), "Topological Issues in Single-Phase Power Factor Correction", Helsinki University, Finland.
- Gülgün, R. (2004), "AC-DC Konverterlerde Güç Faktörü Düzeltme Yöntemleri", Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul.
- Heo. T., Son, Y., Santi, E., (2004), "Analysis of the Interleaved Type Power Factor Correction Converter in Discontinuous Current Mode", IEEE 30th Annual Conference, Korea.
- Kim, S., Enjeti, P.N., (2003), "A Parallel-Connected Single Phase Power Factor Correction Approach With Improved Efficiency", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.19 No.1, Texas.
- Kocatepe, C. ve Umurkan, N., (2006), "Enerji Kalitesi ve Harmonikler", Elektrik Mühendisleri Odası, İstanbul.
- Kyyra, J., Grigore, V., (2000), "A Step-Down Converter with Low Ripple Input Current for Power Factor Correction", Helsinki University of Technology, Finland.
- Luo, F., (2005), "Single-Stage Power Factor Correction Ac/Dc Converter", Nanyang Technological University, Singapore.
- Matsuo, M., Matsui, K., Yamamoto, I., Ueda, F., (2000), "A Comparison of Various Dc-Dc Converters and Their Application to Power Factor Correction", IEEE 2000, Japan.

- Pan, Z., Peng, F., Wang, S., (2005), "Power Factor Correction Using a Series Active Filter", IEEE Transactions on Power Electronics Vol.20, No.1.
- Papanikolaou, N.P., Polyzos, N.P., Tatakis, E.C. (1998), "Power Factor Correction in AC/DC Converters: Design and Measuring Problems", University of Patras, Greece.
- Qian, J., (1997), "Advanced Single-Stage Power Factor Correction Techniques", Virginia Polytechnic Institute and State University, Virginia.
- Rossetto, L., Spiazzi, G., Tenti P., (1999), "Boost PFC with 100-Hz Switching Frequency Providing Output Voltage Stabilization and Compliance with EMC Standards", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.36 No.1, Italy.
- Rosetto, L., Spiazzi, G., Tenti, P., (2001), "Control Techniques For Power Factor Correction Converters", University of Padova, Italy.
- Rustom, K., Batarseh, I., (2003), "Recent Advances in Single-Stage Power Factor Correction", ICIT 2003, Slovenia.
- Scilic, (2004), "Power Factor Correction Handbook".
- Singh, B., Singh, N.B., Chandra, A., Al-Haddad, K. Pandey, A., Kothari, D.P., (2002), "A Review of Single-Phase Improved Power Quality AC-DC Converters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.50 No.5, Canada.
- Wei, Huai., Batarseh I., Zhu, G., Kornetzky, P., (2000), "A Single Switch Ac-Dc Converter with Power Factor Correction", IEEE, Vol 15 No3.
- Yang, Z., Sen, P.C., (1998), "Recent Developments in High Power Factor Switch-Mode Converters", Queen's University, Ontario.

INTERNET KAYNAKLARI

- [1]<http://www.ieee.com>
- [2]www.globalspec.com
- [3]<http://www.wipo.int>
- [4]<http://www.powersupplies.frost.com>
- [5]<http://www.patentstorm.us>

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi 27.06.1982

Doğum yeri İstanbul

Lise 1996-2000 Kadir Has Lisesi

Lisans 2000-2005 Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümü

Yüksek Lisans 2005- Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Müh. Anabilim Dalı, Elektrik Makinaları Ve Güç Elektroniği Programı

