

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

139667

**PWM DOĞRULTUCULARIN İNCELENMESİ ve
BİR UYGULAMA DEVRESİNİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

- 139667 -

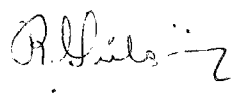
Elektrik ve Elektronik Müh. Mustafa GERZ

**FBE Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik Mühendisliği Programında
Hazırlanan**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı: Doç. Dr. M. Hadi SARUL

Doç.Dr. M.Hadi SARUL 

Prof. Remzi GÜLGÜN 

Y.Doç.Dr. Tuncay UZUN 

İSTANBUL, 2003

**T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
MÜHÜRÜ**

İÇİNDEKİLER

Sayfa

SİMGE LİSTESİ.....	i
KISALTMA LİSTESİ.....	iii
ŞEKİL LİSTESİ.....	iv
ÖNSÖZ.....	vi
ÖZET.....	vii
ABSTRACT.....	viii
1. GİRİŞ.....	1
1.1 Temel Tanımlar ve Performans Parametreleri.....	2
1.1.1 Doğrultucularda Giriş Akım Harmonik Seviyesi.....	2
1.1.2 Güç Faktörü (PF)	3
1.1.3 Çıkış Gerilimi.....	4
1.1.4 Çıkış Akımı.....	5
1.1.5 Verim.....	5
1.1.6 Diğer Parametreler.....	6
1.1.7 Filtre Devreleri.....	6
2. BİR FAZLI PWM DOĞRULTUCULAR.....	8
2.1 Bir Fazlı Kontrollü ve Kontrolsüz Doğrultucular.....	8
2.2 Bir Fazlı Boost Doğrultucular.....	11
2.2.1 Dizayn Kriterleri.....	14
2.2.2 Bir fazlı Boost Doğrultucular İçin Performans Değerlendirmesi.....	16
2.2.3 Avantajları.....	19
2.3 Buck+Boost Doğrultucular.....	20
2.3.1 Dizayn Kriterleri.....	23
2.3.2 Buck+Boost Doğrultucunun Performans Değerlendirmesi.....	23
2.3.3 Avantajları.....	25
2.4 SEPIC Tipi PWM Doğrultucular.....	25
2.4.1 Dizayn Kriterleri.....	27
2.4.2 SEPIC Doğrultucunun Performans Değerlendirmesi.....	27
2.4.3 Avantajları.....	28
2.5 Bir Fazlı Dört Anahtarlı PWM doğrultucular.....	29
2.6 Fly-Back Doğrultucular.....	30
3. ÜÇ FAZLI PWM DOĞRULTUCULAR.....	35
3.1 Üç Fazlı Tek Anahtarlı Boost Doğrultucu.....	35
3.1.1 Dizayn Kriterleri.....	37
3.1.2 Üç Fazlı Tek Anahtarlı Boost Doğrultucunun Performans Değerlendirmesi.....	39
3.1.3 Avantajları.....	42
3.1.4 5.Harmonik Filtreli Tek Anahtarlı Boost Doğrultucu.....	43
3.1.5 Harmonik Enjeksiyonlu Tek Anahtarlı Boost Doğrultucu	45

3.2	Üç Fazlı Üç Anahtarlı PWM Doğrultucular.....	46
3.2.1	Dizayn Kriterleri.....	49
3.2.2	Üç Fazlı Üç Anahtarlı PWM Doğrultucuların Performans Değerlendirmesi.....	50
3.2.3	Avantajları.....	51
3.3	Tam Köprü PWM Boost Doğrultucular.....	52
3.4	Üç Fazlı PWM Buck Doğrultucular.....	56
4.	UYGULAMA.....	60
4.1	Güç Devresi.....	60
4.2	Kontrol Devresi.....	62
4.3	Deneysel Sonuçlar.....	63
4.4	Alternatif Uygulama.....	66
5.	SONUÇ ve ÖNERİLER.....	69
	KAYNAKLAR.....	71
	EKLER.....	73
Ek 1	UC 3845 Entegresine Ait Katalog Bilgileri.....	74
Ek 2	UC 3854 Entegresine Ait Katalog Bilgileri.....	78
	ÖZGEÇMİŞ.....	81

SİMGE LİSTESİ

a_0	Fourier serisi sıfır bileşeni
a_k, b_k	Fourier serisinin k. bilşenini katsayıları
C_0	Çıkış kondansatörü
C_{T1}, C_{T2}	Harmonik filtre kondansatörleri
CF	Crest Faktörü
D_i	(i :a,b,c) Her faz için faz girişindeki köprü diyotlar
f_ω	Sönüm frekansı
f_c	Kesim frekansı
f_p	Anahtarlama frekansı
f_n	Şebeke frekansı
i_0	Ortalama sıfır bilşen akımı
I_0	Çıkış akımı
$I_{0(max)}$	Maksimum çıkış akımı
i_{AC}	Çıkış akımındaki AC bileşen
I_{bd}	Köprü diyot akımı
I_D	Diyot Akımı
I_{DC}	Çıkış DC akım bleşeni
I_n	Şebeke akımı
$I_{n(tepe)}$	Şebeke akımının tepe değeri
$I_{n1(tepe)}$	Ana anım bileşeninin tepe değeri
I_{ref}	Kontrol referans akımı
$I_{T(rms)}$	Transistör rms akımı
$I_{T(ort)}$	Ortalama Transistör akımı
$I_{d(rms)}$	Boost diyodunun rms akım değeri
k	Harmonik mertebesi
$L_d C_d$	DC filtre elemanları
L_{T1}, L_{T2}	Harmonik filtre indüktansları
L_U	Şebeke tarafındaki boost indüktans
M	Gerilim Transfer Oranı
PF	Güç faktörü
P_0	Çıkış Gücü
P_g	Giriş Gücü
P_{bd}	Köprü diyot güç kayıpları
$P_{D,anah}$	Diyot anahtarlama güç kayıpları
$P_{D,il}$	Diyot iletim kayıpları
$P_{T,anah}$	Transistör anahtarlama kayıpları

$P_{T,il}$	Transistör iletim kayıpları
P_{Or}	Oransal çıkış gücü
P_f	Köprü doğrultucu gücü
P_L	İndüktans Kayıpları
q	Sönüm katsayısı
$R_{DC,L}$	İndüktans DC iç direnci
r_f	Transistör iç direnci
T	Periyot
T_p	Anahtarlama periyodu
t	Zaman
t_μ	Darbe periyodu içinde yerel zaman
TUF	Trafo uygunluk faktörü
THD	Toplam harmonik bozulma
U_0	Çıkış gerilimi
U_{AC}	Çıkış gerilimindeki AC bileşen
U_{DC}	Çıkış gerilimindeki DC bileşen
U_n, U_N	Şebeke gerilimi
Z_y	Yük empedansı
λ	Bağıl iletim süresi
α	Tetikleme açısı
ϕ	Faz açısı
ω	Açısal frekans
η	Verim

KISALTMA LİSTESİ

CCM	Continuous Conduction Mode
CF	Crest Factor
DCM	Discontinuous Conduction Mode
EMI	Electromagnetic Interference
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IEC	International Electrical Commission
PFC	Power Factor Correction
PLL	Phase Lock Loop
PWM	Pulse Width Modulation
RFI	Radio Frequency Interference
RF	Ripple Factor
SVC	Space Vector Control
SPWM	Sinusoidal Puls Width Modulation
THD	Total Harmonic Distortion
TUF	Transformer Utilization Factor



Şekil 1.1	k.harmonik için DC filtre devresi.....	7
Şekil 2.1	Tam dalga kontrollü doğrultucu.....	8
Şekil 2.2	Tam dalga kontrollü doğrultucu akım şekli.....	9
Şekil 2.3	Kontrollü doğrultucunun anahtarlama açısına göre performansı.....	10
Şekil 2.4	Bir fazlı boost doğrultucu devre şeması.....	11
Şekil 2.5	Boost doğrultucu anahtarlama akım ve gerilimleri.....	12
Şekil 2.6	Boost doğrultucu kontrol blok diyagramı.....	14
Şekil 2.7	Boost doğrultucu akım ve gerilim şekilleri.....	16
Şekil 2.8	Boost doğrultucuya ait akımfrekans spektrumu.....	17
Şekil 2.9	Boost doğrultucunun yüke göre verim değişimi.....	18
Şekil 2.10	Buck+Boost doğrultucu devre şeması.....	20
Şekil 2.11	Buck+Boost doğrultucu için tetikleme sinyallerinin üretilmesi.....	21
Şekil 2.12	Buck+Boost doğrultucunun çalışma modları.....	22
Şekil 2.13	Buck+Boost doğrultucu kontrol blok diyagramı.....	23
Şekil 2.14	Buck+Boost doğrultucu giriş akım ve gerilim şekilleri.....	23
Şekil 2.15	Buck+Boost doğrultucu giriş akım harmonik spektrumu.....	24
Şekil 2.16	Buck+Boost doğrultucuda verimin çıkış gerilimine göre değişimi.....	25
Şekil 2.17	SEPIC doğrultucu devre şeması.....	26
Şekil 2.18	Sepic doğrultucu anahtarlama anında akım ve gerilimler.....	26
Şekil 2.19	SEPIC doğrultucu giriş akım ve gerilimi.....	27
Şekil 2.20	SEPIC doğrultucuda verimin çıkış gerilimine göre değişimi.....	28
Şekil 2.21	Bir fazlı dört anahtarlı doğrultucu devre şeması.....	29
Şekil 2.22	Kontrol blok diyagramı.....	30
Şekil 2.23	Fly-Back doğrultucu devre şeması.....	30
Şekil 2.24	Kesintili akımmodunda Fly-Back doğrultucuya ait akım ve gerilimler.....	32
Şekil 3.1	İdeal üç fazlı doğrultucu eşdeğer gösterimi.....	35
Şekil 3.2	Üç fazlı tek anahtarlı boost doğrultucu devre ve kontrol şeması.....	36
Şekil 3.3	Bir iletim aralığında faz akımlarının değişimi.....	37
Şekil 3.4	$P_{or, \delta \leq 1}$ değerinin M' e göre değişimi.....	38
Şekil 3.5	Sabit darbe frekansında çalışan üç fazlı kesintili mod doğrultucunun dijital simülasyon sonuçları.....	39
Şekil 3.6	Gerilim transfer oranına bağlı olarak güç faktörünün değişimi.....	40
Şekil 3.7	Gerilim transfer oranına göre harmonik bileşenler.....	40
Şekil 3.8	Harmonik oranlarının IEC-555 standartları ile mukayesesi.....	41
Şekil 3.9	Harmonik filtreli üç faz tek anahtarlı boost doğrultucu.....	43
Şekil 3.10	5.harmonik filtreli boost doğrultucunun giriş akımındaki harmoniklerin IEC-555 standardı ile karşılaştırılması.....	44
Şekil 3.11	Harmonik enjeksiyon devreli üç fazlı tek anahtarlı boost doğrultucu.....	45
Şekil 3.12	Harmonik enjeksiyonlu boost doğrultucunun giriş akım harmonikleri ile IEC-555 standardının karşılaştırılması.....	46
Şekil 3.13	VIENNA tipi doğrultucu devre şeması.....	47
Şekil 3.14	Kontrol blok diyagramı.....	48
Şekil 3.15	Farklı taşıyıcı sinyaller için akım şekilleri ve harmonik spektrumları (1) testere dişi, (2) senkronlaştırılmış testere dişi, (3) senkronlaştırılmış üçgen taşıyıcı dalga.....	50

Şekil 3.16	Köprü tipi PWM boost doğrultucu devresi.....	52
Şekil 3.17	Giriş akım ve geriliminin vektörel gösterimi.....	54
Şekil 3.18	Tam köprü PWM boost doğrultucu kontrol blok diyagramı.....	54
Şekil 3.19	Giriş akım ve gerilimi.....	55
Şekil 3.20	Tam dalga PWM buck doğrultucu devresi.....	56
Şekil 3.21	Üç faz tek anahtarlı rezonans tipi PWM buck doğrultucu devresi.....	57
Şekil 3.22	Anahtarlama esnasında devre elemanlarının akım ve gerilimleri.....	57
Şekil 3.23	Buck doğrultucu giriş akım ve gerilim şekilleri.....	59
Şekil 4.1	Fly-Back doğrultucu uygulama devresi.....	61
Şekil 4.2	Fly-back doğrultucu giriş akım şekli (UC 3845 uygulaması).....	64
Şekil 4.3	Transformatör primer akımı.....	64
Şekil 4.4	Mosfet Vsd gerilim şekli.....	65
Şekil 4.5	PWM anahtarlama gerilimi.....	65
Şekil 4.6	Doğrultucu çıkış gerilimi.....	66
Şekil 4.7	UC 3854 ile flyback devre uygulaması.....	67
Şekil 4.8	Fly-back doğrultucu giriş akım şekli (UC 3854 uygulaması).....	68



ÖNSÖZ

Tamamlamış bulunduğum “PWM Doğrultucuların İncelenmesi ve Bir Uygulama Devresinin Gerçekleştirilmesi” başlıklı Yüksek Lisans Tezi, çalışmamın, daha sonra bu konuda çalışacak olan meslekdaşlarım içinde faydalı olacağını umarım.

Bu çalışma esnasında beni yönlendiren ve her konuda yardımcı olan, tez danışmanım sayın Doç. Dr. Hadi SARUL’ a teşekkürlerimi sunarım.



ÖZET

PWM doğrultucular, yapılarına, kontrol çeşitlerine, ve performans parametrelerine göre incelenmiştir. Bu sistemlerin dizaynı ile ilgili hesaplamalar ve kontrol metodları açıklanmıştır. Sistemler performanslarına göre birbirleri ile kıyaslanmıştır.

PWM doğrultucuların; diyotlu ve faz kontrollü doğrultuculardan daha kullanışlı olduğu ispatlanmıştır. Ve bu , uygulama notları ile desteklenmiştir. PWM doğrultucu dizaynıyla ilgili daha iyi sonuçlar için öneriler yapılmıştır.

Anahtar Kelimeler: PWM doğrultucular, Yüksek kaliteli doğrultucu sistemleri



ABSTRACT

PWM rectifiers are studied by depending on their structure, control type and performance parameters. Calculations and control methods, which are about these systems, are explained. The systems are compared to each other by depending on their performances.

It is proved that PWM rectifiers are more useful than diode and phase controlled rectifiers. And this is supported by application notes. For better results on PWM rectifier design some suggestions are given.

Keywords: PWM rectifiers, high quality rectifier systems



1. GİRİŞ

Teorik olarak mühendislik hesaplarının tümü ideal yük ve ideal şebeke durumuna göre yapılır. Ancak pratikte yüke ve şebekeye ait değerler birçok etkene bağlı olarak değişiklikler gösterirler. Teknolojinin ve sanayinin gelişmesine paralel olarak elektrik enerjisinin kullanımı her geçen gün artış göstermektedir. Bununla beraber ortaya çıkan, şebeke gerilimi ve akımında bozulmalar, EMI (elektromanyetik girişim), rezonans problemleri, harmonik problemleri, güç kompanzasyonu ihtiyacı ve elektriksel verim gibi bir çok sorun da çözüm bekler hale gelmiştir.

Sanayide kullanılan bir çok elektrikli sistemlerde, enerji ihtiyacı direkt olarak yada dolaylı yollardan bir doğrultucu sistemi üzerinden sağlanmaktadır. Daha doğrusu elektrikli sistemlerin hemen hemen tamamı DC enerjiye bir şekilde ihtiyaç duymaktadır. Günümüzde; kesintisiz güç kaynaklarında, raylı ulaşım araçlarında, akü şarj ünitelerinde, bazı AC motor sürücülerinde ve sanayinin birçok noktasında doğrultucu sistemleri kullanılmaktadır.

Kullanım alanlarının artması ile birlikte doğrultucu sistemlerinin performanslarının değerlendirilmesi de önem kazanmıştır. Bundan dolayıdır ki bu konu ile ilgili, gerek bir fazlı gerekse de üç fazlı sistemler için bir çok yeni konseptler geliştirilmiş ve şebekeyi minimum düzeyde etkilemesinin yanında daha yüksek sistem performansına haiz doğrultucu dizaynları hem sanayide hem de akademik olarak araştırma konusu olmuştur.

PWM (Pulse Width Modulation) tekniğinin doğrultucu sistemlerinde kullanılması da bu konulardan birisidir. İnverter sistemlerinde sıkça kullanılan PWM tekniği bu araştırmaların sonuçlarına bağlı olarak doğrultucularda da sıkça kullanılır hale gelmiştir. Gerek giriş güç faktörünün düzeltilmesi, akım harmoniklerinin şebekeye olan etkilerinin azaltılması, gerekse sistemin genel veriminin ve diğer performans kriterlerinin olumlu yönde artmasında PWM tekniğinin kullanılmasının ne denli doğru bir uygulama olduğunu ortaya koyan bir çok deneyler yapılmış, akademik çalışmalar ve makaleler ortaya konulmuştur.

İdeal bir doğrultucu sisteminin aşağıdaki özellikleri sağlaması gerekir.

- Ayarlanabilir çıkış akım ve geriliminin elde edilmesi
- Minimum düzeyde dalgalanma ve harmonik bileşenler sahip DC çıkış akım ve gerilimi sağlamalı ve bunu mümkün olan en küçük filtre devreleriyle sağlayabilmelidir.
- Yüksek verim

- Yüksek giriş güç faktörü
- Geniş giriş gerilim aralığı
- Şebekeden çekilen akımda minimum harmonik bozulma (THD: Total Harmonic Distorsion)
- Optimize edilmiş maliyet ve performans
- Küçük hacim
- Gerekli elektromanyetik (EMI) ve radyo frekans (RFI) filtrelerini ihtiva etmesi
- Şebeke ile yük arasındaki izolasyonu sağlaması
- Kısa devre ve aşırı gerilim korumaları ve yüksek güvenilirlik

Bunların yanında sistemin çift yönlü olarak (yükten şebekeye veya şebekeden yüke) enerji taşıyabilme özeliği de kullanıldığı yere göre önemli bir özelliktir. (Gülgün, 2001)

Bu çalışmada en basit doğrultuculardan, yüksek kaliteli PWM tekniği kullanılmış olan doğrultuculara kadar yukarıdaki özellikler bağlı kalınarak bir mukayese yapılacaktır. PWM kontrollü doğrultucuların kullanım faydaları detaylı bir şekilde incelenecektir. Bunun için hali hazırda üzerinde çalışmalar yapılan veyahut daha önce çalışmalar yapılmış bir çok değişik tip ve kontrol yapısındaki PWM doğrultucular ve bunlara ait çalışma yapıları incelenecektir.

1.1 Temel Tanımlar ve Performans Parametreleri

Doğrultucu sistemleri sinüsoidal kaynaktan beslenen non-liner yüklerdir. Bundan dolayı şebekeden çektikleri akım periyodik olmakla birlikte saf bir sinüs şeklinde değildir. Bir doğrultucu sisteminin performansının ortaya konulabilmesi için bazı parametrik değerlerin hesap yoluyla yada pratik devreler üzerinde yapılan ölçümlerle ortaya konulması gerekir. Bu bölümde bu parametrelerin bazıları hakkında genel bilgiler verilecektir. (Rasid, 1988)

1.1.1 Doğrultucularda Giriş Akım Harmonik Seviyesi

Giriş gerilim değeri (1.1)' deki gibi ifade edilen bir doğrultucu sisteminde Fourier açılımından faydalanılarak giriş akım değeri (1.2)' deki gibi ifade edilebilir. (Rashid, 1988)

$$u_n = \sqrt{2}U_n \sin wt \quad (1.1)$$

$$i_n = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\omega t + b_k \sin k\omega t) = I_0 + \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} i_{nk} \sin (k\omega t + \phi_{nk}) \quad (1.2)$$

(1.2) ifadesindeki I_0 değeri giriş akımındaki DC bileşenin değerini gösterir ve doğrultucu sistemlerinde bu değer ihmal edilebilecek düzeyde küçüktür. Yukarıdaki Fourier açılımından faydalanılarak doğrultucunun giriş akımındaki toplam harmonik bozulma aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_{nk}^2}}{I_{n1}} \quad (1.3)$$

(1.3) ifadesinden de anlaşılabacağı gibi sistemden çekilen harmonikli akımların toplamı eğer sıfır ise THD (Toplam Harmonik Bozulma) sıfırdır ve şebekeden tam sinüs formunda bir akım çekiliyor demektir. Doğrultucu dizaynı esnasında hedef THD_r değerinin minimuma indirgenmesidir.

Sistemde oluşan harmoniklerin bir çok olumsuz etkileri mevcuttur. Harmonik bileşenler, trafolar, indüktanslar gibi pasif elemanlar üzerinde enerji kaybının artmasına ve bazı durumlarda da rezonansa sebebiyet verebilirler. Ayrıca şebekeden çekilen aşırı düzeydeki harmonikli akımlar, şebekeye diğer cihazların da olumsuz yönde etkilenmesine sebebiyet verebilirler.

1.1.2 Güç Faktörü (PF)

Giriş Güç Faktörü şebekeden çekilen ana akım bileşenini (I_{n1}) ile giriş gerilimi arasındaki açısal faz farkı olarak tanımlanır. Yalnızca doğrultucu sistemlerinde değil tüm Güç Elektroniği sistemleri için önemli bir parametredir. Çünkü güç faktörü, şebekeden çekilen enerjinin ne kadarının aktif şekilde kullanılacağını gösteren bir kriterdir. Günümüzde işletmelerin şebekeden çektikleri harmoniklere karşı herhangi bir yükümlülüğü olmamasına karşın, güç faktörünü belirli bir düzeyde tutmak için belirli şartları yerine getirmeleri gerekmektedir. Güç Faktörünün düşük olması durumunda sistemi besleyen trafoların, jeneratör sisteminin ve iletim hatlarında kullanılacak olan kablo kesitlerinin hesaplanması esnasında güç faktörünün göz önüne alınması gerekir. Bu durumu önlemek amacıyla sistem girişinde kompanzasyon yapılması gereklidir ki; bu da işletmeler için ekstra maliyet anlamına gelmektedir. Bir sisteme ait güç faktörü (1.2)' den yararlanarak;

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{a_k}{b_k} \right) \quad (1.4)$$

$$I_n = \sqrt{I_{n1}^2 + I_{n2}^2 + I_{n3}^2 + \dots + I_{nk}^2} \quad (1.5)$$

$$PF = \frac{I_{n1}}{I_n} \cos \phi_1 \quad (1.6)$$

olarak tanımlanır.

(1.5) ifadesinden de anlaşılacağı gibi, giriş akım harmonileri ile güç faktörünün değeri birbirleriyle bağıntılıdır. Akım harmoniklerinin değeri azaldıkça, güç faktörünün değeri artacaktır. Pratik anlamda bir doğrultucu sisteminde güç faktörü değeri mümkün olduğunca 1'e yaklaştırılmalıdır.

1.1.3 Çıkış Gerilimi

Doğrultucularda hiçbir zaman tam anlamıyla saf bir doğru gerilim elde edilemez. Doğrultucu çıkış gerilimi DC gerilim yanında AC bileşenlerde ihtiva ederler. Bu noktada doğrultucu çıkış gerilimi (1.7)' deki gibi ifade edilebilir.

$$U_0 = U_{DC} + u_{AC} \quad (1.7)$$

Doğrultucu çıkış gerilimindeki dalgalanma miktarını belirten, Dalgalanma Faktörü (RP) sistemin çıkış gerilimi hakkında bilgi veren bir parametredir ve (1.8)' deki gibi formülize edilebilir.

$$RF = \frac{u_{AC}}{U_{DC}} \quad (1.8)$$

Çıkış geriliminde oluşacak olan dalgalanma oranı yükün gerilim hassasiyetine göre ayarlanmalıdır. Örneğin yükün bir DC motor olması durumunda, çıkış gerilimindeki dalgalanmalar motorda titreşimlere ve aşırı ısınmalara sebebiyet verecektir, benzer şekilde akü şarj ünitelerinde kullanılan doğrultucular içinde çıkış gerilimindeki dalgalanma akü ömrünü ve verimliliğini bire bir etkileyen bir unsurdur.

Çıkış gerilimindeki dalgalanma miktarı DC filtreler yardımıyla minimum düzeye çekilebilir. Burada gerilimin daha düzgün olmasını sağlayacak olan, uygun değerde seçilmiş olan tampon kondansatördür. Bu konu DC filtreler bahsinde biraz daha ayrıntılı olarak açıklanacaktır.

PWM kontrolü olmayan doğrultucularda bu kondansatörün değeri, basit tipteki kontrollü ve kontrolsüz doğrultuculara nazaran, oldukça küçüktür.

1.1.4 Çıkış Akımı

Çıkış gerilimine benzer biçimde doğrultucuların çıkış akımları da saf bir DC normunda değildir.(1.9)' de ifade edilen çıkış akımı üzerindeki dalgalanma bir doğrultucu için önemli bir performans kriteridir. Çıkış akımındaki dalgalanma çıkış hattına seri bağlanan bir indüktans vasıtasıyla süzülür. Esasında gerilim ve akım dalgalanmasını minimuma indiren bir LC filtresidir.

$$I_0 = I_{DC} + i_{AC} \quad (1.9)$$

Ancak hem çıkış gerilimi hem de çıkış akımı için kullanılacak olan pasif elemanların seçimi oldukça önemli ve dikkat edilmesi gereken bir husustur. Çünkü bu elemanlar sistemi verim, maliyet ve hacim gibi bir çok noktada etkileyecektir. Ayrıca oluşması muhtemel rezonanslarda dizayn esnasında gözden kaçırılmaması gereken bir husustur.

1.1.5 Verim

Bir doğrultucunun verimini iki şekilde incelemek mümkündür. Bunlardan birincisi giriş AC gücünü, DC çıkış gücüne çevirebilme oranı diye de ifade edilebilir. İkinci ve bizimde üzerinde yoğunlaşacağımız şekil ise, çıkış toplam gücünün giriş gücüne oranı şeklinde ifade edilebilir. Verim kriteri şebekeden çekilen aktif gücün, sistem üzerinde hangi düzeyde işe dönüştürülebildiğini göstermesi sebebiyle oldukça önemlidir.

Genel olarak güç elektroniği sistemlerinde kayıplar, sistem üzerindeki pasif elemanların (R,L,C) kayıpları ve yarı iletken elemanlar üzerinde oluşan iletim ve anahtarlama kayıpları olarak ifade edilebilir. Yarı iletkenler üzerinde oluşan kayıplar diğerlerine göre daha önemlidir. Çünkü bu kayıpların kullanılan bazı tekniklerle (yumuşak anahtarlama metotları, aktif ve pasif bastırma devreleri vs.) azaltılması mümkündür. Bir doğrultucunun verimi, giriş ve çıkış güçlerinden de faydalanılarak şu şekilde hesaplanır.

$$P_g = U_n I_{n1} \cos \phi_1 \quad (1.10)$$

$$P_o = U_o I_o \quad (1.11)$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_g} \quad (1.12)$$

Verim üzerinde hem pasif elemanların hem de yarı iletkenlerin nasıl etkileri olduğu ilerideki konularda daha detaylı olarak izah edilecektir. Bu sistemlerde eleman seçimleri yapılırken maliyet ve verimlilik arasında optimum bir tercih yapılmalıdır.

1.1.6 Diğer Parametreler

Yukarıda tanımlanan kriterlerin yanında Taransformatör Uyum Faktörü (TUF) ve Crest Faktörü (CF) gibi bazı ikinci derece önemli parametrelerinde doğrultucu dizaynında düşünülmesi gerekir. Trafo uyum faktörü doğrultucu ile şebeke arasına bağlanacak olan trafonun hangi güçte seçilmesini hesaplamak için kullanılır. TUF değeri azaldıkça kullanılması gereken trafonun güç değeri de azalmaya orantılı şekilde artar. TUF değeri (1.13) ifadesindeki gibi hesaplanır.

$$TUF = \frac{P_{DC}}{U_n I_n} \quad (1.13)$$

Crest faktör, uygulamada seçilecek olan aktif ve pasif elemanların seçiminde önemli rol oynar. Şebekeden çekilen akımın tepe değerinin, 1. akım bileşenine oranı şeklinde ifade edilir.

$$CF = \frac{I_n}{I_{n1}} \quad (1.14)$$

Yukarda tanımlanmış parametreler esasında, tümüyle kendi aralarında ilişki içerisindedirler. Yapılan dizaynlarda sistemin bu kriterlere sadık kalınarak, optimum düzeyde tasarlanması gerekir. Dizayn esnasında bu kriterlerin yanı sıra sistem genel maliyeti, kontrol kolaylığı veya zorluğu ve yükün ihtiyaçlarına uygunluğu net bir şekilde ortaya konulmalıdır.

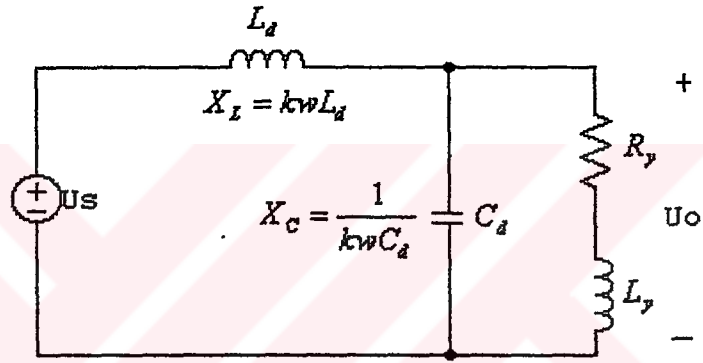
İdeal bir doğrultucu sisteminde; $THD_I = 0$, $PF = 1$, $u_{AC} = 0$, $i_{AC} = 0$, $\eta = 1$, $TUF = 1$, ve $CF = 1$ olmalıdır.(Rashid,1987).

1.1.7 Filtre Devreleri

Daha önce bahsetmiş olduğumuz; giriş çıkış dalga şekillerindeki bozukluklar filtre devreleri kullanılarak belirli oranda aşağı çekilebilir. Ancak bu filtre devrelerinin sisteme eklenmesi doğrultucu sistemini bir çok yönden etkileyeceğinden, modern doğrultucu dizaynlarında bu

filtrelerin etkilerini veya başka bir deyişle filtre ihtiyacını minimuma indirecek teknikler uygulanır. Doğrultucunun tipi ve kontrol tekniği ne olursa olsun, filtre develeri muhakkak kullanılır.(Rashid, 1988)

Filtreler AC filtreler ve DC filtreler olmak üzere iki ana başlıkta toplanırlar. Bu çalışmada giriş dalga şekilleri her sistem için farklılık gösterdiğinden, ayrı ayrı her sistem için gerektiğinde değerlendirilecektir. Doğrultucularda çıkış gerilim ve akım şeklinin düzenlenmesi için DC filtreler kullanılır. Bu filtreler bir LC kombinasyonundan oluşurlar. Daha öncede ifade edildiği gibi kondansatör; çıkış gerilimindeki dalgalanmayı, indüktans ise akımdaki dalgalanmayı süzmek için kullanılır. Şekil 1.1' de bir DC filtre devresi görülmektedir.



Şekil 1.1 k. harmonik için DC filtre devresi

Çıkış gerilimindeki k . harmonik bileşenini süzmek için tasarlanan bir filtrenin eleman değerleri şöyle hesaplanır. Öncelikle k.harmoniğin kondansatör üzerinden geçmesi için bu frekans değerinde kondansatör reaktansının yük empedansına göre çok küçük olması gerekir. Buradan yola çıkılarak;

$$Z_y \gg \frac{1}{k\omega C_d} \quad (1.15)$$

C_d değeri (1.15) eşitliğindeki oran 10 kabul edilerek hesaplanılabilir. Daha sonra (1.16) ifadesinden faydalanılarak istenilen U_o/U_s değeri için L_d indüktansının değeri hesaplanabilir.

$$U_o = \frac{1}{(k\omega)^2 L_d C_d - 1} U_s \quad (1.16)$$

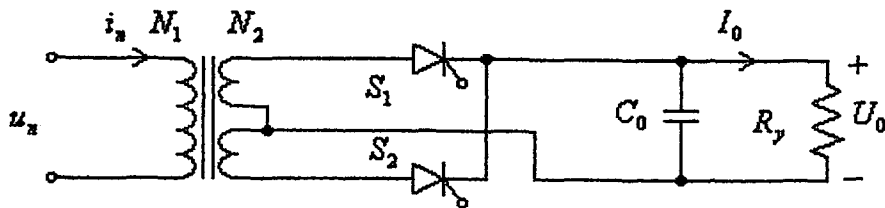
2. BİR FAZLI PWM DOĞRULTUCULAR

Bir faz doğrultucular küçük güçlü sistemler için DC kaynak olarak kullanılan sistemlerdir. Genellikle bir faz doğrultucular denildiğinde akla diyotlu yada kontrollü çıkış gerilimi sağlamak açısından tristörlü doğrultucular gelir. Fakat düşük güç faktörü, ve şebekeden çektikleri darbeleri akımlardan dolayı diyotlu ve faz-kontrollü doğrultucular yerini yavaş yavaş daha gelişmiş doğrultucu sistemlerine bırakmaktadır. Yüksek güç faktörü, düşük akım harmoniği mümkün olabildiğince küçük ve verimli sistemlere ihtiyaç duyulan telekomünikasyon güç kaynaklarında, bir faz girişli güç kaynaklarında ve de askeri uygulamalarda daha gelişmiş PWM doğrultucular kullanılmaya başlanmıştır.(Lin ve Lu, 2001).

Bu bölümde değişik tiplerdeki PWM doğrultucular, çalışma yapıları ve performansları göz önüne alınarak değerlendirilecektir. Bir fazlı sistemlerde PWM doğrultucular esasında köprü diyot doğrultucularla bilinen DC kıyıcı sistemlerinin birlikte kullanılmasıyla elde edilen doğrultucu tipleridir. Boost, Buck, Forward, Sepic veya diğer kıyıcı tipleri kullanılarak PWM bir fazlı doğrultucular elde edilmiştir. Bu bölümde basit kontrollü ve kontrolsüz doğrultucular yanında bazı çok kullanılan bir fazlı PWM doğrultuculara da değinilecektir.

2.1 Bir Fazlı Kontrollü ve Kontrolsüz Doğrultucular

Bu tip doğrultucular basitlikleri ve kolay elde edilebilirliklerinden dolayı oldukça sık kullanılan doğrultucu tipleridir. Şekil 2.1' de tek fazlı tam dalga doğrultucuya ait devre şeması, Şekil 2.2' de ise bu dereye ait akım ve gerilim şekilleri yükün omik olması durumuna göre verilmiştir. Doğrultucu girişindeki transformatörün ideal olduğu varsayımıyla giriş akım ve gerilim ifadeleri aşağıdaki gibi yazılabilir.



Şekil 2.1 Tam dalga kontrollü doğrultucu

$$u_n = \sqrt{2}U_n \sin \omega t \quad (2.1)$$

$$i_n = \frac{N_2^2 U_n^2}{N_1^2 R} \sin \omega t \Big|_{\alpha, \pi+\alpha}^{\pi, 2\pi} \quad (2.2)$$

Yukarıdaki ifadeler devre elemanlarının ideal, şebekenin tam sinüsoidal ve yükün rezistif olduğu kabul edilerek yazılmıştır. Bundan dolayı tetikleme açısı α , sıfır olduğunda sistem diyotlu bir doğrultucu için şeklini alacaktır.

(2.1) ve (2.2) ifadeleri kullanılarak sisteme ait ortalama çıkış gücü (ideal şartlardan dolayı sistemin giriş ve çıkış güçleri birbirine eşittir.) aşağıdaki gibi yazılabilir.

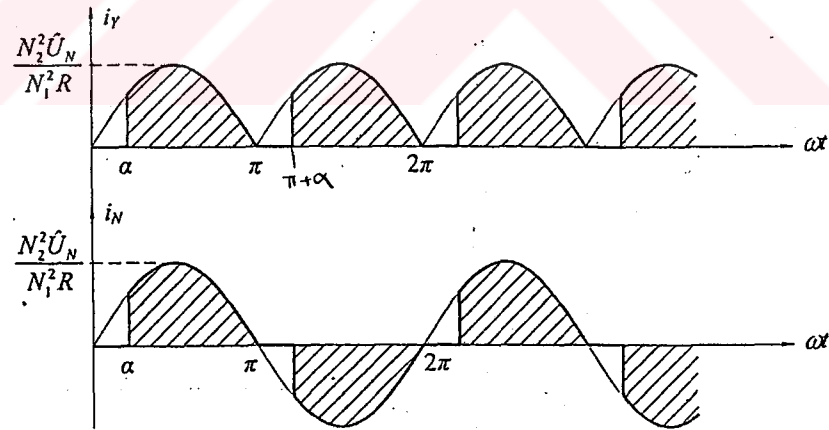
$$P_0 = \frac{N_2^2 U_n^2}{N_1^2 2R} \left(\frac{2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha}{2\pi} \right) \quad (2.3)$$

Benzer şekilde (2.2) ifadesinden faydalanılarak yada giriş akım şeklinden şebeke akımının efektif değeri (2.4)' deki gibi yazılabilir.

$$I_n = \frac{N_2^2 U_n^2}{N_1^2 R} \sqrt{\frac{2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha}{2\pi}} \quad (2.4)$$

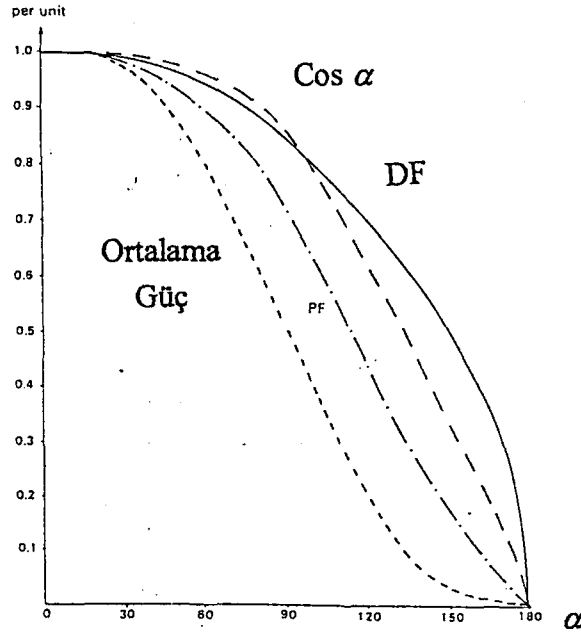
Sonuç itibari ile yukarıdaki eşitliklerden faydalanılarak güç faktörü değerini aşağıdaki gibi hesaplamamız mümkün olacaktır.

$$PF = \frac{P_0}{U_n I_n} = \sqrt{\frac{2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha}{2\pi}} \quad (2.5)$$



Şekil 2.2 Tam dalga kontrollü doğrultucu akım şekli

Giriş güç faktörü değeri diyot doğrultucular için rezistif yüklerde bir olmasına karşın, yükün kapasitif veya indüktif olması durumunda daha düşük değerler alır. Kontrollü doğrultucularda faz açısına bağlı olarak değişkenlik gösteren bir güç faktörü değeri mevcuttur. Şekil 2.3' de kontrollü doğrultucuların faz açısına göre performans kriterleri açıkça görülmektedir.



Şekil 2.3 Kontrollü doğrultucunun anahtarlama açısına göre performansı [9]

Kontrollü ve kontrolsüz doğrultucuların bazı özellikleri aşağıdaki şekilde mukayese edilebilir.

- Yine rezistif yüklü tam dalga diyot doğrultucularda harmonik oranı düşük olmasına rağmen yükün kapasitif veya indüktif olması durumunda harmonikli akımların değeri yine standartların dışına çıkacaktır. Kontrollü doğrultucular için durum daha kötüdür, kontrol açısı büyüdükçe sistemden çekilen harmonikli akımlar da artacaktır.
- Diyotlu doğrultucularda çıkış gerilimi sabittir ve şebekede oluşabilecek yükselmeler ve düşmeler çıkış gerilimine aynen yansır. Tristörlü doğrultucularda çıkış gerilimi kontrol edilebilmesine rağmen bu kontrol tam olarak lineer bir kontrol değildir.
- Sistem genel enerji verimi açısından oldukça iyi olmasına rağmen AC' den DC' ye dönüştürme verimi iyi değildir. Çıkışta ve girişte oldukça büyük filitreler kullanılmalıdır.
- Sistem girişindeki trafo seçilirken nominal gücün iki katına yakın bir değerde seçilmelidir, çünkü bu doğrultucularda TUF değeri oldukça düşüktür.
- Bu tip doğrultucuların şebekeye etkileri yükün durumuna göre çok fazla değişiklik gösterir.

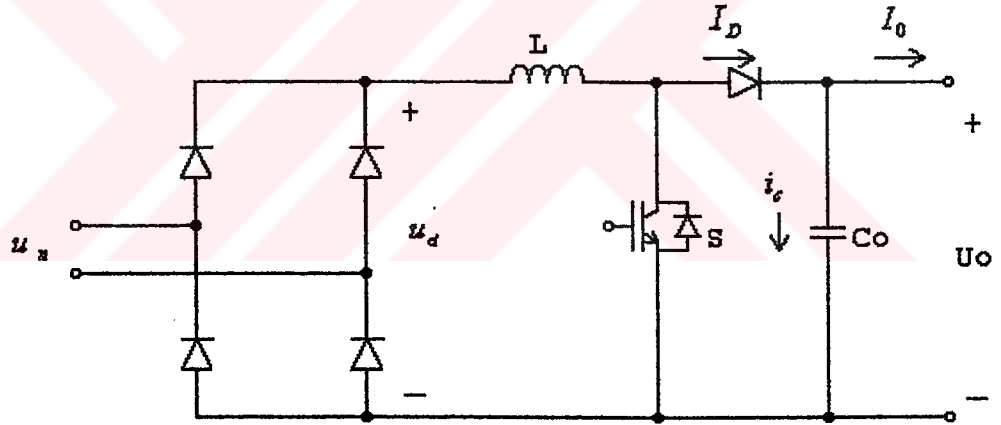
Yukarıda sayılan dezavantajlara bir çoklarını daha eklemek mümkündür. Görüldüğü üzere bu tipteki doğrultucuların basitlikleri dışında pek bir avantajları yoktur. Bu nedenle hassa uyulamalarda çok tercih edilir durumda değildir.

2.2 Bir Fazlı Boost Doğrultucular

Boost doğrultucular en çok kullanılan bir fazlı PWM doğrultuculardır. Eleman sayısının az oluşu ve ideal performansından dolayı sıkça tercih edilir. Ayrıca kontrol sisteminde diğerlerine nazaran daha basit ve ucuzdur. Esas manada aşağıdaki eşitlik sistemin amacını net bir şekilde ortaya koymaktadır. (2.6) ifadesinden de anlaşılacağı gibi şebekeye bağlanacak olan yükün, eşdeğer bir direnç özelliği göstermesi gerekmektedir, böylelikle şebekeden çekilen akımın dalga şekli şebeke gerilim ile birebir aynı olacaktır.

$$i_n = \frac{u_n}{R_{eq}} \quad (2.6)$$

Boost indüktansı girişe seri bağlandığından hem akım darbelerini hem de kurulacak olan EMI filtrenin ölçülerini minimuma indirir. Bu sistemin diğer bir özelliği de çok geniş giriş gerilim ve frekans aralığında çalışabilir olmasıdır. Çıkış gerilimi giriş geriliminin peak değerinden daha yüksektir. Sistemin genel devre şeması Şekil 2.4'deki gibidir.



Şekil 2.4 Bir Fazlı boost doğrultucu devre şeması

Şebek gerilimi ;

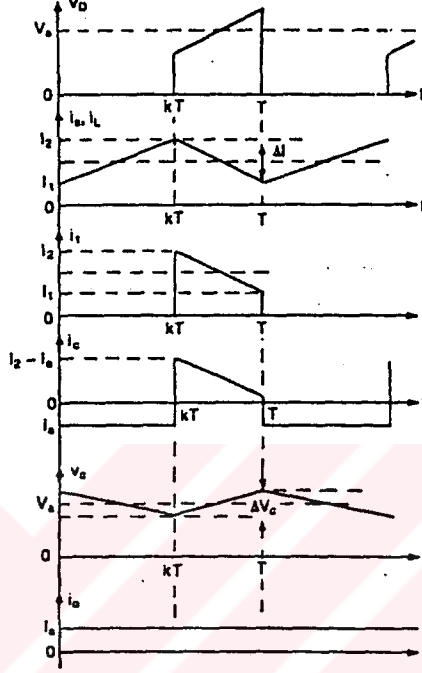
$$u_n = \sqrt{2}U_n \sin \omega t \quad (2.7)$$

şeklinde yazıldığında köprü doğrultucu çıkış geriliminin DC bileşeni aşağıdaki gibi yazılır.

$$U_d = \frac{2\sqrt{2}U_n}{\pi} \quad (2.8)$$

Sistemin köprü doğrultucudan sonraki kısmının bir DC – DC boost kıyıcı olduğundan yola çıkarak indüktans geriliminin ve kondansatör akımının tetikleme aralıklarında aldıkları

değerler hesaplanabilir. Şekil 2.5' de sürekli akım modundaki bir boost doğrultucuya ait, anahtarlama anında devre elemanlarına ait akım ve gerilim şekilleri görülmektedir. Buradaki akım akım şekilleri kesintili modda, zaman eksenine göre değişmektedir. Sistemin hangi modda çalışacağı indüktansın değerine ya da anahtarlama frekansına bağlıdır.



Şekil 2.5 Boost doğrultucu anahtarlama akım ve gerilimleri

Transistörün kapalı (on) olduğu konumda I_L indüktans akımı ve R_L indüktans iç direnci olmak üzere, indüktans gerilimi ve kondansatör akımı aşağıdaki gibi hesaplanacaktır.

$$U_L = U_d - I_L R_L \quad (2.9)$$

$$I_c = -\frac{U_o}{R_y} \quad (2.10)$$

Benzer şekilde transistörün açık (off) konumundaki gerilim ve akım eşitlikleri de aşağıda ifade edilmiştir.

$$U_L = U_d - I_L R_L - U_o \quad (2.11)$$

$$I_c = I_L - \frac{U_o}{R_y} \quad (2.12)$$

Sürekli çalışma aralığında indüktans geriliminin ve kondansatör akımının ortalama değeri sıfırdır. Buradan yola çıkılarak, λ bağlı iletim aralığı olmak üzere;

$$\lambda(U_d - I_L R_L) + (1 - \lambda)(U_d - I_L R_L - U_o) = 0 \quad (2.13)$$

$$\lambda \left(-\frac{U_o}{R_y} \right) + (1 - \lambda) \left(I_L - \frac{U_o}{R_y} \right) = 0 \quad (2.14)$$

şeklinde yazılabilir. (2.13) ve (2.14) eşitlikleri kullanılarak çıkış geriliminin tetikleme aralığına ve köprü doğrultucunun çıkış gerilimine göre değeri hesaplanabilir.

$$U_o = \frac{1}{(1 - \lambda)} \frac{U_d}{\left(1 + \frac{R_L}{(1 - \lambda)^2 R_y} \right)} \quad (2.15)$$

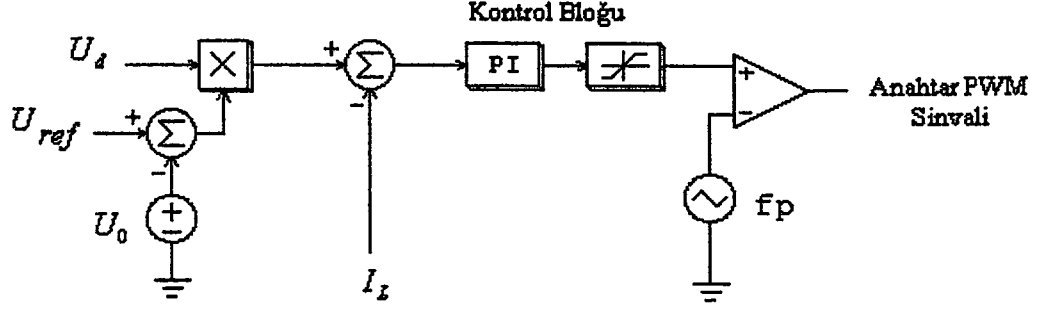
İndüktansın iç direnci ihmal edildiğinde ve köprü doğrultucunun çıkış geriliminin DC bileşeni yazıldığında bütün sistemin çıkış gerilimi aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$U_o = \frac{1}{(1 - \lambda)} \frac{2\sqrt{2}U_n}{\pi} \quad (2.16)$$

Bu hesaplama yöntemi ile çıkış geriliminin DC değeri küçük ihmallere hesaplanmış olacaktır. Pratik ölçümler sonucunda ortaya çıkacak olan fark, hesaplama esnasında sistem üzerindeki bütün devre elemanlarının ve şebeke koşullarının ideal olduğu varsayımı ile yapıldığındandır.

Sistem iki kontrol döngüsü ile kontrol edildiğinde en iyi performansı verir. Bunlardan birincisi çıkış gerilimi düzeltmek için kurulan döngü. İkincisi ise giriş akımının kontrol edildiği döngüdür.

Sistemde şebekeden alınan AC gerilim bir köprü doğrultucu üzerinden doğrultulur ve bir boost tipi kıyıcı ile PWM tekniği kullanılarak istenilen çıkış gerilimi elde edilir. Görüldüğü üzere bu doğrultucu sistemi aslında iki parçalıdır. Ancak çalışma prensibi incelendiğinde sistemin tek bir bütün halinde çalıştığı görülür. Sistemin kontrol şeması Şekil 2.6' da görüldüğü gibidir. Bu kontrol sistemi aslında bütün bir fazlı PWM doğrultucular için aynıdır. Günümüzde bu kontrolleri çok iyi şekilde yapabilen entegre devreler bulunmaktadır. İhtiyaca uygun olarak, giriş veya çıkış regülasyonunu veya her ikisini birden sağlayabilen entegre devreler bulmak mümkündür.



Şekil 2.6 Boost doğrultucu kontrol blok diyagramı

Sistemin kontrolü şu şekilde izah edilebilir. Çıkış gerilimi (U_o) istenilen referans gerilimi (U_{ref}) ile çıkarma işlemine tabi tutulur. Elde edilen çıkış sinyali köprü çıkışındaki gerilim çarpılarak bir akım referansı (I_{ref}) elde edilir. Akım referansı ile indüktör akımı mukayese edilir ve hata sinyali bir testere dişi sinyal ile mukayese edilerek PWM kontrol sinyali elde edilir.

Yukarıda izah edilen sabit frekansta anahtarlama metodu en kolay ve en sık olarak kullanılan sistemdir. Bu kontrol metodu sistem giriş akım ve gerilimi üzerindeki etki incelendiğinde de oldukça etkili bir yöntem olduğu görülecektir. Bunun yanında boost doğrultucular için geliştirilmiş bir çok değişik kontrol metodunda bulunmaktadır. Bunların başlıcaları, sabit frekansta tepe akımı kontrolü, ortalama akım kontrolü ve kesintili (DCM) ve kesintisiz akım modunun (CCM) kesişim aralığında yapılan kontrolü olarak sayılabilir. Bütün bu kontrol metotları için piyasada entegre kontrol elemanları bulmak mümkündür.

2.2.1 Dizayn Kriterleri

- Köprü diyotlar

Köprü doğrultucuda kullanılacak olan diyotlar girişten çekilecek akım değerinin tepe akımına göre tespit edilir ve şu şekilde formülize edilebilir.

$$i_n = \frac{P_{f(max)}}{u_{n(min)}} \quad (2.17)$$

Burada $P_{f(max)}$ köprü doğrultucunun maksimum çıkış gücünü temsil eder.

Akım her bir diyottan yarım periyotta geçeceğinden bir diyottan geçecek olan ortalama akım;

$$I_{bd} = \frac{2\sqrt{2}i_n}{\pi} \quad (2.18)$$

şeklinde ifade edilir.

- Anahtarlama elemanı

Kıyıcı sisteminde kullanılacak olan anahtarlama elemanı bir IGBT yada bir MOSFET olabilir. Veriminin ve kayıplarının az olması sebebiyle IGBT tercih edilir. Anahtarlama elemanının seçimi (2.19)' deki ifaden elde edilen akıma göre yapılır.

$$I_{T(rms)} = \sqrt{2} I_n \cdot \left(\sqrt{\frac{1}{2}} - \sqrt{\frac{4\sqrt{2}U_n}{3\pi U_0}} \right) \quad (2.19)$$

- Boost Diyodu

Çıkışa seri olarak bağlanan bu diyot yükü ters akımlara karşı koruyacak olan diyottur ve aşağıdaki gibi şekilde tespit edilir.

$$I_{d(rms)} = 2\sqrt{2}I_n \cdot \sqrt{\frac{\sqrt{2}U_n}{3\pi U_0}} \quad (2.20)$$

- Boost İndüktans

Çıkışta kullanılacak olan bu indüktans hem çıkış akım dalgalanmasını önler hem de çıkış akımının sürekliliğini artırır. Ayrıca çıkış geriliminin yükselmesini de sağlar. Tercih edilecek indüktörün hesabı (2.21)' de görüldüğü gibidir.

$$L = \frac{\sqrt{2}U_n \lambda_{(max)}}{f_s \Delta i} \quad (2.21)$$

Burada ; Δi , Akım dalgalanma oranını, f_s , Anahtarlama frekansını, λ ise anahtarlama periyodu simgelemektedir.

- Çıkış Kondansatörü

Çıkış gerilimindeki dalgalanmayı azaltmak için kullanılır ve değeri aşağıdaki gibi hesaplanır.

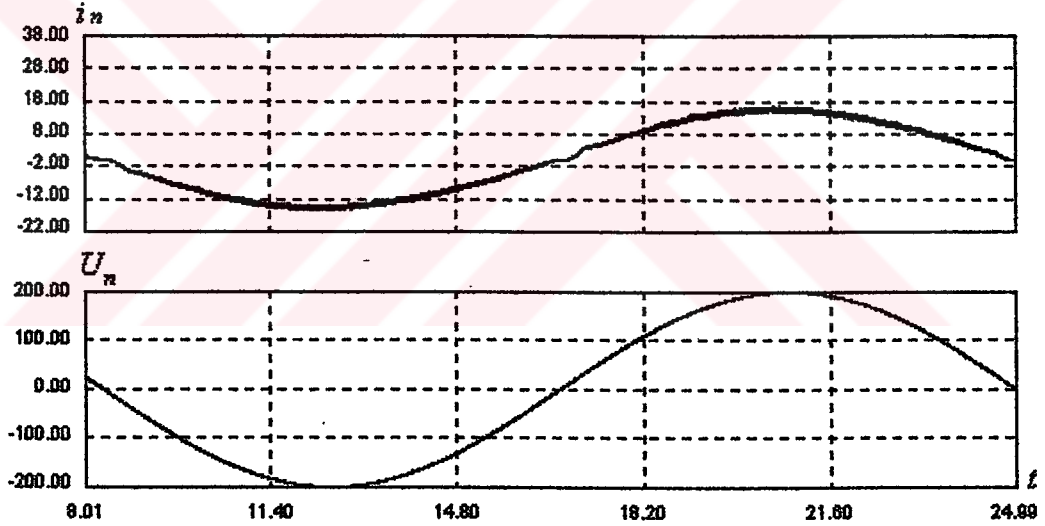
$$C_0 = \frac{I_{0(max)}}{4\pi f_0 \Delta U_0} \quad (2.22)$$

f_0 , Şebeke frekansı, ΔU_0 ise Çıkış gerilimindeki dalgalanma oranıdır.

2.2.2 Bir Fazlı Boost Doğrultucu için Performans Değerlendirmesi

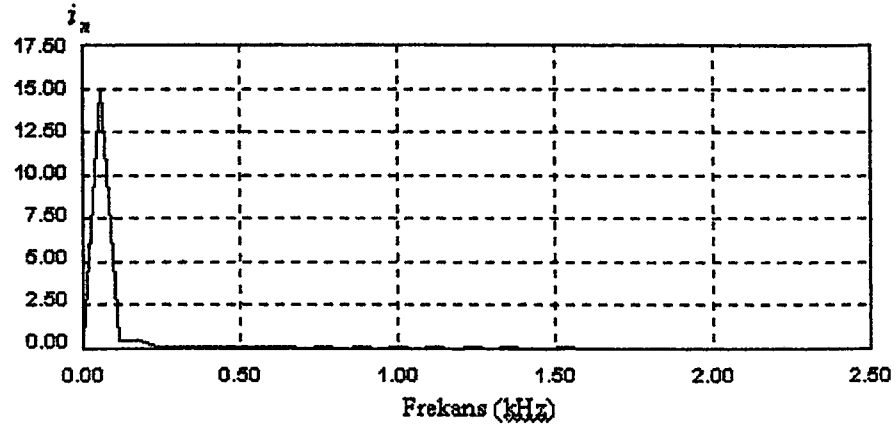
Bu sisten analiz edilirken iki durum göz önüne alınmalıdır. Bu doğrultucu sürekli akım modunda (CCM) veya kesintili akım modunda (DCM) çalışabilir. Sürekli akım modunda sistem girişinden çekilen akım sürekli dir. Temel manada bu tür çalışma tercih edilir. Bu sistemin performans parametrelerine göre değerlendirmesi şöyledir.

- Güç faktörü yönünden en kullanışlı ve ideal devredir. Giriş güç faktörü “1”e çok yakındır. Zaten bu devre PFC devresi olarak bilinir. Bu tip bir doğrultucuya ait giriş gerilim ve akım dalga şekilleri Şekil 2.7’ de verilmiştir.



Şekil 2.7 Boost doğrultucu gerilim ve akım şekli(simülasyon)

- Akım: harmonikleri yönünden incelendiğinde ise yüksek frekanslarda sistemin giriş akım şekli tam bir sinüs şeklindedir. Hem CCM hem de DCM modunda çalışma esnasında akım harmonik yüzdesi standartlar içerisinde dir. Şekil 2.8’de bu devreye ait bir giriş akım şekli ve frekans spektrumu görülmektedir. Şekilden de anlaşılacağı gibi ana bileşenden sonraki harmonik bileşenler ihmal edilebilecek kadar küçüktür. Yinede gerçek uygulama devrelerinde bu değer biraz daha yüksek olacaktır.



Şekil 2.8 Bost doğrultucuya ait akım frekans spektrumu(simülasyon)

- Çıkış gerilimindeki dalgalanma çıkış kondansatörü ile kontrol edilir. Klasik kontrollü ve kontrolsüz doğrultuculara oranla kullanılacak olan kondansatör değeri daha düşüktür. Burada çıkış gerilimi şebeke gerilimin tepe değerinden büyüktür ve bu bazen devreyi kullanışlı olmanın dışına çıkarır. Bazı ihmallere yapılarak çıkış kondansatörü üzerindeki gerilim dalgalanması hesaplanabilir. Şöyle ki, sistemin giriş gücü, giriş akım ve gerilimine bağlı olarak aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$P_g = 2I_n U_n (\sin wt)^2 = I_n U_n - I_n U_n \cos 2wt \quad (2.23)$$

Bu formülden yararlanarak ve sistem kayıplarını ihmal ederek çıkış gücünü giriş gücüne eşit olduğunu söyleyebiliriz. Buradan yola çıkarak aşağıdaki eşitlikler yazılabilir.

$$i_d = I_0 + i_c = \frac{I_n U_n}{U_0} - \frac{I_n U_n \cos 2wt}{U_0} \quad (2.24)$$

(2.24) kullanılarak kondansatör akımı aşağıdaki gibi yazılacaktır.

$$i_c = -I_0 \cos 2wt \quad (2.25)$$

Yukarıdaki formüllerden yararlanılarak kondansatör gerilimindeki dolayısıyla da çıkış gerilimindeki dalgalanma miktarı yaklaşık olarak hesaplanacaktır.

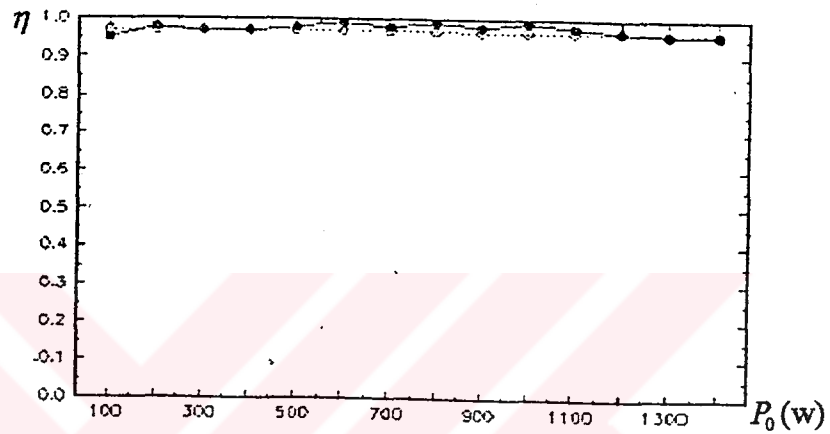
$$U_{0,rip} \approx \frac{1}{C_0} \int i_c dt \approx -\frac{I_0}{2\omega C_0} \sin 2wt \quad (2.26)$$

- Çıkış akımı oldukça düzgündür. Anahtarlama frekansı artırılarak kullanılan L'nin değeri küçültülebilir ancak bu kez anahtarlama kayıpları artacaktır. Çıkış akımındaki maksimum

dalgalanma miktarı aşağıdaki formül hesaplanabilir. Başka bir deyişle indüktans hesabı veya tetikleme frekansı bu formüle bağlı olarak hesaplanacaktır.

$$I_{0,rip(max)} = \frac{U_0}{4f_s L} \quad (2.27)$$

- Sistemin verimi kullanılan elemanlara anahtarlama frekansına ve yük akımına bağlıdır. Büyük güçlerde sistemin verimi daha yüksektir. Şekil 2.9' da sisteme ait verim değerlerinin yüke bağımlı olarak değişimi görülmektedir.



Şekil 2.9 Boost doğrultucuda verimin güce göre değişimi[3]

Sistemdeki kayıplar şöyle hesaplanabilir;

Köprü diyotlardaki kayıplar;

$$P_{bd} = I_{bd(ort)} \cdot V_{fb} \quad (2.28)$$

V_{fb} , diyotların ileri yöndeki gerilim düşümünü $I_{bd(ort)}$ ise köprü doğrultucudan geçen ortalama kımı ifade etmektedir.

Anahtarlama elemanındaki kayıpları, iletim ve anahtarlama kayıpları olarak iki şekilde ortaya çıkabilir. Anahtarlama kayıplarının azaltılabilmesi için bastırma devreleri kullanılabilir.

İletim kayıpları;

$$P_{T,il} = I_{T(rms)} \cdot V_{CE} \quad (2.29)$$

Anahtarlama kayıpları ;

$$P_{T,anh} = \frac{1}{2} I_{T(rms)} \cdot U_0 f_p (t_r + t_f) \quad (2.30)$$

Bu formülde; f_p : anahtarlama frekansını, t_r , yükselme (rise) zamanını, t_f ise düşüş zamanını (fall time) ifade etmektedir.

Boost diyot kayıpları;

İletim kayıpları;

$$P_{d,il} = I_{d(rms)} \cdot V_f \quad (2.31)$$

Anahtarlama kayıpları

$$P_{d,anah} = \frac{1}{2} I_{d(rms)} \cdot U_0 \cdot f_p \cdot t_{rr} \quad (2.32)$$

Burada t_{rr} , Güç diyodunun ters gücü algılama zamanıdır.

İndüktör kayıpları;

$$P_L = \frac{\sqrt{2}}{2} I_n \cdot R_{Ldc} \quad (2.33)$$

R_{dc} indüktansın DC direncini temsil eder.

- TUF

Bu sistemin girişinde bir trafoya ihtiyaç yoktur. Çünkü sistem girişinde oluşabilecek ani düşüş ve yükselmeler kontrol hassasiyetinden dolayı absorbe edilecektir. Normal şartlar altında TUF değeri 1'e yakındır.

2.2.3 Avantajları

- Giriş güç faktörü 1'e çok yakındır.
- Harmonik oranı standartlara göre oldukça iyidir.
- Şebekeden çekilen akım sürekli formda olduğundan kullanılacak olan EMI filtresinin boyutları küçüktür.
- Kullanılan eleman sayısı az olduğundan dizaynı basittir;
- Kontrolü kolaydır.
- Verimi yüksektir.

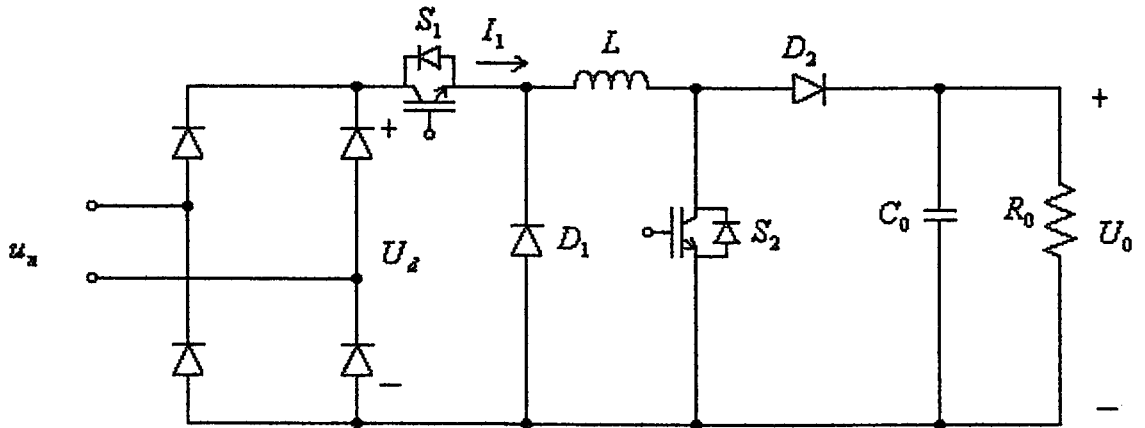
- Hacmi ve maliyeti düşüktür.
- Piyasadan bu sistemin kontrolü için dizayn edilmiş entegre devreler bulmak oldukça kolaydır.
- Yüksek anahtarlama frekansı kullanılarak, reaktif elemanların değeri küçültülebilir. Ayrıca bu şekilde daha iyi performans almak mümkün olacaktır.
- Sistemin, güç katı üzerinde fazla değişiklik yapmadan, farklı uluslar için geçerli olan gerilim ve frekans normlarına adapte edilmesi oldukça kolaydır.

Bu avantajlarının yanında bu devrenin en büyük dezavantajı çıkış geriliminin (U_o) şebeke geriliminin ($\sqrt{2}U_n$) tepe değerinden daha büyük olmasıdır. Bu sürekli arzu edilen bir durum değildir. Bu tip durumlarda diğer doğrultucu tipleri kullanılır.

2.3 Buck+Boost Doğrultucular

Boost topolojisinde görüldüğü gibi sistemin çıkış gerilimi giriş geriliminden daha yüksek bir değer almaktadır. Bu sorunu ortadan kaldırmak ve düşük çıkış gerilimleri elde edebilmek için buck tipi bir doğrultucu kullanmak mümkündür. Ancak buck tipi doğrultucular sistemden sürekli akım çekmediklerinden ve çektikleri akımda yüksek değerlerde darbeler taşıdıklarından tercih edilmezler.

Yinede bu iki topolojinin ortak kullanımı oldukça iyi sonuçlar vermektedir. Boost + Buck tipindeki doğrultucular boost doğrultucuya bir seri anahtarlama elemanı ilavesiyle elde edilebilir. Sistemin devre şeması şekil 2.10'da görüldüğü gibidir.



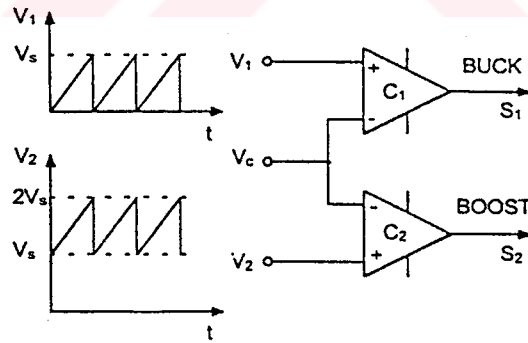
Şekil 2.10 Buck+Boost Doğrultucu devre şeması

Sistem görüldüğü gibi bir diyot köprü doğrultucu ve iki anahtarlama elemanından (S1 ve S2) oluşmaktadır. Sistemde S2 anahtarı sürekli açık konuma getirilerek sistem buck tipinde, veya S1 anahtarı sürekli kapatılarak boost tipinde çalıştırılabilir. Bu durumda normal boost tipi doğrultucudan tek farkı S1 anahtarı üzerinde oluşacak olan iletim kayıplarıdır.

Bunun dışında sistemi iki değişik versiyonda çalıştırmak mümkündür. “Buck veya Boost” Birinci seçenekte tek bir tetikleme sinyali ile her iki anahtar sürülerek elde edilir. Bu durumda iki anahtar aynı anda açılıp kapanacağından iletim kayıpları büyük olacak ve PF’nin düzeltilmesi oldukça zor olacaktır. Bilindiği gibi buck tipi konvertörlerde gerilim donuşturma oranı λ ’dır, boost tipinde ise bu değer $\frac{1}{1-\lambda}$ ’dır. Buradan yola çıkılarak buck + boost doğrultucunun çıkış gerilim değeri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$U_0 = \frac{\lambda}{1-\lambda} \frac{2\sqrt{2}U_n}{\pi} \quad (2.34)$$

Sistem buck veya boost tipinde çalışacağından tetikleme sinyalleri bu duruma göre üretilcektir. Çıkış gerilimi ve giriş akım şekli kontrol edilerek bir kontrol sinyali (Vc) elde edilir. Bu kontrol sinyalinin aynı frekansta yalnız biri diğerinin tepe değeri kadar DC bir gerilimle toplanmış olan iki testere dişi sinyali mukayesesi sonucu tetikleme (PWM) sinyali üretilir. Şekil 2.11’de bu durum izah edilmiştir.

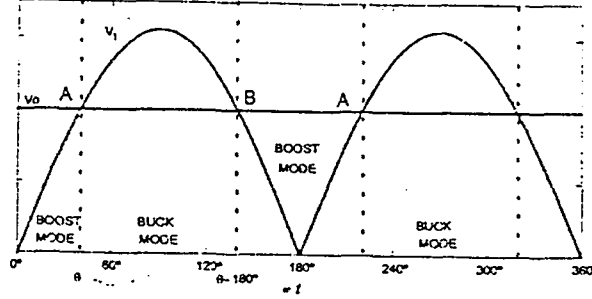


Şekil 2.11 Buck+Boost doğrultucu için tetikleme sinyallerinin üretilmesi [8]

Sistemin tetiklenmesi için gerekli olan PWM entegre elemanlar kullanılarak elde edilebilir. Bu sayede kompleksliği de azalmış olur.

Çıkışta, giriş geriliminin ($\sqrt{2}U_n$) tepe değerinin altında bir U_0 değeri elde etmek için sistem şu şekilde çalışır. Köprü doğrultucu çıkışında elde edilmiş olan ve genişliği u_n ’in tepe değerine eşit olan U_d gerilimi çıkışta elde edilmek istenen U_0 gerilimi ile karşılaştırılır. Ve

U_o 'ın büyük olduğu aralıkta sistem boost $u_n > U_o$ olduğu aralıkta buck olarak çalıştırılır. Bu çalışma metodu Şekil 2.12 üzerinde izah edilmiştir.



Şekil 2.12 Buck+Boost doğrultucu çalışma modları [8]

Bu iki çalışma metodunu detaylandırmak gerekirse;

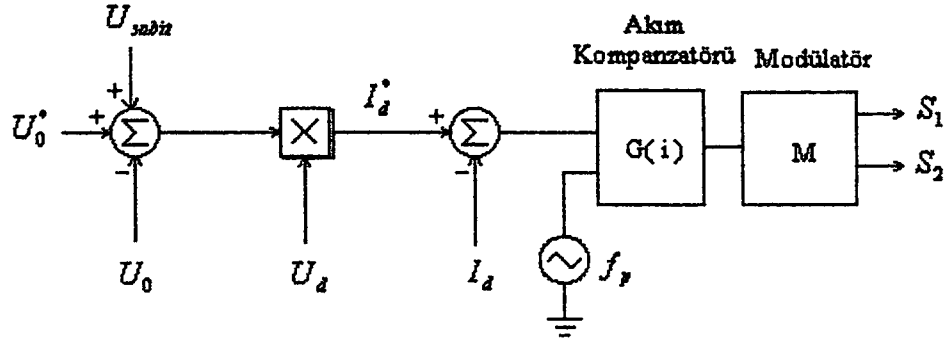
A. BUCK MODE çalışma $(\theta; \pi-\theta)$ aralığında;

$(\theta; \pi-\theta)$ aralığında istenilen çıkış gerilim değeri U_n ' in tepe değerinden daha küçüktür. Sistem bu aralıkta S1 anahtarı, D1 ve D2 diyotları üzerinden çalışacaktır. S2 anahtarı açık (off) konumunda tutulacaktır.

B. BOOST MODE çalışma $(0-\theta)$ ve $(\pi-\theta; \pi+\theta)$ aralığı;

Bu aralıkta Şekil 2.11 'de görüldüğü gibi $U_o < U_n$ olduğundan sistem boost modunda çalışır. Bu aralıkta S1 anahtarı sürekli kapalı (on) konumunda kalacaktır ve sistem S2 ve D2 elemanları üzerinden çalışacaktır.

Sistem iki moda çalışıyor olmasına rağmen kontrolü çok karmaşık ve zor değildir. Sistemin kontrol blok diyagramı Şekil 2.13'deki gibidir. Çıkışta elde edilmesi istenilen U_o^* değeri ile çıkışta ölçülen U_o değeri fark işlemine tutulur ve buna sabit bir doğru gerilim eklenerek gerilim hata sinyali elde edilir. Bu sinyal, bir gerilim bölücü vasıtasıyla elde edilmiş olan diyot köprüsü gerilimi (U_d) ile çarpılarak I_d^* akım referans sinyali elde edilir. Bu sinyal ile ölçülen I_d akımı çıkartma işlemine tabi tutularak akım hata sinyali elde edilir. Bu sinyal bir akım kompanzatoründen geçirilerek Vc sinyali elde edilmiş olur. Boost doğrultucular için geliştirilmiş olan entegre kontrol devrelerinin tamamı bu sistem içinde kullanılabilir. Burada sisteme ek olarak iki anahtarlama sinyali için bir ara devre kurmak gereklidir.



Şekil 2.13 Buck+Boost doğrultucu kontrol blok diyagramı

2.3.1 Dizayn Kriterleri

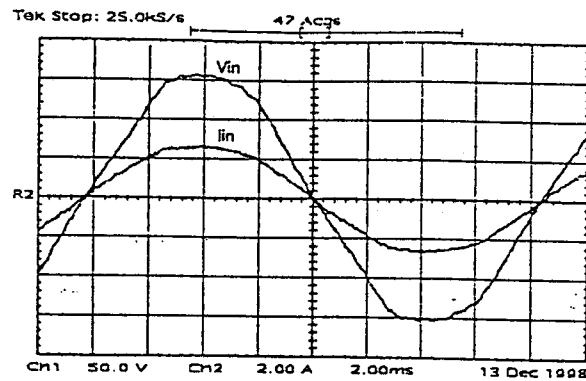
Bu sistemin dizaynında kullanılacak elemanlar tıpkı boost tipi PWM doğrultucuda tanımlandığı gibidir. Kullanılacak köprü diyotlar S1 anahtarı indüktans ve kondansatör hesapları (konu1)'deki ilgili formüllerle yapılabilir. Buna ilave olarak S2 anahtarı S1 anahtarı ile aynı olacak aynı zamanda D1 diyodu ile D2 diyoduda aynı büyüklüktedir.

Dizayn esnasında oluşacak tek farklılık sistemin buck tipinde çalışırken çektiği akım şeklinden ötürü sistem için dizayn edilecek olan EMI filtresi daha büyük olacaktır.

İkinci seçenek ise yalnız bir anahtar tetiklenecek diğeri ise duruma göre sürekli açık veya kapalı konumda kalacaktır.

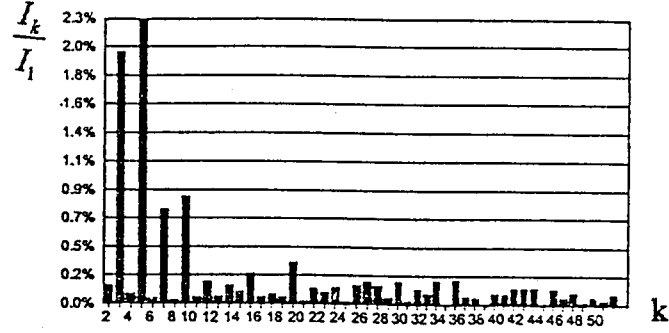
2.3.2 Buck+Boost Doğrultucunun Performans Değerlendirmesi

- Sistem güç faktörü yönünden incelendiğinde PF oldukça yüksektir. Bu noktada kullanılan kontrol metodu çok önemlidir. Şekil 2.14'de çıkış gerilimi 100 V olan bir devre için giriş gerilimi ve akım şekli görülmektedir.



Şekil 2.14 Buck+Boost doğrultucu giriş akım ve gerilim şekli[8]

- Giriş akımındaki harmonik bileşenlerin değeri oldukça düşüktür. Akımda 5 harmonik en baskın değerdedir. Şekil 2.15’de sistemin giriş akımı harmoniklerinin ana bileşene göre yüzdesel değerleri görülmektedir. Sistemin buck modunda çalışırken harmonik oranı daha artmaktadır.



Şekil 2.15 Buck+Boost doğrultucu giriş akım harmonik spektrumu [8]

- Çıkış gerilimindeki dalgalanma oranı boost tipine nazaran daha düşüktür ve çıkış gerilim aralığı oldukça geniştir. Yinede tavsiye edilen çalışma aralığı giriş geriliminin tepe değerinin $\pm \%10$ aralığında bir U_0 değeridir.
- Çıkış akımı indüktör üzerinden düzeltilecektir. Yüksek çıkış akımı değerlerinde verim yüzdesel olarak artmaktadır.
- Sistem verimi tıpkı boost tipindeki gibi yüksek yüklerde daha fazladır. Bu sistemin boost doğrultucuya ek olarak S1 anahtarında oluşacak iletim ve anahtarlama kayıpları ve D2 diyodundaki kayıplar oluşur.

S1 anahtarındaki ilave kayıplar

İletim kayıpları:

$$P_{S_1(i)} = I_{T_2(ort)} \cdot V_{CE2} \quad (2.35)$$

Anahtarlama kayıpları :

$$P_{S_2(anah)} = \frac{1}{2} I_{T_2(rms)} U_0 f_p (t_r + t_f) \quad (2.36)$$

D2 diyodu üzerinde oluşacak kayıpları ise aşağıdaki gibidir.

$$P_{D_2(i)} = \frac{P_0}{U_0} V_f \quad (2.37)$$

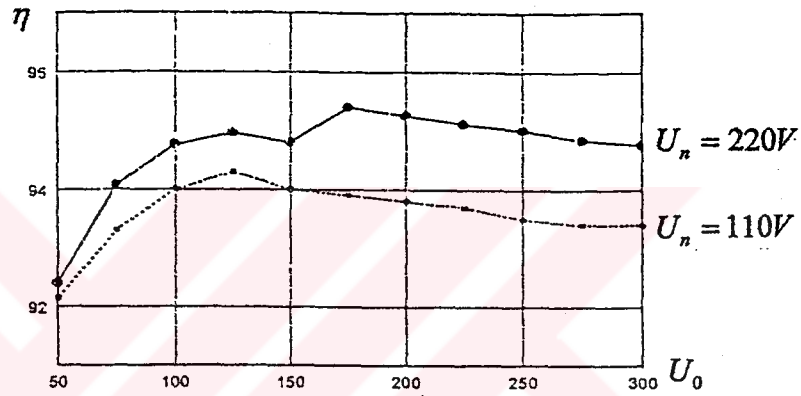
V_f : İleri yöndeki gerilim düşümü,

$$P_{D_2(anaht)} = \frac{2\alpha}{\pi} U_0 t_{rr} \quad (2.38)$$

$$\alpha_x = \sin^{-1} \frac{U_0}{\sqrt{2}U_n} \quad (2.39)$$

şeklinde ifade edilir.

Sistemin genel verim analizi Şekil 2.16' de görülmektedir.



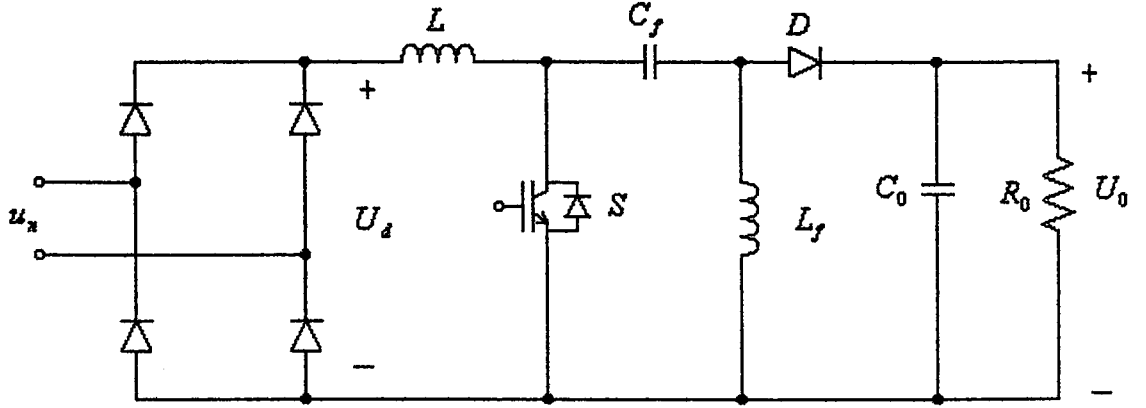
Şekil 2.16 Buck+Boost doğrultucuda verimin çıkış gerilimine göre değişimi [9]

2.3.3 Avantajları

Bu sistem boost tipi doğrultucudaki bütün avantajların yanında daha geniş bir çıkış aralığına sahip olmasıyla bilinir. Çıkış gerilimi şebeke geriliminin tepe değerinin altında veya üstünde olabilir. Tek dezavantajı ise gerektirdiği EMI filtresinin değerlerinin oldukça büyük olmasıdır.

2.4 SEPIC Tipi PWM Doğrultucular

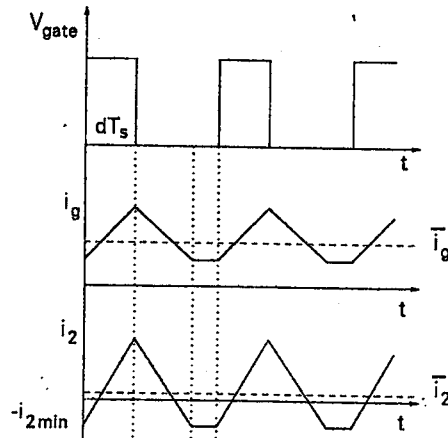
Bu doğrultucu tipide çıkış gerilimin geniş bir aralıkta kontrol edilebilmesinden dolayı boost tipi PWM doğrultucuya bir alternatif teşkil edebilir. Bu sistem tek anahtarlı bir buck-boost doğrultucu ile aynı çıkış gerilimi karakteristiğine sahiptir. Sistemin çıkış gerilimi giriş şebeke geriliminin üzerinde yada altında olabilir. Sistemin genel devre şeması Şekil 2.17'de görülmektedir. Sistemde bir PWM ile tetikleme bir aktif anahtar bulunur. Boost doğrultuculara ek olarak doğrultucuda bir indüktans ve bir kondansatör fazladan bulunur. Bu da anahtarlama ve iletim kayıplarını yarıya indirir.



Şekil 2.17 SEPIC doğrultucu devre şeması

Çalışma prensibi kısaca şöyle izah edilebilir. S anahtarı kapatıldığında ; C_f kondansatöründe birikmiş olan enerji L_f 'ye aktarılır. Anahtar açıldığında ise kondansatör şebeke üzerinden yarıdan şarj edilirken L_f 'ye birikmiş olan enerji yüke aktarılır. Bu sistemin girişindeki akım süreklidir. Buda EMI filtresinin küçük seçilebilmesini sağlar.

Bu sistemin kontrol stratejisi boost tipi doğrultucu ile tamamen aynıdır. Yani bir yandan çıkış gerilim değeri kontrol edilirken diğer taraftan da giriş akımının şekli ve gerilim ile ilişkisinin baz alındığı bir kontrol sistemi uygulanabilir. Bu noktada daha önce boost doğrultucu konusunda verilmiş olan kontrol şeması bu sistem içinde geçerlidir. Burada şu değerlendirmeyi de yapmak önemlidir. Günümüzde entegre üreticilerinin bu tip kontroller içim üretmiş olduğu bir çok kontrol entegresi mevcuttur. Bu entegreler hem sistem maliyetini düşürmekte hem de daha kolay kontrol imkanı sağlamaktadır. Bu doğrultucu tipi esasında buck+boost doğrultucuya gerilim dönüştürme oranının aynı olması nedeniyle bir alternatif oluşturmaktadır.



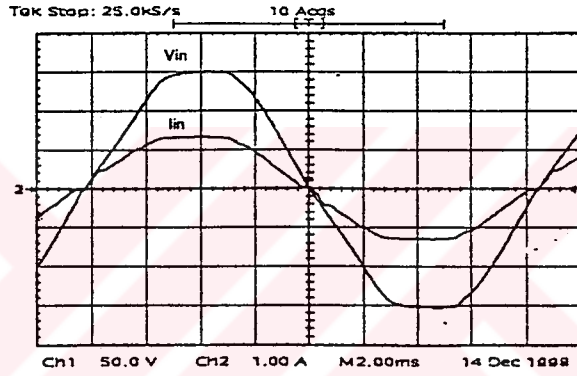
Şekil 2.18 Sepic doğrultucu anahtarlama anında akım ve gerilimler

2.4.1 Dizayn Kriterleri

Sistemde kullanılacak olan elemanların seçiminde boost doğrultucu ile hiçbir fark yoktur. Bütün elemanlar boost doğrultucu konusunda verilmiş olan ilgili formüller ile tesbit edilebilir. Burada sadece Lf ve Cf elemanlarının seçimi söz konusu olacaktır. Bunun yanında seçilecek olan anahtarlama elemanlarının gerilim eğerleri yüksek tutulmalıdır. Çünkü Lf ve Cf'den dolayı bu elemanlar üzerindeki gerilim ilişkisi diğer doğrultuculara göre daha fazla olacaktır.

2.4.2 SEPIC Doğrultucunun Performans Değerlendirmesi

- Pf: sistem güç faktörü yönünden değerlendirildiğinde ideale yakın bir karakteristik sağlar. Sisteme ait gerilim ve akım şekilleri şekil 2.19'da görülmektedir.



Şekil 2.19 SEPIC doğrultucu giriş akım ve gerilimi [9]

- Giriş harmonikleri yönünden sistem boost doğrultucu ile benzer nitelikler gösterir. Çok küçük bir giriş filtresi gerektirir.
- Çıkış gerilim aralığı oldukça geniştir. Çıkış gerilimi giriş geriliminden daha büyük veya daha küçük seçilebilir. Bu tetikleme aralığına bağlıdır. Çıkış gerilim şekli yüke paralel bir kondansatör ile gerektiğinde düzeltilebilir.
- Sistem verimi önceki doğrultucu tiplerine göre daha düşüktür. Bunun sebebi, sistemdeki Lf ve Cf yanında bu elemanların tetiklenen elemanlar üzerindeki etkilerinden dolayı artan iletim ve tetikleme kayıplarıdır.

Örneğin diyot üzerindeki anahtarlama kayıpları boost doğrultucuya oranla, ve Ufc, Cf kondansatörü üzerindeki gerilim olmak üzere, şöyle değişecektir.

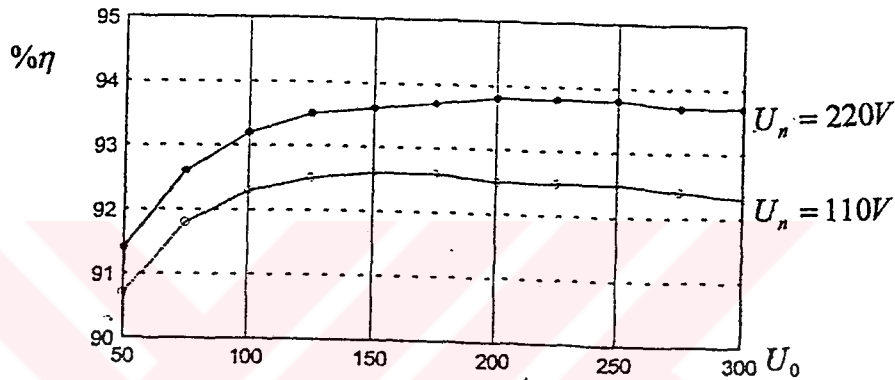
$$P_{D(anah)} = I_0 f_s (U_0 + U_{cf}) t_{rr} \quad (2.40)$$

Yinede sistemin genel verimi oldukça iyidir. Şekil 2.20' de. sistem verim eğrisi gerilimi ile bağlantılı olarak görülmektedir. İndüktans kayıpları toplam gücün %0,5'i olarak kabul edilebilir.

Cf kondansatörünün güç kaybı ise;

$$P_{Cf} = I_0^2 R_{esr} \lambda + I_0^2 \frac{\lambda^2}{1-\lambda} R_{esr} \quad (2.41)$$

Burada R_{esr} , kondansatörün, kaçak akımlardan dolayı ortaya çıkan iç direncini ifade etmektedir.



Şekil 2.20 SEPIC doğrultucuda verimin çıkış gerilimine bağlı olarak değişimi [9]

Bütün bu doğrultucu tipleri için söylene bilecek ortak bir konu şudur; giriş gerilim değeri sistemin toplam verimi üzerinde oldukça etkilidir. Giriş gerilim değeri arttıkça verimde artış gösterir.

2.4.3 Avantajları

Sistem tıpkı boost doğrultucuda olduğu gibi bir anahtarla çalışır bu nedenle oldukça basit ve kontrolü kolaydır.

- Performans yönünden oldukça iyidir.
- Çıkış gerilimi aralığı ayarlanabilir.
- Giriş akımı sürekli ve büyük filtreler gerektirmez.

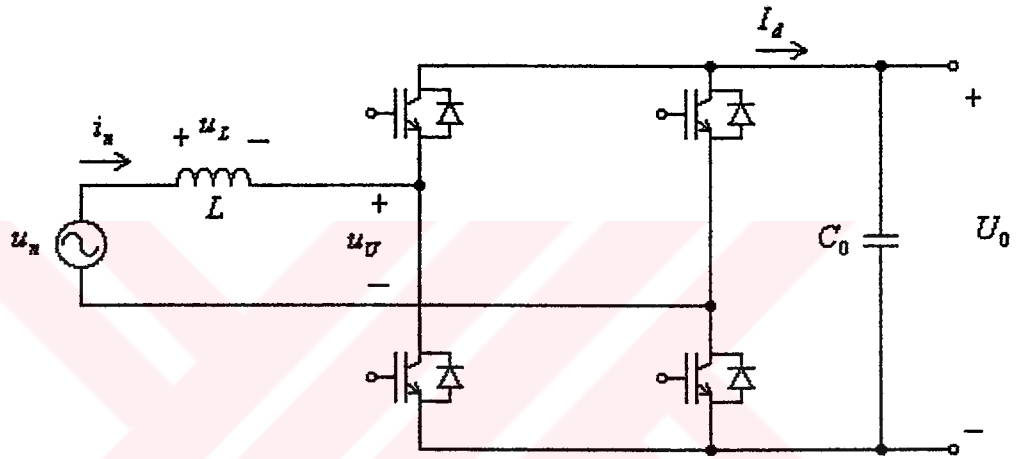
Bu avantajların yanında ;

- Fazla sayıda pasif elemana ihtiyaç duyması.

- Sistemin iki farklı enerji dengeleyen elemanından dolayı anahtarlama elemanlarında oluşan ekstra iletim ve anahtarlama kayıpları.
- Elemanlar üzerinde oluşan hayli yüksek akım sitresi gibi dezavantajları vardır.

2.5 Bir Fazlı Dört Anahtarlı PWM Doğrultucular

Bu tip PWM doğrultucular sistemde iki yönlü güç akışına ihtiyaç duyulduğunda kullanılabilecek tipteki doğrultuculardır. Sistemin genel devre şeması şekil 2.21’de gösterildiği gibidir.



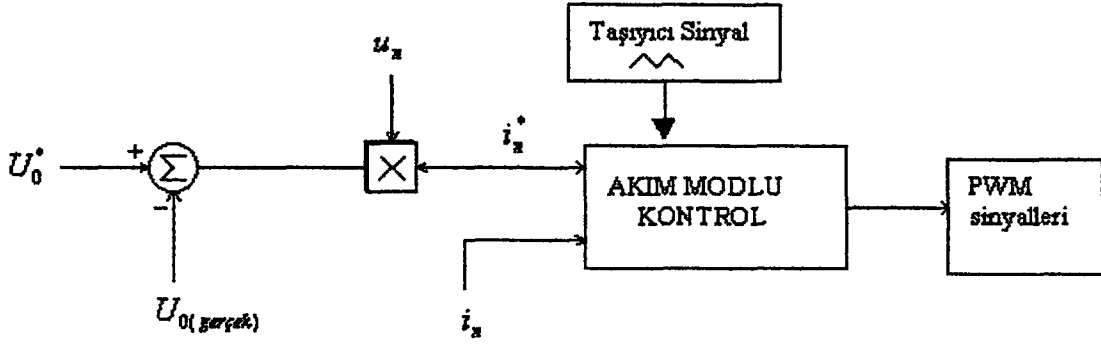
Şekil 2.21 Bir fazlı dört anahtarlı doğrultucunun devre şeması

Görüldüğü gibi bu sistem 4 anahtarlama elemanı , bir giriş (boost) indüktansı ve çıkış kondansatöründen oluşmaktadır.

Sistemin kontrolü diğer doğrultuculara nazaran daha zordur. Şekil 2.22’de sisteme ait kontrol şeması görülmektedir. Kontrol isteminin dizaynı oldukça karmaşıktır. Böyle bir sistemin kontrolü için genellikle mikrokontrolörler kullanılırlar.

Sistemde aynı kola bağlı iki anahtar bulunduğundan tetikleme esnasında bir kısa devrenin oluşmamasına dikkat edilmelidir. Bu kontrol şemasında da görüldüğü gibi kontrol esnasında kullanılacak akım ve gerilim örnekleri direk şebekeden alınmaktadır.

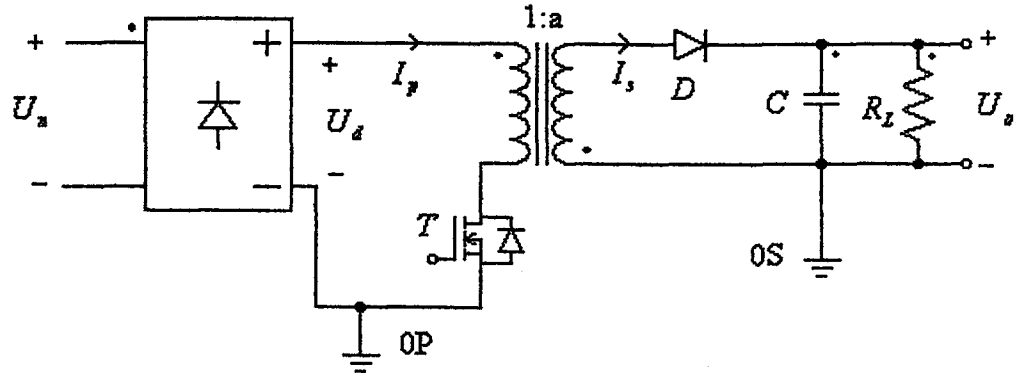
Bu doğrultucular performans parametreleri yönünden incelendiğinde diğer tipteki doğrultuculara nazaran daha kötü bir seçenektir. Sistemin güç faktörü THD kontrol sayesinde düzeltilse bile sistem verimi oldukça düşük olacaktır. Bunun sebebi normal bir PWM doğrultucuya göre iletim ve anahtarlama kayıpları 4 kat olacaktır.



Şekil 2.22Dört anahtarlı koğrultucu kontrol blok diyagramı

2.6 Fly-Back Doğrultucular

Fly-Back doğrultucular esasında prensip olarak boost doğrultuculardan çokta farklı değillerdir. Sistem üzerindeki tek farklılık boost doğrultucudaki indüktansın yerini fy-back doğrultucuda bir transformatörün almasıdır. Yalnız fly-back doğrultucular boost doğrultucunun aksine giriş geriliminin tepe değerinin daha altında bir çıkış gerilimide verebilirler. Bu doğrultucuların şimdiye kadar bahsi geçen doğrultucu tiplerine nazaran en büyük avantajı, transformatör sayesinde giriş ile çıkış arasında bir izolasyon oluşturmalarıdır. Bundan dolayı TV alıcılarında akü şarj ünitelerinde sıkça kullanılan bir doğrultucu tipidir. Fly-Back doğrultucuya ait güç devre şeması Şekil 2.23 de görüldüğü gibidir. Bu devre şeması bir fly-back doğrultucu için çizilebilecek en basit şemadır. Genelde uygulamalarda sistemin kullanım amacına ve yerine göre birçok değişik devre tasarımları görmek mümkündür. Örneğin bazı uygulamalarda tıpkı anahtarlama elemanlarına uygulanan bastırma devreleri transformatörün primerine uygulanabilir.



Şekil 2.23 Fly-Back doğrultucu devre şeması

Sistemin genel çalışma prensibi şu şekilde izahe edilebilir; T transistörü ilettime geçtiğinde transformatörün pirimer sargısıenerjilenir. Ancak bağlantı şeklinden dolayı sekonder sargısına

bağlı olan diyot kesimdedir ve akımı sıfırdır. Bu aralıkta primer sargısının indüktansı L_p ve primer akımı i_p olmak üzere aşağıdaki eşitlik yazılabilir.

$$U_d = L_p \frac{di_p}{dt} \quad (2.42)$$

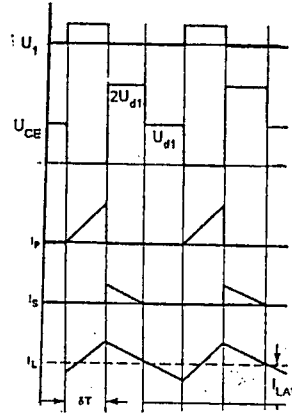
Bu eşitliktende anlaşılaçağı gibi transformatörün primer sargısındaki akım doğrusal bir şekilde artmaktadır. Bu sistem için kurulan kontrol devrelerinde bu akımı bir direnç yardımıyla gerilime dönüştürölerek kontrol girişı olarak kullanılır. Primer sargısında depo edilen enerji aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$E_{L_p} = \frac{1}{2} L_p I_p^2 \quad (2.43)$$

Transistör iletimden çıkarıldığında transformatör nüvesindeki akım azalmaya başlayacağından sekonder sargıdaki gerilim yönü değışir ve diyot iletime geçer ve birikmiş olan enerji yüke aktarılır. Çıkış filtre kondansatörü yeterince büyük olarak seçildiğinde sekonderde oluşacak olan gerilimde doğrusal bir şekilde azalacaktır. Burada önemli olan nokta primer ve sekonderdeki akım ve gerilimlerin değerleri transformatörün dönüştürme oranına da $(\frac{N_s}{N_p} = a)$ bağılıdır. Fly-back tipi doğrultucu uygulamalarında genelde akımlar kesintili moddadır. Çünkü kesintili akım modunun sağladığı bazı avantajlar vardır.

- Magnetik elemanlardaki enerji saklama kabiliyeti artar ve daha küçük nüve ile istenilen çıkış değerleri elde edilebilir.
- Çıkış diyonu üzerinde ters gerilim baskısı oluşmaz ve anahtarlama elemanına sert akım darbeleri gelmez.
- Yüksek verim elde edilir (özellikle yüksek giriş gerilimlerinde).
- Kontrol açısından bir çok kolaylıklar oluşturur.
- Kullanılacak yarı iletkenlerin güçleri düşük tutulabilir.

Şekil 2.24' de Kesintili akım modunda çalışan ideal bir fly-back doğrultucuya ait akım ve gerilim şekilleri görölmektedir.



Şekil 2.24 Kesintili akım modunda Fly-Back doğrultucuya ait akım ve gerilim şekilleri

Sisteme ait çıkış gerilimi aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$U_0 = \frac{N_s}{N_p} \frac{\lambda}{(1-\lambda)} U_d \quad (2.44)$$

bu formülde U_d köprü çıkış DC gerilimini ifade etmektedir. Formuldende anlaşılacağı gibi bağıl iletim aralığına ve transformatör dönüştürme sabitide göz önüne alınarak çıkış gerilimi çok genişbir aralıkta ayarlanabilir.

Sistemin kontrolü temelde diğer bir fazlı doğrultuculardan çokta farklı değildir. Daha öncede ifade ettiğimiz gibi bu tip sistemler için üretilmiş bir çok kontrol entegresi ile oldukça iyi sistemler dizayn edilebilmektedir. Uygulama konusunda bu sistemin kontrolü detaylandırılacaktır.

Sistemingüç devresi çok karmaşık değildir. Dizayn esnasında dikkat edilmesi gereken konular anahtarlama elemanının seçim, çıkış katında sekonder sargıya bağlı olan diyodun seçimi ve transformatör seçimi esnasında yapılması gereken hesaplamalardır. Bilhassa transformatör seçiminde yapılan hesaplamalar oldukça önemlidir, uygulama devreleri için genellikle uygulamanın tipine ve kullanım alanına bağlı olarak seçilecek olan transformatöründe sarım şekli değişiklik arz edecektir.

Anahtarlama elemanı olarak kullanılacak olan transistör seçilirken iletimde iken geçireceği maksimum kolektör akımı ve kesimde iken maruz kalacağı maksimum kolektör gerilimi göze alınmalıdır. Transistörün kesim anında maruz kalacağı maksimum gerilim aşağıdaki gibi hesaplanabilir;

$$U_{CE} = \frac{U_d}{1-\lambda_{max}} \quad (2.45)$$

burada belirleyici unsur seçilecek olan bağıl iletim aralığının değeridir. Uygulamalarda bu durum göz önüne alınarak bağıl iletim aralığının değeri belli bir noktada sınırlandırılır. Akım hesaplamasında da benze bir metodla istenilen maksimum çıkış gücünden yola çıkılarak bir akım değeri elde edilebilir. Çıkış diyodunun maruz kalacağı gerilim ise çıkış gerilimi kadar olacaktır ve akım değeri de yine çıkış gücüne bağlı olarak hesaplanır.

Bu sistemin dizaynında kritik olan nokta transformatörün özelliklerinin hesaplanmasıdır. Burada transformatörün sarım sayılarının , giriş ve çıkış sarımlarının empedanslarının hesaplanması gerekecektir.

Transformatör hesabında primer ve sekonder sarımlarının sayısının ve indüktans değerlerinin hesaplanmasında, sistem içerisinde kullanılacak olan maksimum bağıl iletim aralığı değeri önemli bir rol oynayacaktır. Bundan dolayıdırki ilk etapta çıkış gerilim aralığı ve giriş gerilim toleransı belirlenmiş olmalıdır. (2.44)' deki ifade kullanılarak aşağıdaki eşitliğe ulaşabiliriz.

$$\frac{N_s}{N_p} = \frac{U_0}{U_{d,min}} \frac{(1 - \lambda_{max})}{\lambda_{max}} \quad (2.46)$$

Burada $U_{d,min}$ ve λ_{max} değişkenleri sırasıyla köprü doğrultucunun minimum çıkış gerilimini ve istenilen çıkış gerilimi için kullanılabilecek maksimum bağıl iletim aralığı değerini ortaya koymaktadır. Buradan şu sonucu çıkarabiliriz, sistemi dizayn etmeden önce çıkış gerilimi, giriş gerilim aralığı ve maksimum bağıl iletim aralığını tesbit ettiğimizde yaklaşık olarak bir sarım oranını bulabiliriz. Burada yaklaşık tabirini kullanmamızın sebebi, (2.46)' deki eşlik devre elemanları üzerinde yapılmış bazı ihmaller sonucu ortaya çıktığındandır. Örneğin kullanılan anahtarlama elemanının iletimdeyken üzerinde tuttuğu gerilim ve çıkış diyodunun üzerinde tuttuğu gerilimler ihmal edilmiştir.

(2.46) eşitliğinden ve (2.43)' deki indüktanslara ait enerji eşitliğinden yola çıkarak maksimum çıkış gücüne ve gerilimine de bağlı olarak sekonder sargısının indüktans değerini aşağıdaki gibi hesaplayabiliriz.

$$L_s = \frac{U_0^2 (1 - \lambda_{max})^2}{2P_{0,max} \cdot f} \quad (2.47)$$

Bu formülde $P_{0,max}$ ve f sırasıyla maksimum çıkış gücünü ve anahtarlama frekansını ifade etmektedir. Buradan yola çıkarak primer ve sekonder sarımlarının oranı ile primer ve sekonder indüktanslarının oranı arasındaki bağlantı yazıldığında primer sargısının indüktansını ve maksimum akım değerini de hesaplamış oluruz.

$$\frac{L_p}{L_s} = \left(\frac{N_p}{N_s} \right)^2 \quad (2.48)$$

$$i_{p,\max} = \frac{N_s}{N_p} \sqrt{\frac{2P_0}{L_s f}} \quad (2.49)$$

yukarıdaki ifadeler kullanılarak sistemin güç devresi dizayn edilebilir. Bundan sonra yapılacak olan işlem sistemin genel kriterlerini ortaya koyarak kontrol stratejisini ve sistemin daha iyi performans sağlaması için gerekli olan devreleri tasarlamaktır.

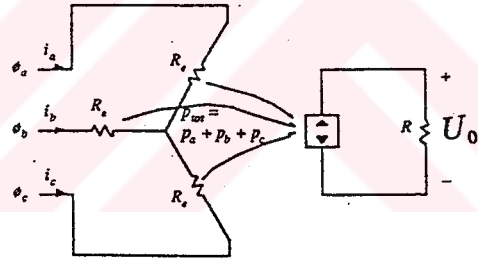
Bu sistemin dizaynı ile ilgili detaylı bilgiler 4.bölümde uygulama üzerinde verilecektir. Ayrıca sistemin performans değerlendirmesi de bu bölümde yapılacaktır.



3. ÜÇ FAZLI PWM DOĞRULTUCULAR

Yüksek güçlü DC uygulamalarda üç fazlı doğrultucu sistemleri kullanılmaktadır. Sanayide kullanılan doğrultucu tiplerinin bir çoğu üç fazlı sistemlerdir. Üç fazlı doğrultucu sistemlerinde seçenekler bir faza göre daha fazladır. IEC-555 ve IEEE-519 gibi uluslar arası standartlar, harmonik ve güç faktörü için getirilen limitler; üç fazlı PWM doğrultucuların gelişmesine etken olmuştur. Yine bir fazlı sistemlerde olduğu gibi diyotlu ve faz kontrollü doğrultucular kullanılmaktadırlar. Ancak yukarıda belirtilen limitler standartlara uygunluk gerektiren kritik yükler için PWM doğrultucular kullanılmaya ve tercih edilmeye başlanmıştır.

Üç fazlı sistemlerde kullanılan PWM doğrultucular buck, boost, sepic gibi tiplerinin yanı sıra tetiklenen anahtar sayısına göre de sınıflandırılırlar. Üç fazlı doğrultucular bir anahtarlama elemanlı, üç anahtarlama elemanlı veya altı ve daha fazla anahtarlama elemanlı doğrultucular olarak sınıflandırılabilir. İdeal üç fazlı bir doğrultucunun eşdeğer devresi Şekil 3.1'de gösterilmiştir. Bu şekil ideal doğrultucu davranışının en basit anlatım tarzıdır. Doğrultucu sistemi tam olarak rezistif bir yük gibi davranacaktır.

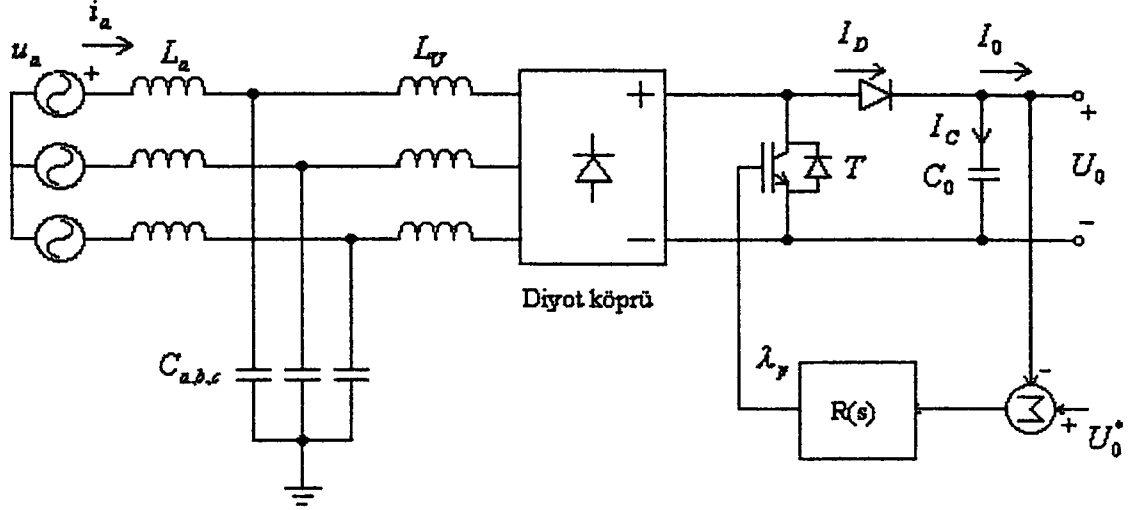


Şekil 3.1 İdeal üç fazlı doğrultucu eşdeğer gösterimi [10]

Bu bölümde üzerinde çalışmalar yapılmış bazı üç fazlı PWM doğrultucuların değerlendirmeleri mukayeseli açıklamaları yapılacaktır.

3.1 Üç Fazlı Tek Anahtarlı Boost Doğrultucu

Üç fazlı tek anahtarlı Boost doğrultucular; devre dizaynının kolaylığı hemde kontrol sisteminin kolaylığından dolayı oldukça fazla tercih edilen bir topolojidir. Bu sistem bazı yönleriyle, örneğin harmonikler gibi; çok elverişli olmasa da düşük maliyeti ve basitliği göz önüne alındığında yükün asgari ihtiyaçlarının sağlanması durumunda kullanılabilen doğrultuculardır. Sistemin genel devre şeması Şekil 3.2 görüldüğü gibidir.



Şekil 3.2 Üç fazlı tek anahtarlı boost doğrultucu devre ve kontrol şeması

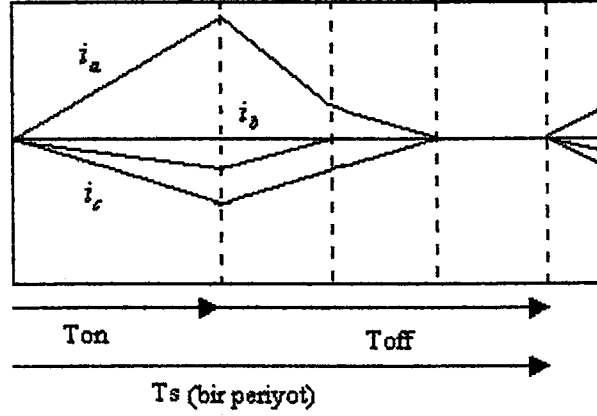
Temelde sistem, bir kontrolsüz köprü doğrultucu, bir boost DC kıyıcı ve giriş-çıkış filtrelerinden müteşekkildir. Sistem girişinde kullanılan filtreler bu sisteme has olan 5. harmonik bileşene göre tasarlanır. Sabit frekansta bir anahtarlama yapıldığında tıpkı bir fazlı sistemde olduğu gibi çıkış gerilim değeri aşağıdaki formülle hesaplanabilir. Burada dikkat edilmesi gereken husus şudur sistemin üç fazlı oluşundan dolayı köprü doğrultucu çıkış gerilimi daha düzgün olacaktır.

$$U_0 = \frac{1}{1-\lambda} \frac{3\sqrt{3}U_{a(tepe)}}{\pi} \quad (3.1)$$

Sistemin kontrolü şekilden de anlaşılacağı gibi çıkış gerilimine bağlı olarak yapılır. Yani şebekeden çekilen akımın şekil ve genliğinin kontrol açısından bir önemi yoktur. Bu sistemde fs sabit frekansında, bir takım filtreler kullanılarak giriş akımının şekli sinüse oldukça yakın ve gerilimle neredeyse aynı faza getirilebilir. Ancak şebeke akımındaki harmonik oranı yinede fazladır. Özellikle 5.harmonik oldukça baskındır.

Çalışma prensibi kısaca şöyle izah edilebilir. Sabit frekans ve bağlı iletim aralığında anahtar iletme geçmeden hemen önce bütün şebeke akımları ($I_a, I_b, I_c=0$) sıfırdır. Anahtar iletme

me geçtikten sonra şebeke akımları, faz-nötr gerilime orantılı olarak hızla tepe değerlerine yükselir. Anahtarın açık olduğu süre boyunca şebeke akımları Şekil 3.3'de görüldüğü gibi üçgen şeklinde tepe değerine şebeke gerilimine orantılı olarak ulaşır.



Şekil 3.3 Bir iletim aralığında faz akımlarının değişimleri [15]

Akımdaki yükselmeye gerilim genliğinin yanında giriş indüktansının da etkisi vardır. Anahtar kapatıldığında akımlar hızla düşer. Çünkü çıkış V_o gerilimi giriş geriliminden daha büyüktür.

Gerilim dönüştürme oranı M ayrıca önemli bir kriterdir. M 'nin değerine göre sistem harmonikleri de değişkenlik arz eder.

$$M = \frac{U_o}{\sqrt{6}U_a} \quad (3.2)$$

Değiştirme oranının M ' in minimum değeri 1'dir.

3.1.1 Dizayn Kriterleri

Sistemde kullanılacak olan aktif ve pasif elemanların seçilmesi esnasında hem eleman üzerinden geçecek hem de üzerinde oluşacak olan gerilim stresi dikkate alınmalıdır. Sistemde kullanılan yarı iletken elemanların üzerindeki gerilim baskısı çıkış gerilimi U_o 'a eşittir.

$$U_{T(max)} = U_{D(max)} = U_{DI(max)} = U_o \quad (3.3)$$

Buradan da görüldüğü üzere seçilecek olan yarı iletkenler maksimum çıkış gerilimine göre seçilmelidir. Seçilecek olan anahtarlama elemanının akım değeri şöyle hesaplanır;

Transistör ortalama akımı:

$$I_{T(ort)} = \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} M^{-1} \lambda_p^2 \quad (3.4)$$

$$I_{T(max)} = \frac{\sqrt{3}}{2} M^{-1} \lambda_p \quad (3.5)$$

$$\lambda_p = \frac{t_{\mu 1}}{T_p} \quad (3.6)$$

Girişte kullanılacak olan köprü diyotlar içinde transistörün maksimum akım değeri baz alınabilir. Yinede teknik bir hesaplama ile diyot seçiminde şu formülasyon kullanılabilir.,

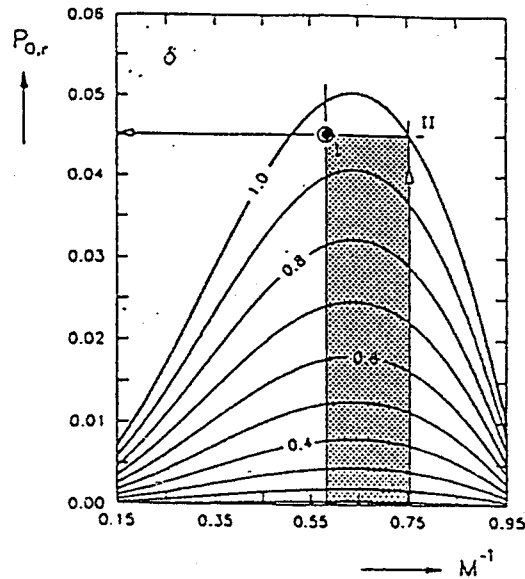
$$I_{O(on)} = \frac{6}{\pi} \int_0^{\pi/6} \left\{ \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} I_i(\varphi_n; t_n) dt_{\mu} \right\} d\varphi_n \quad (3.7)$$

$$I_D = \frac{1}{3} (I_{T(on)} + I_{D(on)}) \quad (3.8)$$

Çıkışta kullanılacak olan tampon kondansatör için burada yani bir ekleme yapılmayacaktır. Bu kondansatör dizaynı neredeyse standart hale gelmiş yöntemlerle hesaplanabilmektedir. Girişte kullanılacak indüktans değeri aşağıdaki formül ile hesaplanabilir.

$$L_U = \frac{2}{3} U_0^2 T_p \cdot \frac{P_{or, \delta \leq 1}}{P_{0(max)}} \quad (3.9)$$

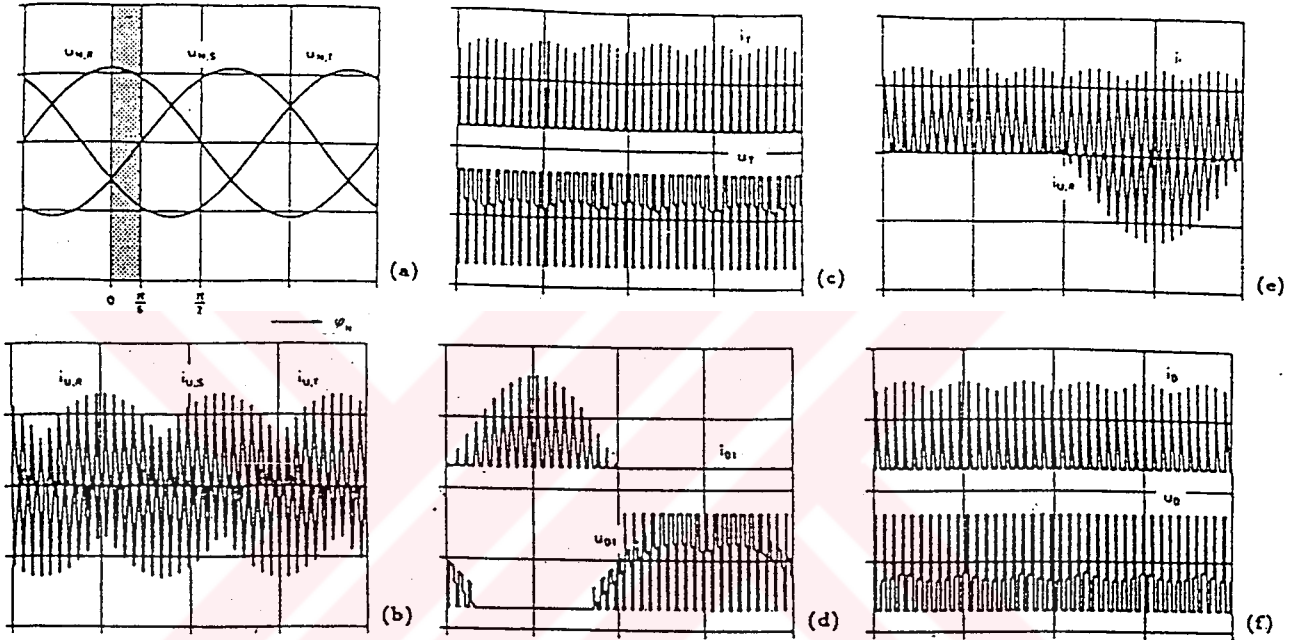
Burada $P_{or, \delta \leq 1}$ değeri kesintili modda çalışan sistemin güç değeridir. Bu değer sistemin gerilim düşürme oranına göre çizdiği bir kat sayıdır. Bu değer şekil 3.4' den tespit edilebilir.



Şekil 3.4 $P_{or, \delta \leq 1}$ değerinin M' göre değişimi [15]

3.1.2 Üç Fazlı Tek Anahtarlı Boost Doğrultucunun Performans Değerlendirmesi

Bu sisteme ait performans değerlendirmesini yapmadan önce şunu vurgulamakta yarar vardır. Bu sistem için geliştirilmiş olan yeni kontrol teknikleri sayesinde sistemin performansı artırılabilir. Bundan dolayı öncelikle en basit şekli ile sisteme yönelik değerlendirme yapılacak ve daha sonra iki değişik yöntemde etkileri ortaya konulacaktır. Şekil 3.5 sistemin genel değerlendirmesinin yapılması açısından incelenebilir. Bu şekilde sabit frekansta tetikelenen ve filtresiz bir sistem üzerinden elde edilmiş simülasyon sonuçları görülmektedir.

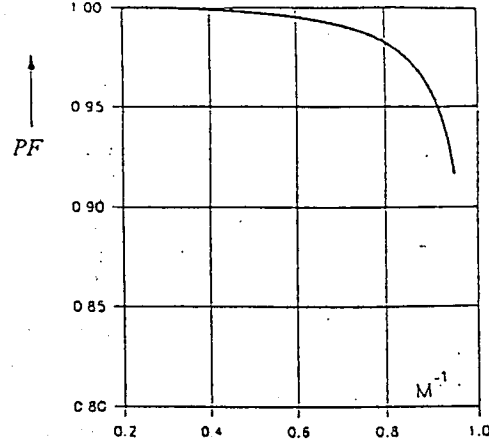


Şekil 3.5 Sabit darbe frekansında çalışan üç fazlı kesintili modlu boost doğrultucunun dijital simülasyon sonuçları(filtresiz). (a) $U_{n(RST)}$ faz gerilimleri.(b) Giriş faz akımları (c) transistör akım ve gerilimi (d) D_1 diyodunun akımı ve tıkama gerilimi (e) Diyot köprüsü çıkış akımı (f) D diyoduna ait akım ve tıkama gerilimi

Güç Faktörü :Şekil3.5’ de görüldüğü gibi sistemdeki giriş akımı gerilimle aynı fazdadır. Ancak güç faktörünün bilinen formülünden yola çıkıldığında;Bu formülde $\cos \phi$ değeri 1’e çok yakındır ve hatta bir olarak kabul edilebilir. Bu ifadeden anlaşılacağı gibi harmonik bileşenleri bu sistemin güç faktörünün belirleyici unsurudur.

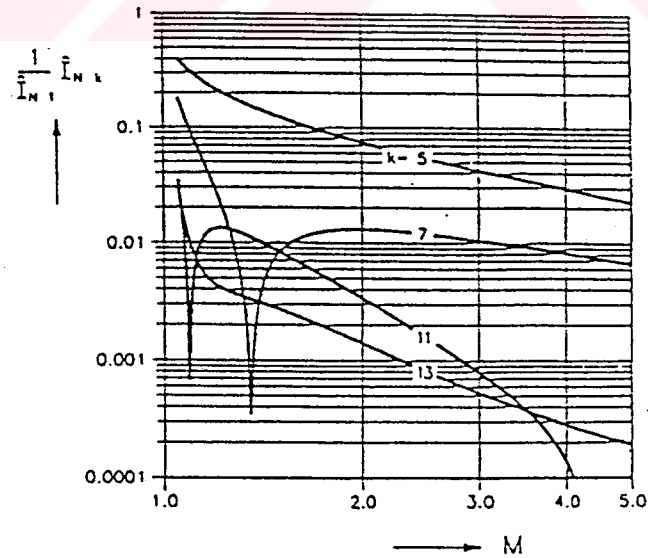
Daha öncede bahsettiğimiz gibi sistemin 5.harmonik değeri baskınlık arz eder. Bundan dolayıdır ki çıkış gerilim değerine bağlı olarak güç faktörü değeri de değişkendir. Gerilim dönüştürme oranı büyüdükçe sistemin güç faktörü de 1’e yaklaşır ancak bu seferde kullanılacak olan elemanların gerilim baskıları da artacağından sistemde kullanılacak olan elemanlar buna göre seçilmelidir.

Şekil 3.6'da güç faktörünün gerilim dönüştürme oranına bağlı olarak değişimi görülmektedir. Güç faktörünün daha iyileştirilebilmesi için öncelikli olarak harmoniklerin azaltılması yolu tercih edilmelidir. Yinede bu durumda bile sistemin giriş güç faktörü 0,93'ün üzerinde bir değerdedir.



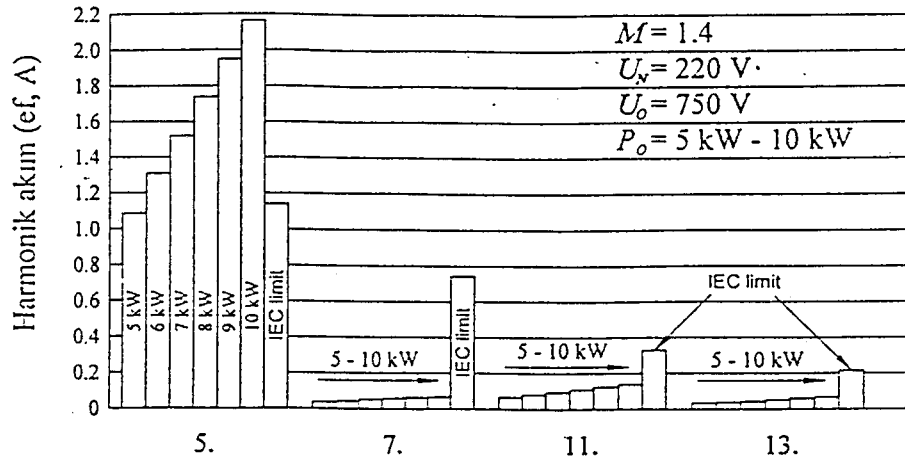
Şekil 3.6 Gerilim transfer oranına bağlı olarak güç faktörü değişimi [15]

Giriş Akım Harmonikleri: Giriş akım harmonikleri de güç faktörüne benzer şekilde gerilim dönüştürme oranı M 'e bire bir bağlıdır. Şekil 3.7'de giriş akım harmoniklerinin dönüştürme oranına göre değerleri görülmektedir. Görüldüğü gibi sistem içerisinde 5. harmoniğin değeri oldukça baskındır. M değerinin artmasına bağlı olarak harmonik değeri de düşmektedir.



Şekil 3.7 Gerilim transfer oranına göre harmonik bileşenler [15]

Şekil 3.8'de sistemin değişik güç değerlerinde şebekeden çektiği harmonik akım değerlerinin IEC-555 harmonik standardı ile mukayesesi görülmektedir. Buradan da anlaşılacağı üzere 5.harmonik olması gereken değerin oldukça üzerinde seyretmektedir.



Şekil 3.8 Harmonik oranlarının IEC-555 standartları ile mukayesesi [17]

İleri ki konularda 5. harmonik filtreli ve harmonik enjeksiyon sistemi ile bu değerin nasıl asgariye indirildiği incelenecektir.

Çıkış Gerilimi : Çıkış gerilimi basit özelliğinden dolayı şebeke gerilimin tepe değerine eşit veya daha büyüktür. Bu sistem için çıkış gerilimi kontrol ve sistemin diğer parametrelerine etkisi göz önüne alındığında önemlidir. Çıkış kondansatörü gerilimdeki dalgalanmayı gereken değerde tutacak şekilde seçilmelidir.

Çıkış Akımı: Çıkış akımı oldukça düzgündür burada akımı girişteki indüktörler düzenlemektedir.

Verim : Sistem üzerindeki kayıplar şöyle sıralanabilir. Anahtarlama elemanı üzerindeki iletim ve anahtarlama kayıpları, diyotlar üzerinde oluşan iletim ve anahtarlama kayıpları, pasif elemanlar üzerindeki kayıplar.

Köprü diyotlar üzerindeki iletim kayıpları;

$$P_{KD} = I_{Di(ort)} \cdot V_{fb} \quad (3.10)$$

Anahtarlama kayıpları;

$$P_{Di(ana)} = \frac{1}{2} I_{T(rms)} \cdot U_o f_p (t_r + t_f) \quad (3.11)$$

Benzer şekilde D diyodu üzerindeki kayıplarda hesaplanabilir.

Anahtarlama elemanı üzerindeki kayıpları;

İletim kayıpları:

$$P_{Ti} = V_{CE} \cdot I_{T(ort)} + r_f I_0^2 \quad (3.12)$$

Anahtarlama kayıpları:

$$P_{T(anah)} = \frac{2}{\pi} \frac{k_t U_0 I_{T(max)}}{L_U} \quad (3.13)$$

şeklinde hesaplanır.

İndüktanslar üzerindeki kayıplar;

$$P_{Ind} = \frac{3\sqrt{2}}{2} I_n R_{DCL} \quad (3.14)$$

şeklinde hesaplanır.

Bu kayıplar olmasına rağmen sistemin genel verimi oldukça yüksektir. Basit haliyle bu sistemin verimi %95'in üzerindedir. Uygun bastırma devreleri ve yumuşak anahtarlama teknikleri ile bu değeri daha iyi seviyeye çekmek mümkündür.

3.1.3 Avantajları

- Kontrolü kolaydır
- Eleman sayısı az olduğundan maliyeti düşüktür.
- Verimi yüksektir.
- Güç aktörü kabul edilebilir değerdedir.

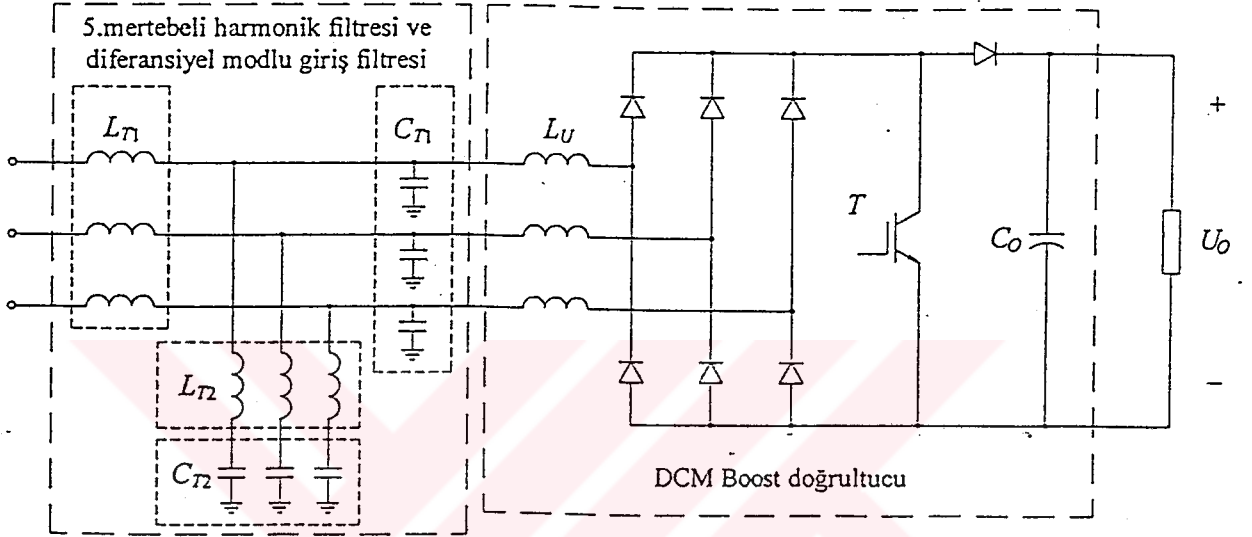
Bu avantajlarının yanında ;

- Kesintili akım modundan dolayı büyük EMI gerektirmesi
- 5.harmonik değerinin standartların üzerinde olması (bu konu irdelenecektir).
- Eklenecek filtre sistemlerinden dolayı hacmin artması
- Çıkış geriliminin giriş üzerindeki bir değerde kontrol edilebilmesi
- Tek yönde güç akışına müsaade etmesi gibi dezavantajları da mevcuttur.

Bu sistemin daha kullanışlı hale getirmesi yönü ile iki metodun açıklanmasında fayda görülmektedir.

3.1.4 5.Harmonik Filtreli Tek Anahtarlı Boost Doğrultucu

Daha önce belirttiğimiz gibi bu sistemde 5. harmoniğin değeri uluslararası standartların üzerindedir ve bu değer sistem üzerindeki bazı performans parametrelerini de etkilemektedir.



Şekil 3.9 Harmonik filtreli üç faz tek anahtarlı boost doğrultucu

Bundan dolayı en kolay yol olarak 5. harmoniğin süzülmesi için pasif bir giriş filtresinden faydalanılabilir.

Sistemin bu haliyle devre şeması şekil 3.9' de görüldüğü gibidir. L_{T1}, L_{T2}, C_{T1} ve C_{T2} ile gösterilen 4 grup kondansatör ve indüktans bloğu bu filtreyi oluşturur. $L_{T2} - C_{T2}$ seri rezonans gurubunun rezonans frekansı 5. harmoniğinin akış yönü büyük oranda bu blok üzerinden olacaktır. L_{T1} ve C_{T1} 'de diferansiyel mod bir giriş filtresini oluşturacaklardır.

Bu filtre, DC ve f_c kesim frekansı arasında bir bant geçişine sahiptir. Filtrenin dizaynı aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$q = \sqrt{1 - \frac{f_c^2}{f_\infty^2}} \quad (3.15)$$

$$L_{T1} = qL_k \quad (3.16)$$

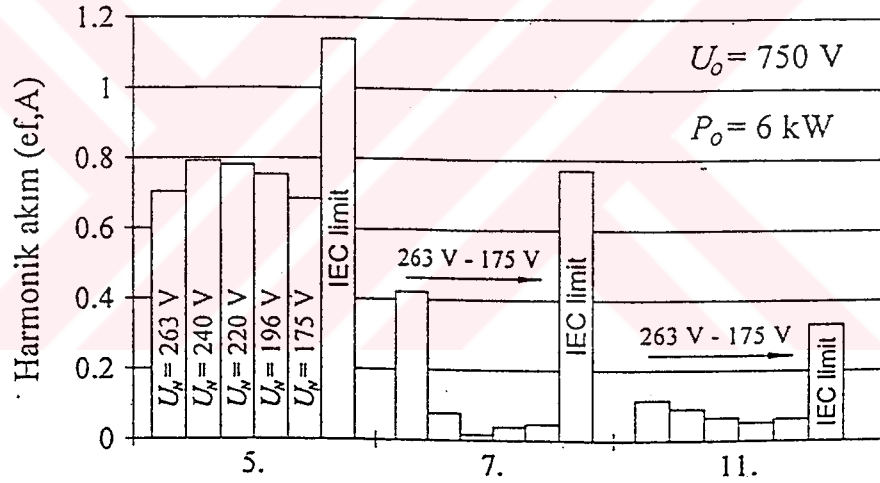
$$L_{T2} = \frac{1-q^2}{q} L_k \quad (3.17)$$

$$C_{T2} = q C_k \quad (3.18)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_k C_k}} \quad (3.19)$$

$$f_\infty = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{T2} C_{T2}}} \quad (3.20)$$

q değeri f_c den f_∞ 'a doğru olan eğim değeridir. Sistemin kontrolü basit sisteminki ile tamamen aynıdır. Ek olarak basit sistemin 5.harmonik bileşenini süzölmek için pasif bir filtre eklenmiştir. Bu sistem kullanıldığında sistemin akım harmonik tablosu Şekil 3.10'da ki gibidir.



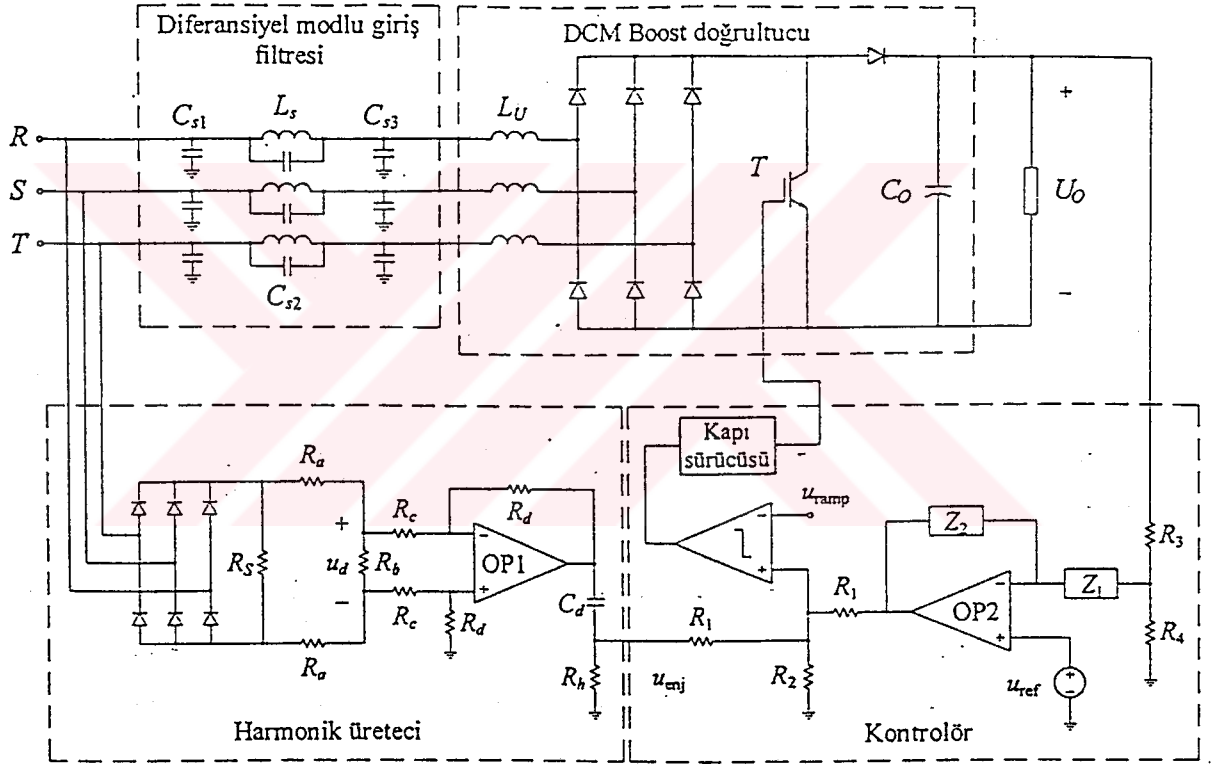
3.10 5.harmonik filtreli boost doğrultucunun giriş akımındaki harmoniklerin IEC 555 standardı ile karşılaştırılması [15]

bu sistemde her ne kadar akım harmonikleri yönünden daha elverişli sonuçlar elde edilse de bir takım dezavantajları da gözden kaçırılmamalıdır. Bunlar şöyle sıralanabilir.

- Kullanılan harmonik filtresi harmonik rezonansa yol açabilir.
- Elenen pasif elemanlardan dolayı verim azalacaktır.
- Pasif elemanlar sistemi hem hacim ve kütle yönünden büyütecek hem de ek maliyete sebep olacaktır.
- Kullanılan pasif elemanlar yarı iletkenler üzerindeki gerilim baskısını da arttıracaktır.

3.1.5 Harmonik Enjeksiyonlu Tek Anahtarlı Boost Doğrultucu

Şekil (3.11)' de sistemin genel şeması görülmektedir. Bu sistem anahtarlama elemanı üzerindeki gerilim baskısını arttırmadan birkaç ek devre elemanı ile ortaya konulabilen bir sistemdir. Bu sistemle anahtarlama için gerekli olan PWM darbeler, farzlar arasındaki gerilim doğrultularak elde edilen gerilimin AC bileşeni ile orantılı bir gerilim sinyali, doğrultucunun çıkış gerilimine enjekte edilerek ve bu gerilim değerinin bir rampa veya üçgen sinyal ile mukayesesi sonucunda elde edilir.



Şekil 3.11 Harmonik enjeksiyon devreli üç fazlı tek anahtarlı doğrultucu

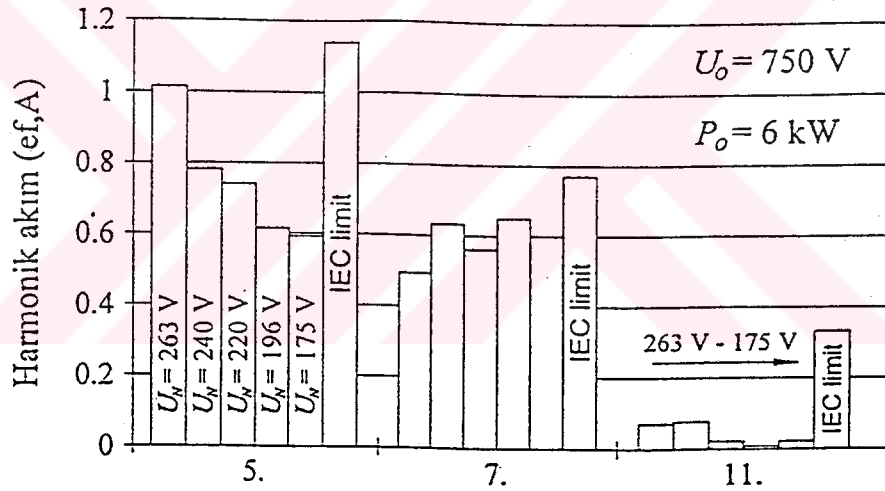
Şebeke fazları önce bir doğrultucu vasıtasıyla doğrultulur, daha sonra $R_a - R_b$ gerilim bölücüsü vasıtasıyla zayıflatılır. Daha sonra R_b direnci üzerindeki doğrultulmuş gerilim opamp yardımıyla evrilir. Ve $C_b - R_h$ yüksek geçiren filtresinden geçirilerek U_{enj} gerilimi elde edilir. Bu sinyal daha sonra R_1 toplama direnci üzerinden PWM komparatorünün (+)pozitif bacağına enjekte edilir. Kontrol metodu esnasında gözden kaçırılmaması gereken

bir noktada şudur, elde edilecek olan PWM sinyali enjekte edilen sinyale bağımlı olduğundan bağıl iletim aralığı sabit olmayacaktır, enjekte edilen sinyalin değişimine göre değişiklik gösterecektir. Bağıl iletim aralığının zamana göre değişimi aşağıdaki formülde verilmiştir.

$$\lambda(t) = \frac{m}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{6(-1)^n}{(6n)^2 - 1} \cos(6n\omega t) \quad (3.21)$$

Bu formülde belirtilen 'm'(modülasyon indeksi) öyle hesaplanmalıdır ki 5. ve 7. harmonik bileşenlerin değerleri standartlar dahilinde olmalıdır. Bu hesaplamayı bütün gerilim dönüştürme oranları için yapmak mümkündür.

Bu sistemin kullanılması ile 5.harmonik değeri şekil (3.12)'de görüldüğü gibi standartlar dahiline çekilebilir. Burda elde edilmiş olan değerler 750 volt DC çıkış gerilimli ve 6 kW gücündeki bir uygulama devresine ait değerlerdir.

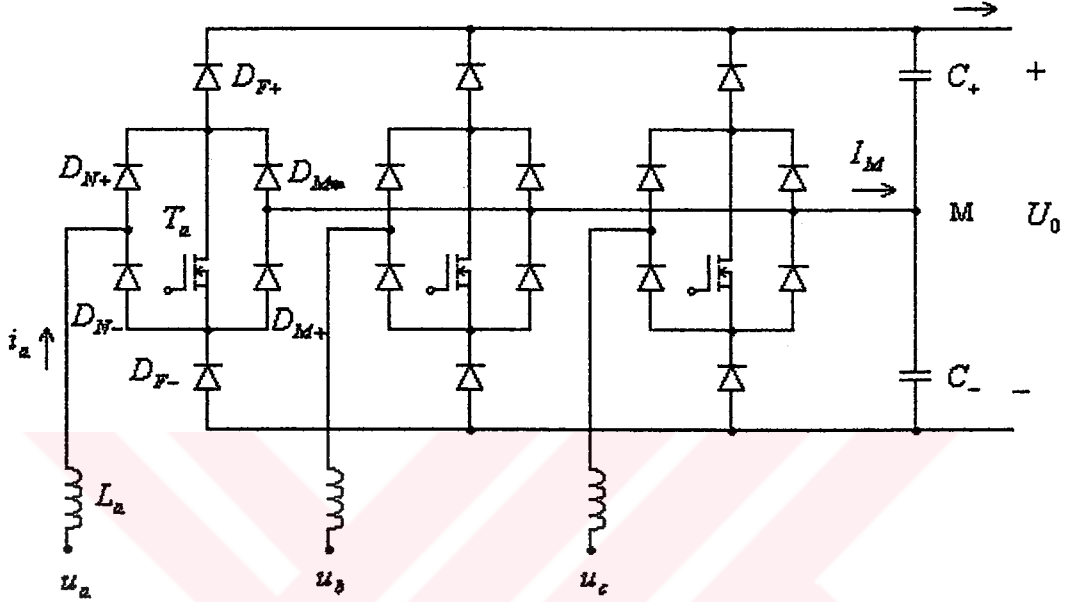


Şekil 3.12 Harmonik Enjeksiyonlu boost doğrultucunun giriş akım harmonikleri ile IEC-555 standardının karşılaştırılması [15]

3.2 Üç Fazlı Üç Anahtarlı PWM Doğrultucular

Üç fazlı bir anahtarlı doğrultucularda elde edilen sonuçlar, bu tipteki doğrultucuların bazı uygulamalar için yeterli olmadığını ortaya koymaktadır. Bu sistemin geliştirilmesi için yapılan eklemelerle tek anahtarlı sistem en temel özelliği olan basitlikte uzaklaşmıştır. Bundan dolayı bu sisteme alternatif teşkil edebilecek bir sistem olan üç fazlı üç anahtarlı doğrultucular (VIENNA) geliştirilmiştir.

Temel anlamda bakıldığında bu doğrultucular daha önce izahı yapılmış olan bir fazlı boost doğrultucuların üç tanesinin ortak kullanımıyla ortaya konulmuş olan doğrultuculardır. Üç fazlı üç anahtarlı doğrultucular, az aktif eleman sayısı ile altı anahtarlı doğrultuculara göre, daha iyi performanslarıyla da tek anahtarlı doğrultuculara göre daha avantajlıdır. VIENNA tipi doğrultucunun genel devre şeması şekil 3.13’ de görülmektedir.



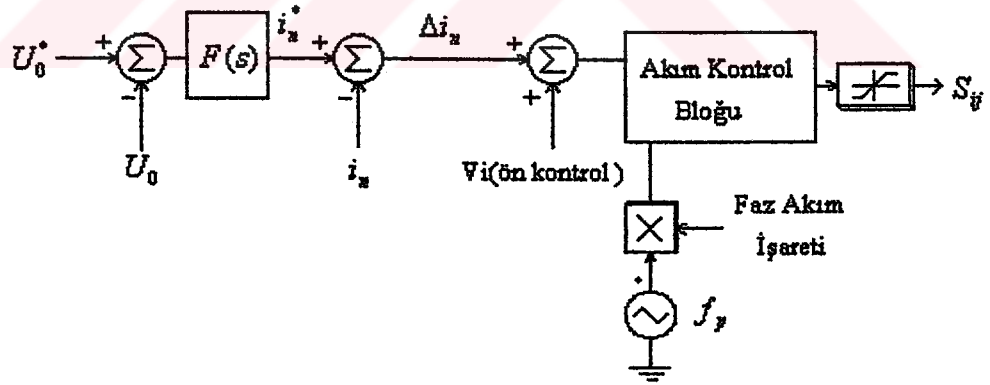
Şekil 3.13 VIENNA tipi doğrultucu devre şeması

Şekil üzerinde görülen T, D_{N+} , D_{N-} , D_{M+} ve D_{M-} bloğu günümüzde bir fazlı boost tipi doğrultucular için üretilmiş ve bir çok güç elektroniği komponenti üreten firmanın ürettiği bir güç elektroniği modülü haline gelmiştir. D_{F+} , D_{F-} diyotları (+) ve (-) yöndeki serbest geçiş diyotları hükmündedirler. Bu doğrultucu tipi temel anlamda boost tipi bir doğrultucudur. Sistem için gerekli olan indüktans şebeke tarafına ve her faza seri şekilde bağlanmış olan L_u indüktanslarıdır. Çıkışta kullanılan iki kondansator; her faza bağlı olan doğrultucuya merkezi bir nötr olmasının yanında, üç kademeli çıkış elde edilebilmesine ve yarı iletken elemanlar üzerinde oluşan gerilim stresini de yarıya indirgemektedir.

Bu sistemin çalışma prensibi şekil 3.13’ deki devre şemasının bir kolu ele alınarak, T transistörünün açık (on) veya kapalı (off) olma durumuna göre şöyle açıklanabilir. Giriş geriliminin Pozitif olduğu bölgede, T anahtarı açık olduğu durumda şebeke akımı, T, D_{N+} , ve merkez nokta diyodu D_{M+} ve yük üzerinden devreyi tamamlayacaktır. Benzer şekilde T anahtarı kapatıldığında D_{F+} , D_{M+} , D_{N+} ve yük üzerinden devreyi tamamlayacaktır. Her iki durumda da şebekeden çekilen akımda bir kesilme olmayacak ve şebekeden sürekli formda

bir akım çekilecektir. Şekil 3.15' den de anlaşılacağı gibi D_{M+} , D_{N+} diyotlarının üzerindeki ters gerilim etkisi sıfırdır. Yani bu diyotların ters polariteli bir gerilime maruz kalma ihtimalleri yoktur. Ayrıca sistemin özelliğinden ötürüde anahtarlama elemanları üzerinde tetikleme diyotlar üzerinde de iletim kayıpları oluşmamaktadır. Transistör üzerinde oluşacak iletim kayıplarını azaltmak içinde tetikleme frekansı yüksek tutulmalıdır.

VIENNA tipi doğrultucuların kontrolü de oldukça kolaydır. Tıpkı bir fazlı boost doğrultuculara benzer bir kontrol metoduna sahiptirler. Yalnız dikkat edilmesi gereken husus kontrol için gerekli olan taşıyıcı sinyalin üretilmesidir. Sisteme ait basit kontrol blok diyagramı Şekil 3.14' da görüldüğü gibidir. Kontrol sistemi basitçe şöyle izah edilebilir. Öncelikle elde edilmek istenen U_0^* çıkış gerilimi referans kabul edilerek ölçülen çıkış geriliminden çıkartılarak elde edilen hata gerilimi (ΔU_0) akım kontrol bloğundan ($F(s)$)geçirilerek referans akım (i_n^*) değeri elde edilir. Bu değer ölçülen şebeke akımından çıkartılarak akım hata sinyali elde edilir. Elde edilen sinyale ön kontrol sinyali eklenerek kontrol sinyali elde edilir. Ön kontrol sinyali şebeke gerilimi ile taşıyıcı sinyalin genliğine bağlı olarak elde edilir. Kontrol sinyali, Taşıyıcı sinyal ile mukayese edilerek PWM anahtarlama sinyali elde edilir. Ancak burada dikkat edilmesi gereken nokta şebeke akımının işaretidir, bunuda akımın işaretini taşıyıcı sinyalle çarparak kontrol altına alabiliriz.



Şekil 3.14 Kontrol blok diyagramı

Bir fazlı boost doğrultucuda kullanılan akım kontrol metodu bu sistem için de taşıyıcı sinyalin testere dişi veya tam bir üçgen dalga olması hiç fark etmeksizin , hazır entegreler kullanılarak basitçe sağlanabilir. Ancak bağımsız bir fazlı akım kontrol metodu sonucunda , bu sistemin şebekeden çektiği akımlardaki harmonik oranı oldukça fazla artmaktadır. Bunun sebebi bir fazlı boost doğrultucu incelendiğinde indüktans üzerinden geçen akımla şebekenin nötr ucuna ulaşan akımın aynı olmasına karşın, üç fazlı sistemde nötr hattındaki akım indüktans

akımından farklıdır. Bundan dolayıdır ki bu sistemin kontrolünde herbir faz için gerekli olan taşıyıcı sinyal aynı frekans ve faz değerlerinde seçilmelidir. Senkronlaştırılmış üçgen taşıyıcı dalga kullanılan sistemle, senkronlaştırılmış testere dişi taşıyıcı sinyali kullanılan kontrol sistemleri kıyaslandığında , üçgen taşıyıcı sinyali kullanılan sistemlerin giriş akımlarındaki akım dalgalanmalarını ve harmonik oranının % 60 civarında azaldığı görülmüştür.

3.2.1 Dizayn Kriterleri

Bu sistemin eleman seçimleri için bir fazlı boost doğrultucular bir örnek teşkil etmektedir ayrıca belirttiğimiz gibi bu sistemler için özel olarak üretilmiş olan güç modülleri de sistemin güç katının dizaynını çok basit hale getirmiştir. Sistemin kurulum maliyeti ve hacmide buna paralel olarak oldukça düşüktür. Bu sistemin güç katından ziyade kontrol katının dizaynı devre çalışmasının verimini etkileyen en önemli unsurdur. Sistem üzerinde dolaşan akımlardan faydalanılarak güç elemanlarının akım değerleri tesbit edilebilir. Bu elemanların üzerlerinde tutabilecekleri gerilim değeri de minimum çıkış geriliminin yarısı kadar olmalıdır. Sırasıyla bir faz üzerindeki yarı iletken elemanların ortalama ve etkin akım değerlerini aşağıdaki şekilde yazabiliriz.

Faz diyotları üzerinden geçen akımlar;

$$I_{DN(ort)} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} I_a \quad (3.22)$$

$$I_{DN(rms)} = \frac{\sqrt{2}}{2} I_a \quad (3.23)$$

$$I_{DM(ort)} = \left(\frac{\sqrt{2}}{\pi} - \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}M} \right) I_a \quad (3.24)$$

$$I_{DM(rms)} = \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{4}{3\sqrt{3}\pi M}} \sqrt{2} I_a \quad (3.25)$$

Anahtarlama elemanı üzerindeki akımlar;

$$I_{T(ort)} = \left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi} - \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}M} \right) I_a \quad (3.26)$$

$$I_{T(rms)} = \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{8}{3\sqrt{3}\pi M}} \sqrt{2} I_a \quad (3.27)$$

Serbest geiş diyotları üzerinden geen akımlar;

$$I_{DF(ort)} = \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}M} I_a \quad (3.28)$$

$$I_{DF(rms)} = \sqrt{\frac{8}{3\sqrt{3}\pi M}} I_a \quad (3.29)$$

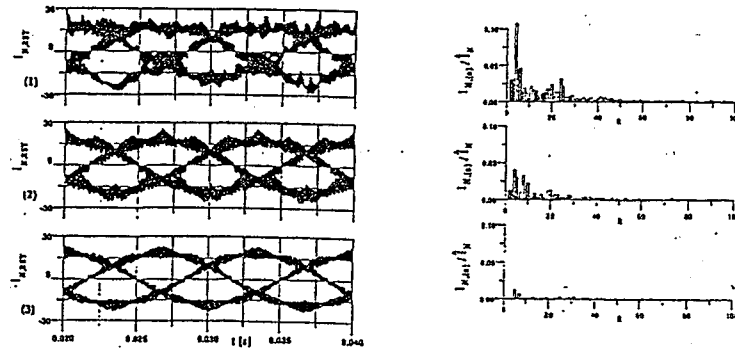
Yukarıdaki akım formüllerinde belirtilen M değeri gerilim dönüştürme oranını ifade etmektedir ve aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$M = \frac{U_0}{\sqrt{6}U_a} \quad (3.30)$$

3.2.2 Üç fazlı  Anahtarlı PWM Doğrultucuların Performans Değerlendirmesi

Bu sistem performans parametrelerine göre değerlendirildiğinde diğer üç fazlı doğrultuculara gr oldukça iyi bir sistem olduğu göze çarpacaktır.

- Bu sistem güç faktörü yönünden incelenirken değerlendirme iki aşamalı yapılmalıdır. şöyle ki ; ilk etapta akım ile gerilim arasındaki açısal faz farkına daha sonrada sistem üzerinde oluşan harmoniklere dikkat edilmelidir. Sistemin kontrol metodundan dolayı ortaya çıkan harmonikle ve dalgalanmalar ortadan kaldırıldığında giriş g faktörü değeri bire oldukça fazla yaklaşır
- Daha önce kontrol konusunu incelerken bu sistemin giriş akımında oluşan harmoniklerin kontrolle ne kadar bağıntılı olduğunu ortaya koymuştuk. şekil 3.16' farklı taşıyıcı sinyaller ile yapılmış kontroller sonucu ortaya çıkmış olan giriş akım şekilleri ve sisteme ait harmonik spektrumlarının kontrol için kullanılan taşıyıcı sinyale bağlı değişimleridir.



şekil 3.15 Farklı Taşıyıcı sinyaller için akım şekilleri ve harmonik spektrumu (1) testere dişi (2) senkronlaştırılmış testere dişi (3) senkronlaştırılmış üçgen dalga taşıyıcı sinyali [11]

Şekil 3.15' den de anlaşılacağı üzere senkronlaştırılmış üçgen dalga taşıyıcı sinyalinin kullanıldığı kontrol sistemi ilie bu doğrultucu hem harmonikler yönünden hem de güç faktörü yönünden oldukça iyi performans sergilemektedir.

- Sistem çıkış akım ve gerilimleri yönünden incelendiğinde ; çıkış gerilimi iki kondansatöre bağlı olarak birkaç farklı değer ve polaritede elde edilebilir. Çıkıştaki akım ve gerilim şeklinin düzeltilmesi için DC filterler kullanılmalıdır. Yüksek tetikleme frekansında bu filtre sistemin yapısını fazlaca etkilemeyecektir.
- Sistem üzerindeki kayıplar oldukça düşüktür. Yarı iletken elemanlar üzerinde oluşan iletim ve anahtarlama kayıpları aşağıdaki şekilde hesaplanabilir.

Transistör iletim ve anahtarlama kayıpları;

$$P_{T,il} = I_{T,rms}^2 \cdot R_{DS} \quad (3.31)$$

$$P_{T,anah} = \frac{2k_{T,p}}{\pi} f_p I_n + \frac{1}{2} C_0 \left(\frac{U_0}{2}\right)^2 f_p \quad (3.32)$$

$k_{T,p}$ = ısıya bağlı güç katsayısı

Diyotlardaki iletim ve anahtarlama kayıpları

$$P_{Dx,anah} = \frac{k_{Dx,p}}{\pi} f_p I_n \quad (3.33)$$

$$P_{D,il} = V_f \cdot I_{D,ave} + r_D I_{D,rms}^2 \quad (3.34)$$

sistem üzerinde bu kayıplar olmasına rağmen verim % 95' in üzerinde bir değer almaktadır.

3.2.3 Avantajları

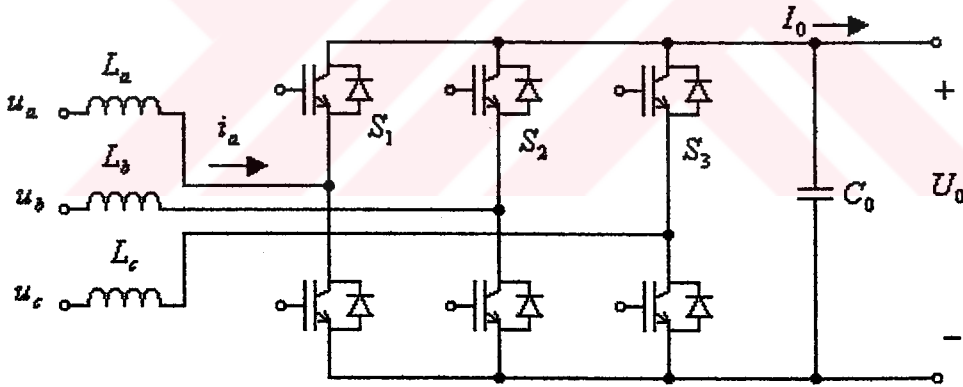
- Giriş akım şekli kontrole bağlı olarak tam sinüstür, Giriş akım harmonikleri düşük seviyededir.
- Güç faktörü oldukça yüksektir.
- Kullanılan yarıiletken elemanlar üzerindeki ters gerilim baskısı çıkış geriliminin yarısı kadardır, bundan dolayı sistem üzerindeki tetikleme ve iletim kayıpları düşüktür. Sistemin güç yoğunluğu oldukça yüksektir.

- Sistem her fazda tek transistörden oluştuğu için kısa devre ihtimali yoktur.
- Kontrolü karmaşık değildir
- Sisteme bağlanan reaktif elemanlar diğer üç fazlı doğrultuculara nazaran daha küçük boyutludur.

3.3 Tam Köprü PWM Boost Doğrultucular

Tam köprü PWM boost doğrultucular, sabit DC çıkış gerilimleri, düşük giriş akım distorsiyonları, kontrol edilebilen güç faktörleri ve iki yönlü güç akışını sağlayabilme özelliklerinden dolayı, yüksek güçlü endüstriyel uygulamalarda oldukça sık kullanılan bir sistemdir. Sistemin sürekli akım modunda çalışmasından dolayı EMI da oldukça düşüktür ve büyük filtreler gerektirmez. Bu da bu devreleri daha çekici kılar.

Devre şeması Şeki 3.16' de görülen tam köprü PWM doğrultucu, esasında enerji akış yönü dışında, PWM inverterlerle bütün yönleriyle benzeşmektedirler. Başka bir deyişle, yüksek frekanslı harmonikler ihmal edildiğinde bu doğrultucuyu bir AC kaynak olarak düşünebiliriz.



Şekil 3.16 Köprü tipi PWM boost doğrultucu

Sistem her faza bağlı iki anahtarlama elemanı (genelde IGBT tercih edilmektedir) ve bunlara bağlı paralel diyotlardan oluşur. Boost indüktansı sistemin şebeke tarafındadır. Sistemdeki anahtarlama elemanlarının fazla olmasından dolayı anahtarlama kayıpları fazla olacaktır. Bundan dolayı her IGBT'ye birde bastırma devresi dizayn edilmelidir.

Bu sistemin kontrol yapısı oldukça karmaşıktır. Uygulanacak olan kontrol stratejisi uygulamanın tipide göz önüne alınarak belirlenmelidir. Tam köprü PWM boost doğrultucular için yumuşak anahtarlama teknikleri kullanmak sistemin genel verimini arttırmak açısından

oldukça avantajlı olacaktır. Bu sistemlerde sıfır akım (ZCS) veya gerilim (ZVS) anahtarlama, yada rezonans tipi anahtarlama yapılabilir.

Köprü PWM boost doğrultucular için birçok kontrol yönteminden bahsetmek mümkündür. En basit şekliyle sinüsoidal PWM tekniğiyle (SPWM) tıpkı PWM inverterlerde olduğu gibi bir kontrol sağlanabilir. Ancak yapılan çalışmalar incelendiğinde uzay vektör PWM tekniğinin bu sistemler üzerinde uygulanmasıyla oldukça iyi sonuçların elde edildiği görülmüştür.

Sistemin kontrol yapısını iki döngü oluşturur. Bunlardan birincisi çıkış geriliminin genliğini ve sabitliğini ayarlayan gerilim döngüsü, diğeri ise giriş akımının şeklini ve faz açısını kontrol eden akım döngüsüdür. Tek fazlı PWM doğrultucu sistemleri için bu kontrolleri yapabilen entegre devreler olmasına karşın, üç fazlı PWM doğrultucular için geliştirilmiş herhangi bir entegre devre yoktur. Bundan dolayı bu sistemin kontrolü için genellikle bir mikrodenetleyici devresinden faydalanmak gerekir.

Sisteme ait faz gerilimleri ve faz akımları aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$u_a = U_m \cos \omega t \quad (3.35)$$

$$u_b = U_m \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (3.36)$$

$$u_c = U_m \cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (3.37)$$

$$i_a = I_m \cos(\omega t + \phi) \quad (3.38)$$

$$i_b = I_m \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi \right) \quad (3.39)$$

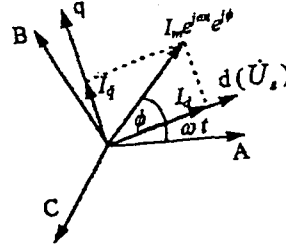
$$i_c = I_m \cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi \right) \quad (3.40)$$

Yukarıdaki formüllerden yararlanılarak akım ve gerilime ait uzay vektörleri aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$\vec{U}_s = U_m e^{j\omega t} \quad (3.41)$$

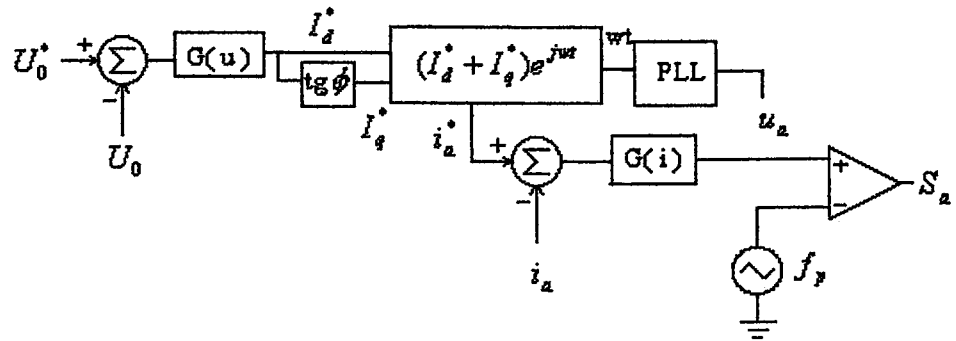
$$\vec{I}_s = I_m e^{j\omega t} e^{j\phi} \quad (3.42)$$

Bu formülde görünen ϕ yaklaşık olarak güç faktörünün açısıdır. Şelik 3.17' de $\vec{U}$ referans alınarak çizilmiş akıma ait q ve d elemanları görülmektedir. Bu vektörel gösterim kontrol yapısının temelini oluşturacaktır.



Şekil 3.17 Giriş akım ve geriliminin vektörel gösterimi [18]

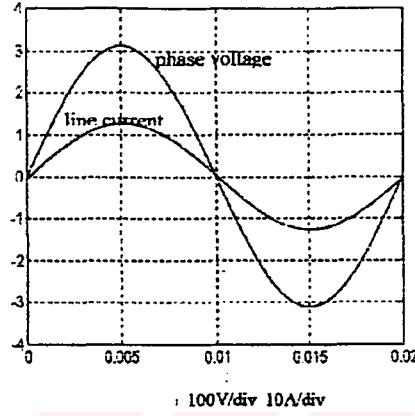
Şekil 3.18' de görülen sistemin kontrol diyagramı yukarıda yazılmış olan formu şekil 3.18' ye bağlı olarak elde edilir. Çıkışta ölçülen gerilimi U_0 ile, çıkış referans gerilimi (U_0^*) ile fark işlemine tabi tutularak bir gerilim hata sinyali elde edilir. Bu sinyal oransal gerilim kontrol bloğuna ($G(u)$) girer. Kontrol esnasında dizaynı en karmaşık olan kısım bu gerilim kontrol bloğudur. Çünkü bu blok sabit olmayan yüke, faz kayma açısına ve modülasyon indeksine bağlı olarak kazancı değişen bir bloktur. Bu bloğun kazancı yine mikroişlemci devresi tarafından hesaplanarak belirlenir. Gerilim kontrol bloğunun sonucunda, ana akım vektörünün d bileşeninin (I_d^*) referans değeri elde edilmiş olur. Bu işlemlerle eş zamanlı olarak PLL yardımıyla şebeke geriliminin açısal frekansı ölçülür ve bu bilgi dijital olarak mikroişlemciye aktarılır. Mikroişlemci, referans akım vektörünü (I_d^*), şebeke frekansını ve güç faktörü açısını referans değerini (doğrultucu uygulamalarında bu değer sıfırdır.) kullanarak, bir fazı referans akımını (i_a^*) hesaplar. Referans akım değerinden ölçülen gerçek şebeke akımı (i_a) çıkartılarak akım hata sinyali elde edilir. Bu sinyal oransal akım kontrol bloğundan ($G(i)$) geçirilir ve taşıyıcı üçgen dalga sinyali ile mukayese edilerek PWM anahtarlama sinyalleri elde edilir.



Şekil 3.18 Tam köprü PWM boost doğrultucu kontrol blok diyagramı

Bu kontrol mekanizması her faz için ayrı ayrı uygulanır. Görüldüğü gibi kontrol işlemi oldukça karmaşık ve uğraş gerektiren bir sistemdir.

Şekil 3.19' da bu kontrol sistemi ile dizayn edilmiş 380 Volt 50 Hz geniş fazlar arası gerilim, ve 650 V DC çıkış gerilimine sahip bir köprü PWM boost doğrultucuya ait faz akım ve gerilim şekli görülmektedir.



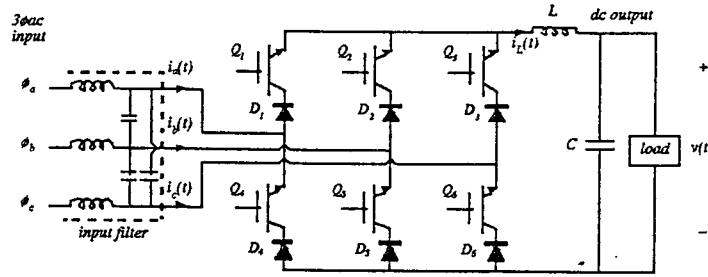
Şekil 3.19 Giriş akım ve gerilimi [18]

Şekilden de anlaşılacağı gibi, sistemin giriş güç faktörü bire yakındır ve akım harmoniklerinin seviyesi de oldukça düşüktür. Bu sistemin sayılan avantajları yanında bazı dezavantajları vardır ki bunlardan dolayı bu sisteme alternatif devre oluşturma çabaları oldukça fazladır. Bu dezavantajlar şunlardır;

- Altı aktif anahtarlama elemanından dolayı sistemin kontrolü çok karmaşık ve zordur.
- Yarı iletken elemanlar üzerinde oluşan gerilim stresinden dolayı, çıkış geriliminin maksimum değeri sınırlıdır. Bu problemi ortadan kaldırmak yada bir miktar geliştirmek için yumuşak anahtarlama devreleri sisteme eklenmelidir.
- Çıkış DC geriliminin genliği, Fazlar arası gerilimin tepe değerinden daha büyük olması bazı uygulamalarda bu sistemi kullanışsız kılar.
- Aktif elemanın sayısına bağlı olarak anahtarlama kayıpları, daha az anahtarlama elemanı bulunan sistemlere nazaran daha fazladır.
- Kontrol esnasında, aynı faza bağlı iki Transistörün açma kapama zamanları, kısa devre riski taşımaktadır.

3.4 Üç Fazlı PWM Buck Doğrultucular

Üç fazlı PWM buck doğrultucuları, altı anahtarlı tam köprü PWM buck doğrultucular ve üç fazlı tek anahtarlı PWM buck doğrultucu olarak iki grupta inceleme mümkündür. Şekil 3.20' de devre şeması görülen köprü tipi buck doğrultucu, şebeke geriliminin tepe değerinin altında DC çıkış gerilimi veren bir sistemdir. Çıkışta oldukça düzgün ve sabit bir DC gerilim sağlarken şebekeden çektiği akımdaki distorsiyon oranı da ihmal edilebilecek kadar düşük bir değerdedir. Bunun yanında şebeke akım ve gerilimide aynı fazdadır.

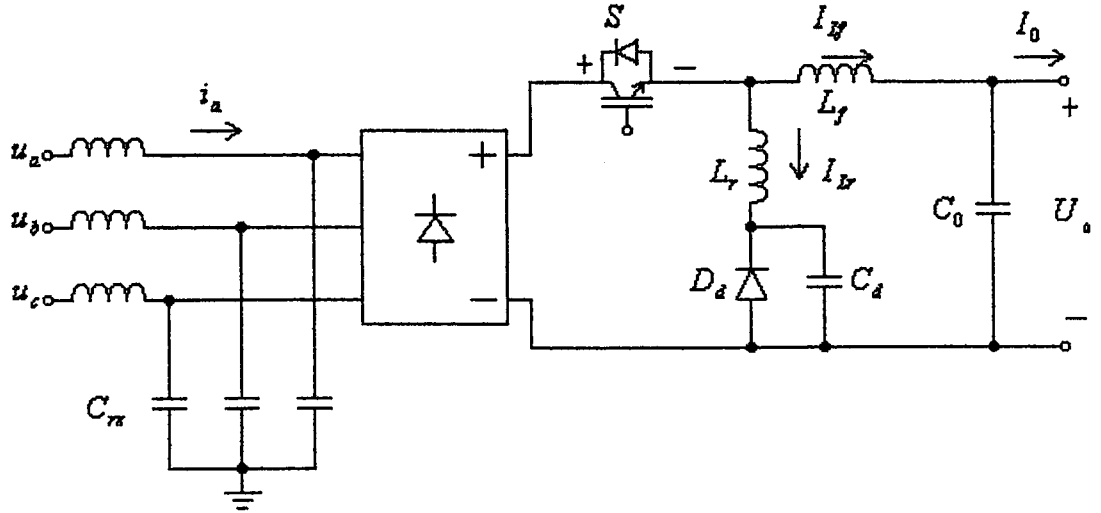


Şekil 3.20 Tam dalga PWM buck doğrultucu devresi

Bu sistemin yapısı temelde sabit akım sağlayan inverter sisteminin yapısıyla enerji akış yönü dışında aynıdır. Bu sistemden en iyi verimi elde edebilmenin yolu, olabildiğince yüksek frekansta anahtarlama yapmak ile mümkündür. Bu sistemin en güzel tarafı fazlardan bir tanesi çalışmasa bile doğrultucunun yükü sorunsuz besleyecek şekilde çalışmaya devam etmesidir.

Köprü buck doğrultucu, köprü boost doğrultucuyla karşılaştırıldığında, bu sistemin bazı önemli dezavantajları olduğu görülür. Buck doğrultucuda iki yarı iletken eleman birbirine seri olarak bağlandığından dolayı iletim kayıpları daha fazladır. Ancak bu sorun yüksek anahtarlama frekansı sayesinde minimuma indirgenebilir. Aynı güçteki, bir boost doğrultucuyla karşılaştırıldığında bu sistemdeki transistörlerin daha fazla akıma maruz kaldıklarında görülecektir, ama bunun yanında transistörler üzerindeki gerilim baskısı seri bağlantıdan dolayı daha küçük olacaktır. Bu sistemin inverter modunda çalışabilmesi için çıkış DC gerilimin polaritesini değiştirilmesi gerekmektedir ki buda sistemin iki yönlü enerji akışını gerektiren bir uygulamada kullanılmasını zorlaştırmaktadır. Bu sistemin tek avantajı maliyet olarak daha uygun olmasıdır. Ancak tam dalga PWM buck doğrultucuların bu özeliği de endüstriyel uygulamalardaki uygulamalarını artırmamıştır.

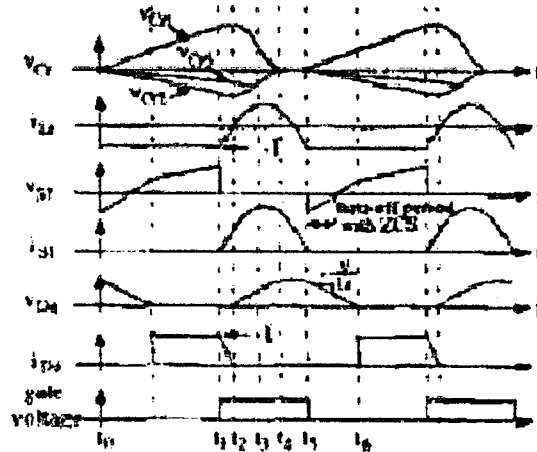
Şebeke geriliminin tepe değerinin altında DC gerilim gerektiren uygulamalarda üç faz bir anahtarlı buck doğrultucular, altı anahtarlı sisteme tercih edilir. Şekil 3.21' de rezonans tipi bir doğrultucuya ait devre şeması görülmektedir.



Şekil 3.21 Üç faz bir anahtarlı rezonans tipi PWM buck doğrultucu devresi

Sistem üç fazlı bir diyot köprüsüne seri bağlı olan anahtarlama elemanının yanında, yumuşak anahtarlama sağlamak için sisteme eklenmiş, şebeke tarafındaki kondansatör bloğu ve yüke paralel rezonans devresinden oluşmaktadır. Bu tipteki doğrultucular, yumuşak anahtarlama sağlayan devreler olmadan çok avantajlı olmayacaktır. Şekildeki devrede rezonans bloğu transistörün sıfır akım geçişlerinde diyotların ise sıfır gerilim geçişlerinde anahtarlama sağlayacak şekilde dizayn edilir.

L_r indüktansı ve C_m kondansatör bloğu sıfır akım ve gerilim geçişlerinde anahtarlama mümkün kılan rezonans bloğunu oluşturmaktadır. Sistemin çalışma prensibi Şekil 3.22' de faydalanılarak beş zaman aralığında incelenebilir. Bu şekilde anahtarlama frekansına göre rezonans bloğunun akım ve gerilimlerinin yanında Diyot akım ve gerilimi de görülmektedir.



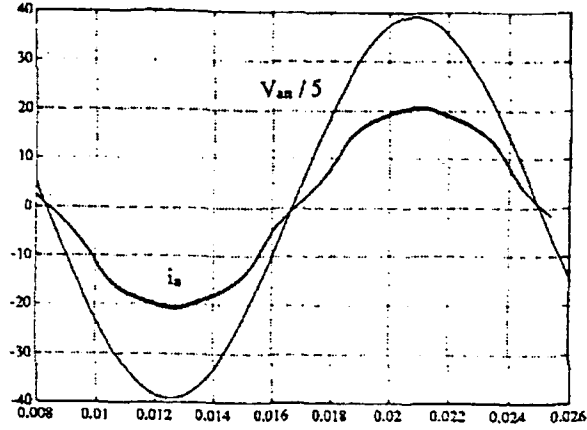
Şekil 3.22 Anahtarlama esnasında devre elemanlarının akım ve gerilimleri [20]

- $t_0 \leq t \leq t_1$ aralığında D_d diyodu dışında bütün anahtarlar açık (off) durumdadır. Bu zaman aralığında şebeke, rezonans tank kondansatörlerini (C_{r1-3}) faz akımlarıyla doğru orantılı ve doğrusal bir şekilde şarj eder. Bu aralıkta yük akımının sürekliliğini rezonans tank indüktansında (L_r) depolanmış olan enerji sağlar. Bu durum S anahtarı kapanıncaya (on) kadar sürer. Anahtar kapandıktan sonra köprü doğrultucunun girişindeki U_{ab} gerilim değeri maksimuma ulaşmıştır ve D_1 ve D_5 diyotları iletme geçerler.
- $t_1 \leq t \leq t_2$ aralığında D_1, D_5, D_d ve S anahtarları iletimdedir. Bu aralıkta C_{r3} kondansatörünün gerilimi artmaya devam eder. Diğer iki kondansatör ve rezonans tank indüktansı arasında bir döngü mevcuttur. Bu aralık C_{r3} kondansatörünün gerilim değeri C_{r2} 'nin gerilimine ulaşınca kadar devam eder ve bu anda D_6 diyodu iletme geçer.
- $t_2 \leq t \leq t_3$ aralığında D_1, D_5, D_6, D_d ve S anahtarları iletimdedirler. Bu aralıkta rezonans kondansatörleri ve rezonans indüktansı birlikte bir döngü oluşturmaktadırlar, ta ki indüktans akımı sıfır değerine ulaşınca kadar. Tam bu anda D_d diyodu iletimden çıkar
- $t_3 \leq t \leq t_4$ D_1, D_5, D_6 ve S anahtarları iletimdedirler. Bu aralıkta C_{r1-3}, C_d ve L_r rezonans tank devresini oluştururlar. Bu aralık C_{r1-3} kondansatörleri deşar olana kadar sürer.
- $t_4 \leq t \leq t_5$ aralığında anahtarların iletim konumlarında bir değişiklik yoktur. Bu aralıkta C_d ve L_r , indüktans akımının değeri, negatif yük akımına eşit oluncaya kadar salınım yaparlar. Bu anda köprü doğrultucu ters bağlantı durumunda olduğundan S anahtarının akımı sıfırdır. Ve anahtar bu aralıkta kapatılır.

Yukarıdaki çalışma aralığı 30 derecelik bir aralıkta ve $i_a > 0 > i_b > i_c$ olduğu kabul edilerek izah edilmiştir. Sistemin kontrolü oldukça kolaydır. Yükün durumuna bağlı olarak anahtarın kapalı kalma süresi sabit olacak şekilde frekans değişikliği kontrol yapılır.

Bu sistemin basitliği yanı sıra bir çok avantajı vardır.

- Sistemin güç faktörü oldukça yüksektir, bunun yanı sıra giriş akımındaki harmonik distorsiyon da oldukça düşüktür. Şekil 3.23' de 6 kW'lık bir uygulama devresine ait giriş akım ve gerilim şekli görülmektedir.



Şekil 3.23 Buck doğrultucu giriş akım ve gerilim şekli [20]

- Giriş ve çıkış akımlar sürekli.
- Buck topolojisinin özeliğinden dolayı çıkış geriliminin değeri giriş geriliminin tepe değerinden daha düşüktür. Bunun bir avantajı da güç transistörü üzerindeki gerilim stresinin düşük olması olarak söylenebilir.
- Çok geniş bir yük değişim aralığına cevap verebilir.
- Kontrol devresi basittir.
- Anahtarlama kayıplarının düşük olmasından dolayı verim yüksektir.

Ancak bu avantajların yanında sistemin içerisinde fazla sayıda reaktif eleman olmasından dolayı sistemin hacmi biraz büyük ve maliyeti biraz fazladır.

4. UYGULAMA

Bu bölümde 220 Volt giriş gerilimine ve 24 Volt 2 Amper DC çıkış gerilimine sahip bir Fly-Back doğrultucu uygulama devresi tasarımı ve bu devreye ait bazı deneysel ölçümler incelenecektir. Sistemin temel giriş ve çıkış parametreleri aşağıdaki gibidir.

- Giriş Gerilimi: 220 V(rms) + % 20, -% 30
- Giriş Frekansı: 50 – 60 Hz $\pm$ % 5
- Anahtarlama Frekansı : 35 kHz (sabit)
- Çıkış Gerilimi : 24 V $\pm$ %3
- Çıkış Gücü 60 W (Maksimum, 2,5 A)

Şekil 4.1' de sisteme ait tam bir uygulama devre şeması görülmektedir. Devre şemasındanda anlaşılacağı gibi sistemi iki bölümde incelemek mümkün olacaktır. Bunlar güç katı ve kontrol katı olarak ayrılabilir.

4.1 Güç devresi

Devrenin girişinden çıkışına doğru incelenmesi şu şekildedir. Ana hatlarıyla güç devresi bir tam köprü kontrolsüz doğrultucu, üç sargılı bir transformatör, bir MOSFET ve çıkış diyotlarından müteşekkildir.

Tam dalga doğrultucu, 1N5406 seri numaralı diyotlardan oluşmaktadır. Bu diyotlar 1000 volt ve 3 Amperlik diyotlardır. Hemen köprü doğrultucuların çıkışında bir NTC (Negative Termic Resistor) görülmektedir. NTC ısıya bağlı olarak direnci negatif olarak değişebilen bir dirençtir. Buradaki kullanım amacı şu şekilde izah edilebilir. Köprü çıkışına bağlı olan 400 Volt, 1000 μ F' lık kondansatör başlangıç anında boş olduğundan, sisteme enerji verildiğinde ani alımdan dolayı zarar görebilir. NTC ilk anda düşük ısıdan dolayı Yüksek direnç değeri ile bu kondansatörün yumuşak bir şekilde şarj olmasını sağlayacaktır. Üzerinden akım geçtikçe ısısı artacak ve bu direnç değeri çok küçülecektir. Burada NTC yumuşak başlangıç (Soft Start)sağlayan bir elemandır.

Şemada görülen köprü doğrultucu çıkış barasına paralel bağlı olan R3 ve C7 kondansatörleride gübğunun bir parçası olarak düşünülebilirler. Bu iki pasif elemanın görevi de devreye ilk gerilim verildiğinde kontrol entegresi için gerekli olan besleme gerilimini başlangıç aşamasında sağlamaktır. Başlangıç anından durağan çalışma sistemine geçildiğinde doğrultucu çıkışındaki DC gerilimin değeri girişteki Ac gerilimin tepe değerine yaklaşık olarak ulaşmış olacaktır.

Şekil 4.1 Fly – Back doğrultucu uygulama devre şeması

Buradan sonraki kısım ise Transformatör bloğu olacaktır. Transformatörün primeri 110 sarımlık tek bir sargıdan oluşurken, sekonderinde 40' ar sargılık iki sargı bulunur. Sekonder sargılarından biri güç bloğuna bağlıdır. Diğeri ise kontrol entegresini ve kontrolde kullanılacak olan diğer entegre devrelereini besleyen sargıdır. (2.46) eşitliğinden faydalanılarak sistem için kullanılacak olan maksimum bağlı iletim aralığı bulunduğundan sonra, (2.47), (2.48) ve (2.49) eşitlikleri kullanılarak transformatöre ait empedans ve maksimum akım değerleri hesaplanabilir. Buna formüller uygulandığında aşağıdaki değerler bulunur;

$$\lambda_{\max} = 0,43$$

$$L_s = 22,3 \mu H$$

$$L_p = 166 \mu H$$

$$i_{p,\max} = 3,2 A$$

Kullanılan transformatör yukarıdaki özelliklere göre dizayn edilmiştir. Devre şemasında transformatörün primer sargısına paralel bağlı olarak görülen V10 diyodu, C5 kondansatörü ve R16 direncinden oluşan blok transformatör reset devresidir. Genellikle 500 Watt'ın altındaki uygulamalarda bu tip bir reset devresi kurulur. Bu devre transistör iletimden çıktığında sargıda birikmiş olan enerjiyi direnç üzerinde harcayarak trafonun doyuma ulaşmasını engeller.

Kullanılan anahtarlama elemanı (2.47) eşitliğine uygun olarak seçilirse U_{SD} gerilimi minimum 665 Volt olması gerekir. Akım değeri olarak ise transformatörün primerinden geçecek olan maksimum akım değeri baz alınacaktır. Bundan dolayı 900 Volt, 5 Amperlik bir Mosfet anahtarlama için seçilebilir. Devre şemasında gözükmemekle beraber, transistör için bir bastırma devresi sistemin etkinliğini artıracaktır.

Sekonder sargısından sonra devre, çıkış diyotları ve çıkış kondansatörleri ile sonlandırılmıştır. Buradaki diyotlar yine çıkış gücüne bağlı olarak seçilmiştir. V17 diyodu devrenin kısa devre korumasını oluşturmaktadır.

4.2 Kontrol Devresi

Doğrultucunun kontrolü UC 3845 akım mod PWM kontrol entegresi ile yapılmaktadır. Bu entegre devresi minimum sayıda eleman kullanarak, DC-DC konvertör uygulamaları gerçekleştirmek için tasarlanmıştır. Bu entegrenin ürettiği PWM sürücü sinyalinde bağlı

iletim aralığı maksimum 0,5 olabilmektedir. Yaptığımız trafo hesabından da anlaşılaçağı gibi 0,43 gibi bağıl iletim aralığı bu devre için yeterli olduğundan bu entegre sistem için uygundur. UC 3845' e ait iç blok diyagramı ve bacak bağlantı şeması EK 1' de detaylı olarak verilmiştir.

Şekil 4.1' deki uygulama şemasından bağlantılar incelendiğinde, entegrenin 7 (Vcc) numaralı bacağına transformatörün sekonderindeki ikinci sargıdan alınan gerilim V6 diyodu üzerinden besleme gerilimi verildiğı görölmektedir.

Sistemin anahtarlama frekansı R4 direnci ve C8 kondansatörünün değerine göre ayarlanmaktadır. Burada çok net bir değer olmamak üzere, yaklaşık anahtarlama frekansı (4.1) eşitliğinden hesaplanabilir.

$$f = \frac{0,9}{R_T C_T} \quad (4.1)$$

Ancak bu uygulamada gürültüye hassa bir sistem oluşturabilmek için ve başka sistemlerle senkron çalışmanın sağlanabilmesi açısından dışardan bir osilatör kaynağı kullanılabilir.

R8 direnci akım sensör direncidir. Köprü doğrultucu doğrultucu çıkış akımı gerilime bu direnç vasıtasıyla gerilime dönüştürölerek akım kontrolüne olanak sağlar.

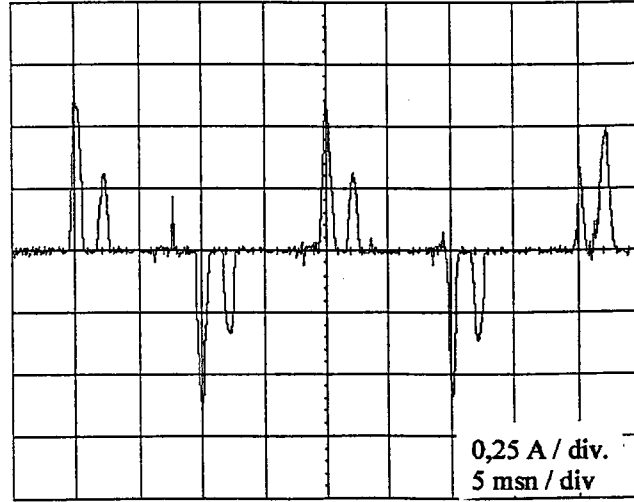
Sistemin çıkış gerilimi R10 ve R18 dirençleri üzerinden opto kuplör üzerinden entegreni karşılaştırma bacağına bağlanmıştır.opto kuplörün diğer giriş bacağıda çıkış gerilimi ayarlamak üzere dışardan bir PWM devresine bağlanarak çıkışta istenilen gerilimin değeri etkin olarak ayarlanmaktadır. Bu kontrol noktası sabit bir çıkış gerilimi için bu devreye bağı olmaksızın çalıştırılabilir.

X1A girişi sistemin açılmasını ve ya kapanmasını dışardan bir sinyal ile sağlamak içindir. Entegrenin komparatör bacağı 0 Volt' a çekildiğinde entegre çıkış vermeyecektir. Bu kısım sabit bir montaj ile dışardan bir sinyale gerek duymaksızın çalıştırılabilir.

4.3 Deneysel Sonuçalar

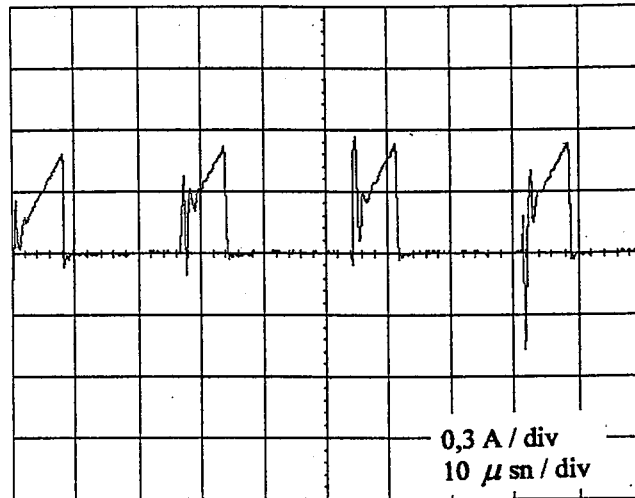
Sistemin giriş akım şekli Şekil 4.2' de görölmektedir. Bu şekilden de anlaşılaçağı gibi giriş akımındaki harmonik oranı oldukça yüksek ve giriş güç faktörü değeride düşüktür. Bunun sebebi ; bu güçteki sistemler için herhangi bir uluslar arası normun olmamasından dolayı bu değerlerin çok iyi olmasına da gerek duyulmamasıdır. Bu sistemin kontrolünde sadece çıkış akımı ve gerilimi kontrol edildiğinden girişte herhangi bir düzeltme olmamaktadır. Ancak daha büyük güçteki sistemlerde daha gelişmiş kontrol entegreleri(UC 3854) kullanarak, bu

devreden çok daha karmaşık olmadan, girişi akımının şekli ve güç faktörü rahatlıkla düzeltiler. Kontrolde sadece çıkış gerilimi, ve çıkış akım d6ng6leri vardır, şebeke ile ilgili geri beslemeler yoktur.



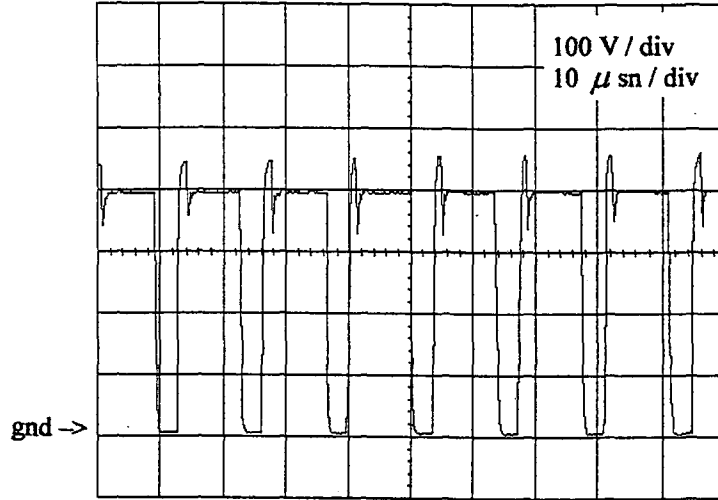
şekil 4.2 Fly-back doğrultucu giriş akım şekli (UC 3845 uygulaması)

şekil 4.3' de Transformat6r6n pirimer akımı g6r6lmektedir. Bu akımdaki ani y6kselmeler bu sargıya uygulanan bastırma devresiyle zaltılmıştır. Bu 6l6m direkt olarak primere seri bağlanmış olan R8 (R_{SENS}) direnci 6zerinden yapılmıştır.



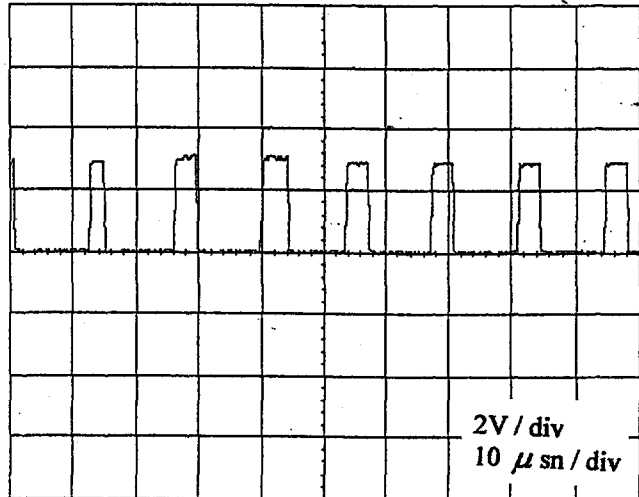
şekil 4.3 Transformat6r pirimer akımı

Şekil 4.4' de anahtarlama elemanı üzerinde oluşan gerilim görülmektedir. Anahtarlama elemanı bu değere uygun olarak seçilmiştir.



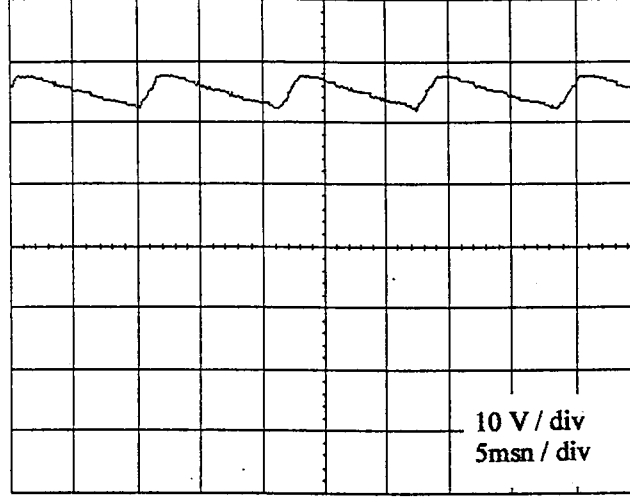
Şekil 4.4 Mosfet Vsd gerilim şekli

Şekil 4.5' de anahtarlama gerilimi görülmektedir. Burada bağlı iletim aralığı çıkış gerilimini 24VDC olarak sabit tutacak şekildedir. Bu sistemde PWM sürekli olarak uygulanmamaktadır. Giriş akım şeklinin bozulmasına bu sebep olmaktadır. Yani mosfete uygulanan PWM' de belli bir periyotta değişmektedir.



Şekil 4.5 PWM anahtarlama gerilimi

Şekil 4.6' de çıkış gerilimi gözükmemektedir. Çıkış gerilim regülasyonu oldukça iyidir. Ölçümler rezistif bir yük için yapıldığından çıkış akımı da aynı şekilde olacaktır. Çıkış gerilimi 150 VAC giriş gerilimi değerine kadar değerini korumaktadır.



Şekil 4.6 Doğrultucu çıkış gerilimi

4.4 Alternatif Uygulama

UC 3845 entegre devresi ile gerçekleştiriliş olan flyback uygulama devresinde, giriş akım şeklinin ve güç faktörünün düzeltilemediği görülmektedir. Küçük güçlü sistemlerde buna gerek duyulmayabilir. Ancak gücün daha yüksek olduğu durumlarda hem giriş hemde giriş regülasyonunu sağlayabilecek entegre devreler kullanılmaktadır.

UC 3854 entegresi bu tip uygulamalarda kullanılan yüksek güç faktörü düzenleyici bir entegre devre olarak tanımlanır. Bu entegre bir fazlı bütün doğrultucu uygulamaları için çok iyi sonuçlar vermektedir.

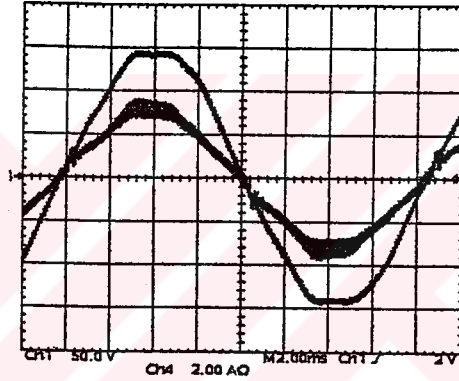
Şekil 4.7' de UC 3854 entegre devresi kullanılarak tasarlanmış bir flyback doğrultucu görülmektedir. Bu devrenin genel karakteristiği şu şekildedir.

- $U_n = 110 \text{ VAC}$
- $P_0 = 200 \text{ W}$
- $U_0 = 100 - 200 \text{ VDC}$
- $f_s = 25 \text{ kHz}$

R3, P1 ve R4 gerilim bölücü bloğu iki işleve sahiptir. Burada öncelikle P1 potansiyometresi kullanılarak çıkış geriliminin değeri ayarlanabilmektedir. Ayrıca buradan alınan sinyal ile referans akımının genliğinin çıkış akımının genliğine göre ayarlanması sağlanır.

R15 direnci üzerinden referans akımının şekli ve frekansı elde edilir. Bu üç girişin dışında RSH direnci yardımıyla akım değeri okunur ve R5 direnci ile gerçek akım değeri elde edilmiş olur. EK 2' den UC 3854' in iç yapısı incelendiğinde elde edilen referans akımı ile gerçek akım değerinin birbirinden çikartıldığı görülür. R6 direnci ve C5 kondansatörü PI (Proportional & Integral) kontrol bloğunu oluştururlar.

Devrenin giriş akımı ve gerili Şekil 4.8' de görülmektedir. Şekildende anlaşılacağı üzere giriş güç faktörü oldukça yüksektir. Bu devrenin güç faktörü tam yükte 0,98 civarındadır. Aynı şekilde giriş akımındaki harmonik bozulmada tam yükte %6,3 olarak ölçülmüştür.



Şekil 4.8 Fly-back doğrultucu giriş akım şekli (UC 3854 uygulaması)

5. SONUÇ ve ÖNERİLER

Klasik diyotlu ve faz kontrollü doğrultucular performans parametreleri yönünden incelendiğinde, bu sistemlerin artık pek kullanışlı olmadıkları ortaya çıkmıştır. Bu doğrultucuların hem uluslar arası standart ve limitlerin dışında kaldıkları hem de sanayide kullanılan bazı yüklerin gereksinimlerine cevap veremedikleri görülmüştür. Klasik doğrultucuların kolay kurulabilmeleri, ve maliyet uygunluklarından dolayı halen kullanılmaktadırlar.

Kullanılan yüklerin hassaslaşması ve uluslararası standartların bütün güç elektroniği sistemleri için aranan özellik haline gelmesi PWM doğrultucuların artık yaygın şekilde kullanılmalarına ve bu konu üzerinde birçok akademik çalışmanın yapılmasına sebep olmuştur. PWM doğrultucular şebekeyi oldukça az etkilemektedirler. Bu sistemlerin şebekeden çektikleri akımlar üzerindeki harmonik oranları çok düşük seviyelerdedir. Aynı şekilde bu sistemlerin Güç Faktörü de gelişmiş kontrol teknikleri ile çok iyi seviyeye çekilmiştir. Ayrıca yüksek frekanstaki PWM tetiklemesi sayesinde bu doğrultucularda kullanılan pasif elemanların ve filtre devrelerinin değerleri ve buna bağlı olarak da hacim ve maliyetleri düşmüştür.

Her ne kadar PWM doğrultucuların kontrolü zor gibi görünse de birçok elektronik eleman üretici firmalar bu sistemlere has kontrol entegreleri ile bu sorunu büyük ölçüde ortadan kaldırmıştır. Aynı şekilde Güç Elektroniği modülleri de sistemlerin dizaynında kolaylıklar sağlamaktadır.

PWM doğrultucu sistemler maliyet-performans, dizayn kolaylığı, hacimsel büyüklükleri ve elde edilebilirlikleriyle yaygın şekilde bir çok DC sistemde kullanılmaktadırlar. Ülkemizde de tıpkı reaktif güç konusunda olduğu gibi ,sistemlerin şebeke enerjisini etkilemesi ile ilgili yeni kurallar getirebileceği de düşünülürse, yakın bir gelecekte klasik doğrultucular yerini PWM kontrollü doğrultuculara bırakacaktır.

PWM doğrultucu sistemlerinde artık güç katları neredeyse standart bir hal almış durumdadır. Bundan dolayı artık bu sistemlerin kontrol şekilleri daha büyük bir öneme sahiptir. Bu sistemlerin kontrolünde daha yüksek performans alınabilmesi için basit kontrol üniteleri yerine mikroişlemciler kullanılabilir. Ayrıca sitem üzerinde enerji kayıplarını minimuma indirebilmek için yumuşak anahtarlama tekniklerinin PWM doğrultucularda uygulanması da yapılması gereken çalışmalar arasındadır.

Yapılacak olan uygulamalarda, sistemin gücü kullanılacağı yer ve maliyet göz önüne alınarak bir dizayn yapılmalıdır. Uygulama devrelerinde açıklanan iki sistem güç devresi olarak aynı olmalarına rağmen kullanılan kontrol devresine bağlı olarak bazı özellikleri değişmektedir. Aslında bir fazlı doğrultucularda yapılan uygulamalar bizim tanımladığımız iki uygulama devresinin kombinasyonu ile daha iyi sonuçlar elde edilebilir. Örneğin bir boost doğrultucu UC 3854 benzeri bir entegre devre ile kontrol edilerek şebeke akımı ve giriş güç faktörü çok iyi seviyelere çekilebilir. Ve elde edilen yüksek DC ara gerilim UC 3845 entegresi ile kontrol edilmiş bir flyback bir DC-DC kıyıcı ile istenilen değerdeki gerilime çekilebilir. Böylelikle boost doğrultucunun giriş akımını düzeltme özelliği ile flyback doğrultucunun izolasyon özelliği bir arada kullanılabilir. Bu her ne kadar maliyet açısından yüksek olsa da performans açısından idealdir.



KAYNAKLAR

- Lin, B.R. ve Lu, H.H, (2001), "Single-Phase Three Level Rectifier with High Power Factor", ETEP Vol.11
- Maksimovic, D., (1995), "Design of the Clamped-Current High-Power Factor Boost Rectifier", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.31,no.10
- Rajagipalan, J., Lee, C. Ve Nora, P., (1999) "A General Technique for Derivation of Average Current Mode Control Laws for Single-Phase Power Factor Correction Circuits Without Input Voltage Sensing", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.314,no.40
- Choi, B., Hong, S-S. ve Park, H.,(2001), "Modeling and Small-Signal Analysis of Controlled On-Time Boost Power Factor Correction Circuit.", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.48.,no.1
- Nisida, Y., Miyashida, O., Haneyoshi, T., Tomita, H. Ve Maeda,A., (1997), "A Predictive Instantaneous Current PWM Controlled Rectifier with AC-Side Harmonic Current Reduction", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.44, no.3
- Gülgün, R, (1999), "Güç Elektroniği", Yıldız Teknik Üniversitesi Yayınları, İstanbul
- Rashid, M.H., (1988), "Power Electronics Circuits, Devices and Applications", Prentice-Hall International,Inc.
- Bascope, G.V.T ve Barbi, I., (2001), "Single Phase High power Factor Variable Output Voltage Rectifier, Using the Buck + Boost Converter: Control Aspects, Design and Experimentation", Federal University of Santa Catarina Prres, Florianopolis, Brasil
- Lee, Y., (1999) "Effects of Input Power Correction on Variable Speed Drive Systems" Virginia PolyTechnic Institute and State University Blacksburg, Virginia
- Ericson, W.R., (1997) "Some Topologies of High Quality Rectifiers", First International Conference on Energy, Power and Motion Control, Tel Aviv,İsrael
- Drofenik, U. Ve Kolar, J.W.,(1999), "Comparison of Non Synchronized Sawtooth Carrier and Synchronized Triangular Carrier Phase Current Control for the VIENNA Rectifier I", IEEE Transactions on Power Electronics
- Kolar, J.W., Ertl, H., ve Zach, F.C., (1999), "Design and Experimental Investigation of a Three-Phase High Power Density High Efficiency Unity Power Factor PWM (VIENNA) Rectifier Employing a Novel Integrated Power Semiconductor Module", Technical University Vienna, Vienna / Austria
- Mao, H., Lee, F.C.Y, Boroyevich, D. ve Hiti, S., (1997), "Review of High Performance Three-Phase Power Factor Correction Circuits", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.44, no.4
- Jang, Y., Jovanovic, M., (2000), "A New Input-Voltage Feedforward Harmonic-Injection Technique with Nonlinear Gain Control for Single Switch, Three Phase, DCM Boost Rectifier", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.28, no.1

Tou, M., Al Haddad, K., Oliver, G., Rajagopalan, V., "Analysis and Design Of Single Controlled Switch Three Phase Rectifier with Unity Power Factor and Sinusoidal Input Current", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.12

Mohan, N., ve Undeland, T.M., Robbins, W.P., (1995) "Power Electronics – Converters , Applications and Design"

Kolar, J.W., Ertl, H., ve Zach, F.C., " A Comprehensive Design Approach for a Three-Phase High Frequency Single Switch DCM Boost Power Factor Correction Based on Analytical Derived Normalized Converter Component Ratings" IEEE Transactions on Industry Applications, vol 44

Jian, X., Young, K., Xu, D. S., Kai, Z., (1999) "Simplified Control Circuit of Three Phase PWM Rectifier", IEEE Transactions on Power Electronics

Lee, C., Kweon, T., Hyun, D., Lee, T., (1999) "A Novel Control of Three Phase PWM Rectifier Using Single Current Sensor" IEEE Transactions on Power Electronics

Jang, Y., Erickson, R. W. , (1996) "Design and Experimental Results of a 6 kW Single Switch Three-Phase High Power Factor Rectifier Using Multi-Resonant Zero Current Switching" , IEEE Transactions on Power Electronics

Vishay , (2000) "Designing A Wide Input Range DCM Flyback Converter Using the Si9108" , Vishay Siliconicks, AN730

ST, (1998) " UC 3842/3/4/5 Current Mode PWM Controller" ST Datasheet

EKLER

Ek 1 UC 3845 entegresine ait katalog bilgileri

Ek 2 UC 3854 entegresine ait katalog bilgileri



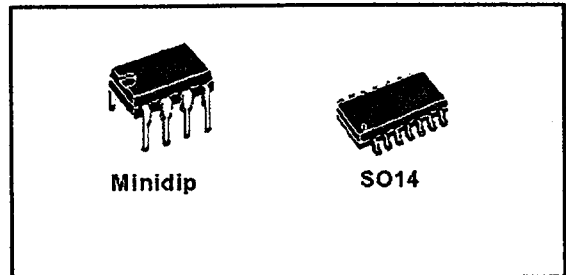
Ek 1 UC 3845 entegresine ait katalog bilgileri



UC2842/3/4/5
UC3842/3/4/5

CURRENT MODE PWM CONTROLLER

- OPTIMIZED FOR OFF-LINE AND DC TO DC CONVERTERS
- LOW START-UP CURRENT (< 1 mA)
- AUTOMATIC FEED FORWARD COMPENSATION
- PULSE-BY-PULSE CURRENT LIMITING
- ENHANCED LOAD RESPONSE CHARACTERISTICS
- UNDER-VOLTAGE LOCKOUT WITH HYSTERESIS
- DOUBLE PULSE SUPPRESSION
- HIGH CURRENT TOTEM POLE OUTPUT
- INTERNALLY TRIMMED BANDGAP REFERENCE
- 500 KHz OPERATION
- LOW R_o ERROR AMP



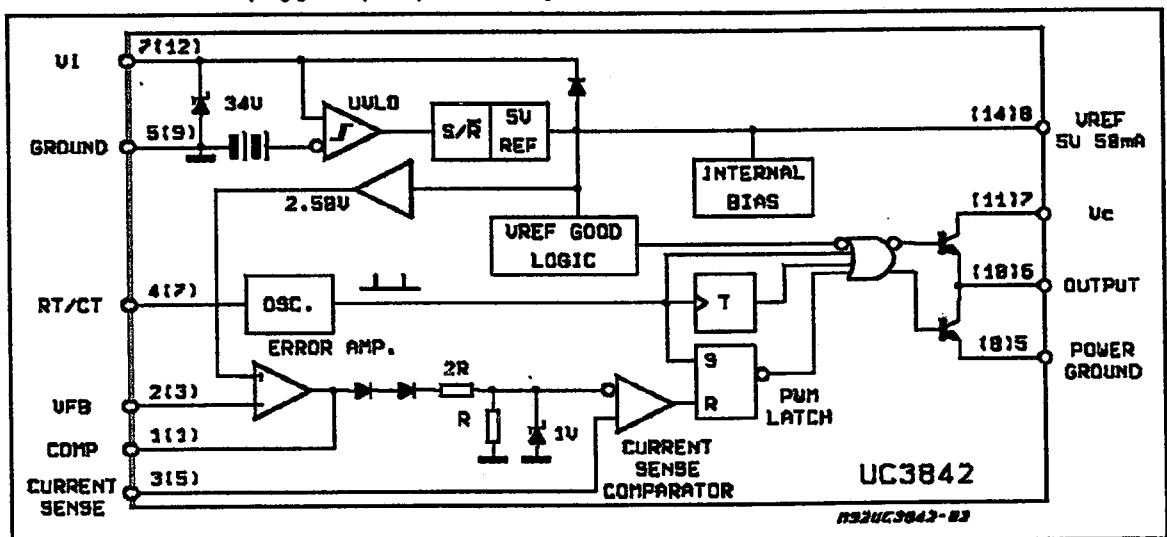
DESCRIPTION

The UC3842/3/4/5 family of control ICs provides the necessary features to implement off-line or DC to DC fixed frequency current mode control schemes with a minimal external parts count. Internally implemented circuits include undervoltage lockout featuring start-up current less than 1 mA, a precision reference trimmed for accuracy at the error amp input,

logic to insure latched operation, a PWM comparator which also provides current limit control, and a totem pole output stage designed to source or sink high peak current. The output stage, suitable for driving N-Channel MOSFETs, is low in the off-state.

Differences between members of this family are the under-voltage lockout thresholds and maximum duty cycle ranges. The UC3842 and UC3844 have UVLO thresholds of 16V (on) and 10V (off), ideally suited off-line applications. The corresponding thresholds for the UC3843 and UC3845 are 8.5 V and 7.9 V. The UC3842 and UC3843 can operate to duty cycles approaching 100%. A range of the zero to < 50 % is obtained by the UC3844 and UC3845 by the addition of an internal toggle flip flop which blanks the output off every other clock cycle.

BLOCK DIAGRAM (toggle flip flop used only in U3844 and UC3845)



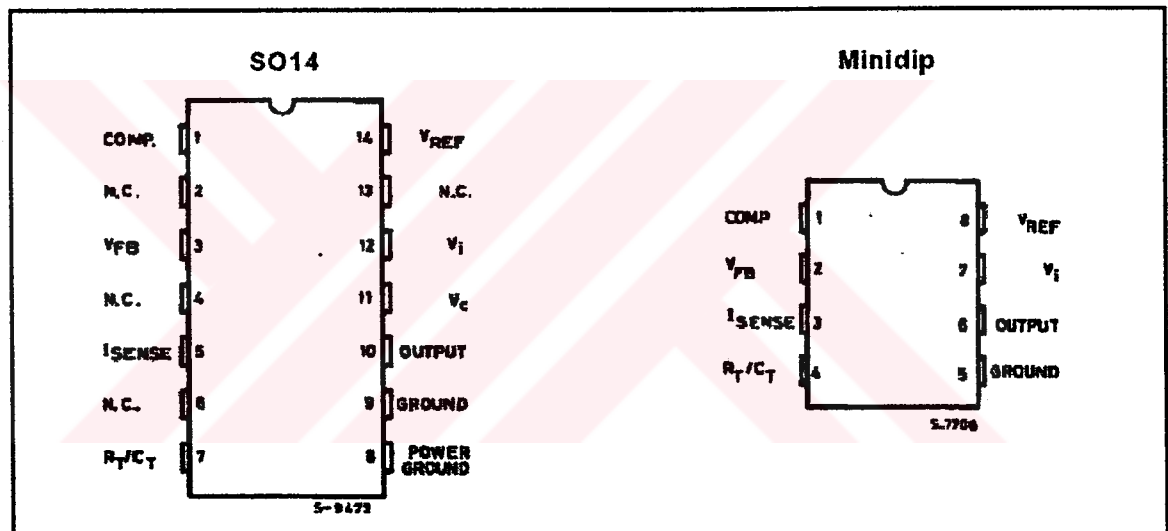
UC2842/3/4/5-UC3842/3/4/5

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_i	Supply Voltage (low impedance source)	30	V
V_i	Supply Voltage ($I_i < 30\text{mA}$)	Self Limiting	
I_o	Output Current	± 1	A
E_o	Output Energy (capacitive load)	5	μJ
	Analog Inputs (pins 2, 3)	-0.3 to 6.3	V
	Error Amplifier Output Sink Current	10	mA
P_{tot}	Power Dissipation at $T_{amb} \leq 50^\circ\text{C}$ (minidip, DIP-14)	1	W
P_{tot}	Power Dissipation at $T_{amb} \leq 25^\circ\text{C}$ (SO14)	725	mW
T_{stg}	Storage Temperature Range	-65 to 150	$^\circ\text{C}$
T_L	Lead Temperature (soldering 10s)	300	$^\circ\text{C}$

* All voltages are with respect to pin 5, all currents are positive into the specified terminal.

PIN CONNECTIONS (top views)



ORDERING NUMBERS

Type	Minidip	SO14
UC2842	UC2842N	UC2842D
UC3843	UC2843N	UC2843D
UC2844	UC2844N	UC2844D
UC2845	UC2845N	UC2845D
UC3842	UC3842N	UC3842D
UC3843	UC3843N	UC3843D
UC3844	UC3844N	UC3844D
UC3845	UC3845N	UC3845D

THERMAL DATA

Symbol	Description	Minidip	SO14	Unit
$R_{th(j-a)}$	Thermal Resistance Junction-ambient. max.	100	165	$^\circ\text{C}$

UC2842/3/4/5-UC3842/3/4/5

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Unless otherwise stated, these specifications apply for $-25 \leq T_{amb} \leq 85^\circ\text{C}$ for UC284X; $0 \leq T_{amb} \leq 70^\circ\text{C}$ for UC384X; $V_I = 15\text{V}$ (note 5); $R_T = 10\text{K}$; $C_T = 3.3\text{nF}$)

Symbol	Parameter	Test Conditions	UC284X			UC384X			Unit
			Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
REFERENCE SECTION									
V _{REF}	Output Voltage	T _I = 25°C I _o = 1mA	4.95	5.00	5.05	4.90	5.00	5.10	V
ΔV _{REF}	Line Regulation	12V ≤ V _I ≤ 25V		6	20		6	20	mV
ΔV _{REF}	Load Regulation	1 ≤ I _o ≤ 20mA		6	25		6	25	mV
ΔV _{REF} /ΔT	Temperature Stability	(Note 2)		0.2	0.4		0.2	0.4	mV/°C
	Total Output Variant	Line, Load, Temperature (2)	4.9		5.1	4.82		5.18	V
e _N	Output Noise Voltage	10Hz ≤ f ≤ 10KHz T _I = 25°C (2)		50			50		μV
	Long Term Stability	T _{amb} = 125°C, 1000Hrs (2)		5	25		5	25	mV
I _{sc}	Output Short Circuit		-30	-100	-180	-30	-100	-180	mA
OSCILLATOR SECTION									
f _s	Initial Accuracy	T _I = 25°C (6)	47	52	57	47	52	57	KHz
	Voltage Stability	12 ≤ V _I ≤ 25V		0.2	1		0.2	1	%
	Temperature Stability	T _{MIN} ≤ T _{amb} ≤ T _{MAX} (2)		5			5		%
V ₁	Amplitude	V _{PIN4} Peak to Peak		1.7			1.7		V
ERROR AMP SECTION									
V ₂	Input Voltage	V _{PIN1} = 2.5V	2.45	2.50	2.55	2.42	2.50	2.58	V
I _b	Input Bias Current			-0.3	-1		-0.3	-2	μA
	A _{VOL}	2 ≤ V _o ≤ 4V	65	90		65	90		dB
B	Unity Gain Bandwidth	(2)	0.7	1		0.7	1		MHz
SVR	Supply Voltage Rejection	12V ≤ V _I ≤ 25V	60	70		60	70		dB
I _o	Output Sink Current	V _{PIN2} = 2.7V V _{PIN1} = 1.1V	2	6		2	6		V
I _o	Output Source Current	V _{PIN2} = 2.3V V _{PIN1} = 5V	-0.5	-0.8		-0.5	-0.8		mA
	V _{out} High	V _{PIN2} = 2.3V; R _L = 15KΩ to Ground	5	6		5	6		V
	V _{out} Low	V _{PIN2} = 2.7V; R _L = 15KΩ to Pin 8		0.7	1.1		0.7	1.1	V
CURRENT SENSE SECTION									
G _V	Gain	(3 & 4)	2.85	3	3.15	2.8	3	3.2	V/V
V ₃	Maximum Input Signal	V _{PIN1} = 5V (3)	0.9	1	1.1	0.9	1	1.1	V
SVR	Supply Voltage Rejection	12 ≤ V _I ≤ 25V (3)		70			70		dB
I _b	Input Bias Current			-2	-10		-2	-10	μA
	Delay to Output			150	300		150	300	ns
OUTPUT SECTION									
I _{OL}	Output Low Level	I _{SNK} = 20mA		0.1	0.4		0.1	0.4	V
		I _{SNK} = 200mA		1.5	2.2		1.5	2.2	V
I _{OH}	Output High Level	I _{SOURCE} = 20mA	13	13.5		13	13.5		V
		I _{SOURCE} = 200mA	12	13.5		12	13.5		V
t _r	Rise Time	T _I = 25°C C _L = 1nF (2)		50	150		50	150	ns
t _f	Fall Time	T _I = 25°C C _L = 1nF (2)		50	150		50	150	ns

UC2842/3/4/5-UC3842/3/4/5

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Symbol	Parameter	Test Conditions	UC284X			UC384X			Unit
			Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
UNDER-VOLTAGE LOCKOUT SECTION									
	Start Threshold	X842/4	15	16	17	14.5	16	17.5	V
		X843/5	7.8	8.4	9.0	7.8	8.4	9	V
	Min Operating Voltage After Turn-on	X842/4	9	10	11	8.5	10	11.5	V
		X843/5	7.0	7.6	8.2	7.0	7.6	8.2	V
PWM SECTION									
	Maximum Duty Cycle	X842/3	93	97	100	93	97	100	%
		X844/5	46	48	50	47	48	50	%
	Minimum Duty Cycle				0			0	%
TOTAL STANDBY CURRENT									
I _{st}	Start-up Current			0.5	1		0.5	1	mA
I _i	Operating Supply Current	V _{PIN2} = V _{PIN3} = 0V		11	20		11	20	mA
V _{iz}	Zener Voltage	I _i = 25mA		34			34		V

- Notes : 2. These parameters, although guaranteed, are not 100% tested in production.
 3. Parameter measured at trip point of latch with $V_{PIN2} = 0$.
 4. Gain defined as:

$$A = \frac{\Delta V_{PIN1}}{\Delta V_{PIN3}}; 0 \leq V_{PIN3} \leq 0.8V$$

 5. Adjust V_i above the start threshold before setting at 15 V.
 6. Output frequency equals oscillator frequency for the UC3842 and UC3843.
 Output frequency is one half oscillator frequency for the UC3844 and UC3845.

Ek 2 UC3854 entegresine ait katalog bilgileri



High Power Factor Preregulator



UC1854
UC2854
UC3854

FEATURES

- Control Boost PWM to 0.99 Power Factor
- Limit Line Current Distortion To <5%
- World-Wide Operation Without Switches
- Feed-Forward Line Regulation
- Average Current-Mode Control
- Low Noise Sensitivity
- Low Start-Up Supply Current
- Fixed-Frequency PWM Drive
- Low-Offset Analog Multiplier/Divider
- 1A Totem-Pole Gate Driver
- Precision Voltage Reference

DESCRIPTION

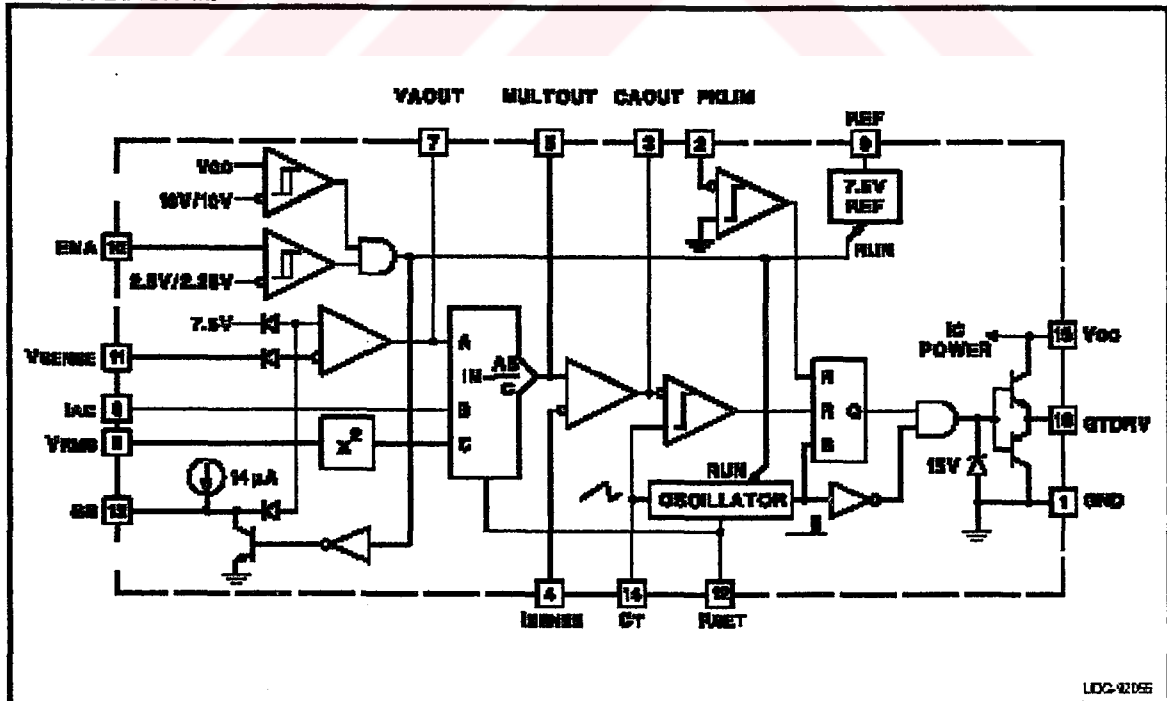
The UC1854 provides active power factor correction for power systems that otherwise would draw non-sinusoidal current from sinusoidal power lines. This device implements all the control functions necessary to build a power supply capable of optimally using available power-line current while minimizing line-current distortion. To do this, the UC1854 contains a voltage amplifier, an analog multiplier/divider, a current amplifier, and a fixed-frequency PWM. In addition, the UC1854 contains a power MOSFET compatible gate driver, 7.5V reference, line anticipator, load-enable comparator, low-supply detector, and over-current comparator.

The UC1854 uses average current-mode control to accomplish fixed-frequency current control with stability and low distortion. Unlike peak current-mode, average current control accurately maintains sinusoidal line current without slope compensation and with minimal response to noise transients.

The UC1854's high reference voltage and high oscillator amplitude minimize noise sensitivity while fast PWM elements permit chopping frequencies above 200kHz. The UC1854 can be used in single and three phase systems with line voltages that vary from 75 to 275 volts and line frequencies across the 50Hz to 400Hz range. To reduce the burden on the circuitry that supplies power to this device, the UC1854 features low starting supply current.

These devices are available packaged in 16-pin plastic and ceramic dual in-line packages, and a variety of surface-mount packages.

BLOCK DIAGRAM



UC1854
UC2854
UC3854

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage V_{CC}	35V
GT Drv Current, Continuous	0.5A
GT Drv Current, 50% Duty Cycle	1.5A
Input Voltage, V_{SENSE} , V_{RMS}	11V
Input Voltage, I_{SENSE} , Mult Out	11V
Input Voltage, PKLMT	5V
Input Current, R_{SET} , I_{AC} , PKLMT, ENA	10mA
Power Dissipation	1W
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 Seconds)	+300°C

Note 1: All voltages with respect to Gnd (Pin 1).

Note 2: All currents are positive into the specified terminal.

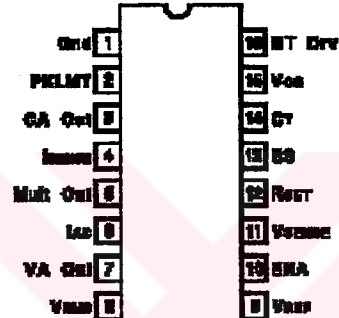
Note 3: ENA input is internally clamped to approximately 14V.

Note 4: Consult Unitrode Integrated Circuits databook for information regarding thermal specifications and limits.

CONNECTION DIAGRAMS**DIL-16 & SOIC-16**

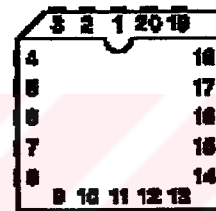
(Top View)

J, N & DW Packages

**PLCC-20 & LCC-20**

(Top View)

Q & L Packages



PACKAGE PIN FUNCTION	
FUNCTION	PIN
N/C	1
Gnd	2
PKLMT	3
CA Out	4
ISENSE	5
N/C	6
Mult Out	7
IAC	8
VA Out	9
VRMS	10
N/C	11
VREF	12
ENA	13
VSENSE	14
RSET	15
N/C	16
SS	17
GT Drv	18
VCC	19
GT Drv	20

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Unless otherwise stated, $V_{CC}=18V$, $R_{SET}=15k$ to ground, $C_T=1.5nF$ to ground, $PKLMT=1V$, $ENA=7.5V$, $V_{RMS}=1.5V$, $I_{AC}=100\mu A$, $I_{SENSE}=0V$, $CA Out=3.5V$, $VA Out=5V$, $V_{SENSE}=7.5V$, no load on SS, CA Out, VA Out, REF, GT Drv, -55°C< T_A <125°C for the UC1854, -40°C< T_A <85°C for the UC2854, and 0°C< T_A <70°C for the UC3854, and $T_A=T_J$.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
OVERALL					
Supply Current, Off	ENA=0V		1.5	2.0	mA
Supply Current, On			10	16	mA
V_{CC} Turn-On Threshold		14.5	16	17.5	V
V_{CC} Turn-Off Threshold		9	10	11	V
ENA Threshold, Rising		2.4	2.55	2.7	V
ENA Threshold Hysteresis		0.2	0.25	0.3	V
ENA Input Current	ENA=0V	-5.0	-0.2	5.0	μA
V_{RMS} Input Current	$V_{RMS}=5V$	-1.0	-0.1	1.0	μA
VOLTAGE AMPLIFIER					
Voltage Amp Offset Voltage	VA Out=5V	-8		8	mV
V_{SENSE} Bias Current		-500	-25	500	nA
Voltage Amp Gain		70	100		dB
Voltage Amp Output Swing			0.5 to 5.8		V
Voltage Amp Short Circuit Current	VA Out=0V	-36	-20	-5	mA
SS Current	SS=2.5V	-20	-14	-6	μA

UC1854

UC2854

UC3854

**ELECTRICAL
CHARACTERISTICS**

Unless otherwise stated, $V_{CC}=18V$, $R_{SET}=15k$ to ground, $C_T=1.5nF$ to ground, $PKLMT=1V$, $ENA=7.5V$, $V_{RMS}=1.5V$, $I_{AC}=100\mu A$, $I_{SENSE}=0V$, $CA\ Out=3.5V$, $VA\ Out=5V$, $V_{SENSE}=7.5V$, no load on $S3$, $CA\ Out$, $VA\ Out$, REF , $GT\ Drv$, $-55^{\circ}C < T_A < 125^{\circ}C$ for the UC1854, $-40^{\circ}C < T_A < 85^{\circ}C$ for the UC2854, and $0^{\circ}C < T_A < 70^{\circ}C$ for the UC3854, and $T_A=T_J$.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
CURRENT AMPLIFIER					
Current Amp Offset Voltage		-4		4	mV
I_{SENSE} Bias Current		-500	-120	500	nA
Input Range, I_{SENSE} , Mult Out		-0.3 to 2.5			V
Current Amp Gain		80	110		dB
Current Amp Output Swing			0.5 to 16		V
Current Amp Short Circuit Current	$CA\ Out=0V$	-36	-20	-5	mA
Current Amp Gain-BW Product	$T_A=25^{\circ}C$ (Note 6)	400	800		kHz
REFERENCE					
Reference Output Voltage	$I_{REF}=0mA$, $T_A=25^{\circ}C$	7.4	7.5	7.6	V
	$I_{REF}=0mA$, Over Temp.	7.35	7.5	7.65	V
V_{REF} Load Regulation	$-10mA < I_{REF} < 0mA$	-15	5	15	mV
V_{REF} Line Regulation	$15V < V_{CC} < 35V$	-10	2	10	mV
V_{REF} Short Circuit Current	$REF=0V$	-50	-28	-12	mA
MULTIPLIER					
Mult Out Current I_{AC} Limited	$I_{AC}=100\mu A$, $R_{SET}=10k$, $V_{RMS}=1.25V$	-220	-200	-180	μA
Mult Out Current Zero	$I_{AC}=0\mu A$, $R_{SET}=15k$	-2.0	-0.2	2.0	μA
Mult Out Current R_{SET} Limited	$I_{AC}=450\mu A$, $R_{SET}=15k$, $V_{RMS}=1V$, $VA\ Out = 6V$	-280	-255	-220	μA
Mult Out Current	$I_{AC}=50\mu A$, $V_{RMS}=2V$, $VA=4V$	-50	-42	-33	μA
	$I_{AC}=100\mu A$, $V_{RMS}=2V$, $VA=2V$	-38	-27	-12	μA
	$I_{AC}=200\mu A$, $V_{RMS}=2V$, $VA=4V$	-165	-150	-105	μA
	$I_{AC}=300\mu A$, $V_{RMS}=1V$, $VA=2V$	-250	-225	-150	μA
	$I_{AC}=100\mu A$, $V_{RMS}=1V$, $VA=2V$	-95	-80	-60	μA
Multiplier Gain Constant	(Note 5)		-1.0		V
OSCILLATOR					
Oscillator Frequency	$R_{SET}=15k$	46	55	62	kHz
	$R_{SET}=8.2k$	86	102	118	kHz
C_T Ramp Peak-to-Valley Amplitude		4.9	5.4	5.9	V
C_T Ramp Valley Voltage		0.8	1.1	1.3	V
GATE DRIVER					
Maximum GT Drv Output Voltage	0mA load on GT Drv, $18V < V_{CC} < 35V$	13	14.5	18	V
GT Drv Output Voltage High	-200mA load on GT Drv, $V_{CC}=15V$	12	12.8		V
GT Drv Output Voltage Low, Off	$V_{CC}=0V$, 50mA load on GT Drv		0.9	1.5	V
GT Drv Output Voltage Low	200mA load on GT Drv		1.0	2.2	V
	10mA load on GT Drv		0.1	0.4	V
Peak GT Drv Current	10nF from GT Drv to Gnd		1.0		A
GT Drv Rise/Fall Time	1nF from GT Drv to Gnd		35		ns
GT Drv Maximum Duty Cycle	$V_{CA\ Out}=7V$		95		%
CURRENT LIMIT					
PKLMT Offset Voltage		-10		10	mV
PKLMT Input Current	$PKLMT=-0.1V$	-200	-100		μA
PKLMT to GT Drv Delay	PKLMT falling from 50mV to -50mV		175		ns

Note 5: Multiplier Gain Constant (k) is defined by: $I_{Mult\ Out} = \frac{k \times I_{AC} \times (VA\ Out - 1)}{V_{RMS}^2}$

Note 6: Guaranteed by design. Not 100% tested in production.

ÖZ GEÇMİŞ

Doğum Tarihi 03.03.1977

Doğum Yeri Rize

Lise 1991-1993 İzzet Ünver Lisesi

Lisans 1994-1999 Dokuz Eylül Üniversitesi
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

Çalıştığı Kurumlar

2000-Devam ediyor

Aktif Bilgisayar Sistemleri Ltd.Şti

