

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

106209

PWM KONTROLLÜ DOĞRULTUCULAR ile ŞEBEKE
AKIMININ AKTİF OLARAK ŞEKİLLENDİRİLMESİ

Elektrik Müh. Engin YEKE

F.B.E Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalında
Hazırlanan

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı

: Yrd. Doç. Dr. Gülderen YILDIRMAZ

Gülderen Yildirimaz

Doç. Dr. Gülderen Yildirimaz

Prof. Metin YÜCEL

İSTANBUL, 2001

R. Yücel
Prof. Remziye YÜCEL

T.C. YÜKSEKÖĞRETİM BAKANLIĞI
TEZ YÜRÜTME MERKEZİ

106209

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ	iv
KISALTMA LİSTESİ.....	vii
ŞEKİL LİSTESİ	viii
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xi
ÖNSÖZ.....	xii
ÖZET.....	xiii
ABSTRACT	xiv
1. GİRİŞ.....	1
1.1 Temel Tanımlar	3
1.2 Doğrultucu devrelerinde akım harmoniklerinin üretimi	5
1.2.1 Tek fazlı omik yüklü doğrultucu	5
1.2.2 Üç fazlı omik yüklü köprü doğrultucu	9
1.2.3 Üç fazlı endüktif yüklü köprü doğrultucu	13
1.3 Harmonik Standartlar	15
2. GELİŞMİŞ ŞEBEKE ARAYÜZLERİ.....	18
2.1 Gelişmiş Şebeke Arayüzü İhtiyacı	18
2.2 Tek Fazlı Gelişmiş Şebeke Arayüzü	18
2.2.1 Pasif devreler	18
2.2.1.1 Dc filtreler	18
2.2.1.2 Ac filtreler	20
2.2.2 Şebekeden çekilen akımın aktif olarak şekillendirilmesi	22
2.2.3 Çift yönlü güç akışı için arayüz.....	28
3. ÜÇ FAZLI AKTİF AKIM ŞEKİLLENDİRME DEVRELERİ	33
3.1 Üç-Fazlı Tek Anahtarlı Kesintili İletim Modlu Boost Doğrultucu	34
3.1.1 Çalışma prensibi	35
3.1.2 Sistem analizi	37
3.1.2.1 Varsayımlar	37
3.1.2.2 Analiz metodu	37
3.1.2.3 Normlaştırma.....	38
3.1.2.4 Tanımlar	38
3.1.3 Temel eşitlikler.....	39
3.1.4 Eleman değerleri.....	42
3.1.4.1 Güç yarı iletkenleri üzerinde tıkama gerilimi baskısı	42
3.1.4.2 Eleman akımlarının maksimum, ortalama ve efektif değerleri	43
3.1.4.3 Güç yarı iletkenlerinin iletim ve anahtarlama kayıpları	44

3.1.5	Şebeke akımı	44
3.1.6	Konverter tasarımı.....	47
3.1.6.1	Tasarım prosedürü.....	47
3.1.6.2	Tasarım örneği.....	47
3.1.7	5. harmonik filtrelili DCM boost doğrultucu.....	50
3.1.8	Harmonik enjeksiyon devreli DCM boost doğrultucu	55
3.2	Yumuşak Anahtarlama Teknikleri	56
3.2.1	Üç tek-fazlı GFD konverterinden oluşan üç fazlı doğrultucular	58
3.2.2	Üç fazlı tek anahtarlı DCM doğrultucular.....	59
3.2.3	CCM boost doğrultucular.....	61
3.2.4	Üç fazlı buck doğrultucular.....	64
3.2.5	Kontrol ve sistem konuları	66
3.2.5.1	Kontrol dizaynı.....	66
3.2.5.2	Filtre tasarımı ve sistemle etkileşimi.....	67
3.2.6	Sonuçlar.....	67
3.3	Üç Seviyeli Doğrultucular.....	69
3.3.1	Üç seviyeli doğrultucuların gelişimi ve üç anahtarlı devre yapısının çıkarılması	69
3.3.2	Çalışma prensibi	71
3.3.2.1	Temel fonksiyon.....	71
3.3.2.2	Doğrultucu giriş gerilimi	72
3.3.3	Sistem kontrolü.....	73
3.3.3.1	Şebeke akımı kontrolü.....	73
3.3.3.2	Kısmi çıkış gerilimlerinin dengelenmesi.....	74
3.3.4	Dijital simülasyon.....	78
3.3.5	Sistemin değerlendirilmesi	80
4.	SONUÇLAR	83
	KAYNAKLAR.....	84
	ÖZGEÇMİŞ	85

SİMGE LİSTESİ

$ u_N $	Doğrultucu köprüsü çıkış gerilimi
a_0	Fourier serisinin sıfır bileşeni
$a_k b_k$	Fourier serisinin k . bileşeninin katsayıları
c_k	Fourier serisinin k . bileşeninin maksimum değeri
C_k	Kesim frekansını belirleyen karakteristik filtre kondansatörü
C_O	Çıkış kondansatörü
$C_{s1} C_{s2} C_{s3} L_s$	Diferansiyel modlu ac giriş filtresi elemanları
$D_{1j} D_{2j}$	($j = 1, 2, 3$) Üç seviyeli doğrultucular için serbest geçiş diyotları
$D_{3j} D_{4j}$	($j = 1, 2, 3$) Üç seviyeli doğrultucular için köprü diyotları
DF	Distorsiyon faktörü
D_i	($i = R, S, T$) Her faz için faz girişindeki köprü diyotlar
DPF	Kayma faktörü
f_∞	Sönüm frekansı
f_c	Kesim frekansı
f_N	Şebeke frekansı
f_{OP}, f_{OS}	Paralel ve seri rezonans frekansı
f_P	Anahtarlama frekansı
g_M	Merkez noktası için diferansiyel iletkenlik
h	Histeresis bant genişliği
i_L^*	Ani endüktans akımının referans değeri
i_N^*	Ani şebeke akımının referans değeri
i_{Ni}^*	($i = R, S, T$) şebeke gerilimi dalga şekli ile orantılı faz akımlarının referans değeri
i_{Ni}'	($i = R, S, T$) faz akımı referans değerlerinin sıfır bileşen eklenmiş hali
i_0	Çıkış gerilimlerini dengelemek için kullanılan sıfır bileşen akımının ani değeri
I_0	Ortalama sıfır bileşen akımı
i_1	Harmonik filtresi giriş akımı
i_2	Harmonik filtresi çıkış akımı
i_C	Kondansatör akımının ani değeri
i_D	Diyot akımının ani değeri
I_{Fk}	Paralel filtre kolundan akan k . harmonik akımının efektif değeri
i_i	Bir konverter elemanının ani değeri
i_{ir}	Ani eleman akımının oransal değeri
i_L	Endüktans akımının ani değeri
i_M	Merkez noktasını yükleyen akım
I_M	Ortalama merkez noktası akımı
I_n	Baz akım değeri
I_N	Şebeke akımının efektif değeri
\hat{I}_N	Şebekeden çekilen akımın tepe değeri
i_N	Şebekeden çekilen akımın ani değeri
I_{N1}	Şebekeden çekilen akımın temel bileşeninin fazörü
I_{N1}	Şebeke akımının temel bileşeninin efektif değeri
I_{Ndis}	Şebekeden çekilen distorsiyon akımı
I_{Nk}	k . harmonik şebeke akımının efektif değeri
I_{Nort}	Şebekeden çekilen akımın ortalama değeri (dc bileşeni)
I_{Nr}	Oransal olarak efektif şebeke akımı
$i_{NR} i_{NS} i_{NT}$	Şebekeden çekilen faz akımlarının ani değerleri
i_{NR}'	R fazı dönüş akımı
i_O	Çıkış akımının ani değeri
I_O	DC çıkış akımının ortalama değeri

i_P	Transformatör primer akımı
I_{rip}	Dalgalanma akımı
I_{sc}	Maksimum kısa devre akımı
i_T	Transistör akımının ani değeri
I_T	Transistör akımının efektif değeri
I_{Tmax}	Maksimum transistör akımı
I_{Tmaxr}	Oransal olarak maksimum transistör akımı
I_{Tort}	Transistör akımının ortalama değeri
I_{Tortr}	Oransal olarak ortalama transistör akımı
I_{Tr}	Oransal olarak efektif transistör akımı
i_{Ui}	Konverterin i . faz giriş akımlarının ani değeri ($i = R, S, T$)
$i_{UR} i_{US} i_{UT}$	Konverter giriş akımlarının ani değerleri
i_Y	Yük akımının ani değeri
k	Harmonik mertebesi
$L_a C_a$	AC filtre elemanları
$L_d C_d$	DC filtre elemanları
L_k	Kesim frekansını belirleyen karakteristik filtre endüktansı
L_N	Şebekedeki hat ve transformatörlerin temsili empedansı
$L_{T1} L_{T2} C_{T1} C_{T2}$	Harmonik filtresi elemanları
L_U	Konverter girişindeki boost endüktansı
L_{Ukr}	$\delta \leq 1$ 'i sağlayan kritik (maksimum) endüktans değeri
L_Y	Yük endüktansı
M	Gerilim transfer oranı
m	modülasyon indeksi
$N_1 N_2$	Transformatörün primer ve sekonder sarım sayısı
PF	Güç faktörü
P_{Fi}	Bir yarı iletken anahtarın iletim kaybı
P_n	Baz güç değeri
p_N	Şebekeden çekilen aktif gücün ani değeri
P_N	Şebekeden çekilen ortalama güç
P_O	Ortalama çıkış gücü
P_{Or}	Oransal çıkış gücü
p_{PT}	Transistörün bir darbe periyodu için anahtarlama kaybı
P_{PT}	Transistörün ortalama anahtarlama kaybı
q	Sönüm katsayısı
Q_N	Şebekeden çekilen reaktif güç
$R_{DS,on}$	Mosfetin iletimdeki eşdeğer direnci
r_{Fi}	Bir yarı iletken anahtarın eşdeğer direnci
R_Y	Yük direnci
s'_i	($i = R, S, T$) Histerezis kontrolörün anahtarlama kararı
s_i	($i = R, S, T$) Transistörlerin anahtarlama sinyalleri
S_N	Şebekeden çekilen görünen güç
T	Peryot
t	Zaman
$T_{1j} T_{2j}$	($j = 1, 2, 3$) Köprü kolları üzerindeki boost anahtarları
THD	Toplam harmonik distorsiyon
T_i	($i = R, S, T$) Her köprü kolu üzerindeki faz anahtarları
T_N	Şebeke periyodu
T_P	Anahtarlama periyodu
$T_x D_x L_x C_x$	Yardımcı rezonans devresi elemanları
t_μ	Darbe periyodu içinde ele alınan yerel zaman

$t_{\mu 1}$	Darbe periyodu içinde transistörün açılma anı
$t_{\mu 2}$	Darbe periyodu içinde en düşük genlikli faz akımının sıfır olma anı
$t_{\mu 3}$	Darbe periyodu içinde tüm faz akımlarının sıfır olma anı
$u_{C1} u_{C2}$	Kısmi çıkış gerilimlerinin ani değerleri
u_D	Diyot geriliminin ani değeri
u_{enj}	Enjeksiyon gerilimi
U_{Fi}	Bir yarı iletken anahtarın eşik gerilimi
u_{Fi}	Bir yarı iletken anahtarın iletimdeki gerilim düşümünün ani değeri
u_{ir}	Ani eleman geriliminin oransal değeri
u_L	Endüktans geriliminin ani değeri
U_{L1}	Endüktans geriliminin temel bileşeninin fazörü
u_M	Çıkış gerilimindeki simetrisizliği belirten merkez nokta geriliminin ani değeri
U_M	Ortalama merkez noktası gerilimi
U_N	Şebeke geriliminin fazörü
U_N	Şebeke geriliminin efektif değeri
\hat{U}_N	Şebeke geriliminin tepe değeri
u_N	Sinüsoidal şebeke geriliminin ani değeri
u_{Ni}	i . faz-nötr geriliminin ani değeri ($i = R, S, T$)
$u_{NR} u_{NS} u_{NT}$	Şebeke faz-nötr gerilimlerinin ani değerleri
$u_{NRS} u_{NST} u_{NTR}$	Fazlar arası gerilimlerinin ani değerleri
u_{NY}	Yıldız noktası gerilimi.
u_O	Çıkış geriliminin ani değeri
U_O	Çıkış geriliminin ortalama değeri
U_O^*	Çıkış geriliminin referans değeri
u_{Orip}	Çıkıştaki dalgalanma gerilimi
U_P	Transformatör primer gerilimi
U_S	Doğrultulmuş transformatör sekonder gerilimi
u_T	Transistör geriliminin ani değeri
U_{Tmax}	Transistör üzerindeki maksimum tutma gerilimi
u_U	Konverter giriş geriliminin ani değeri
U_{U1}	Konverter giriş geriliminin temel bileşeninin fazörü
u'_{Ui}	($i = R, S, T$) Yıldız nokta gerilimi eklenmiş konverter giriş gerilimlerinin ani değerleri
$u_{UR} u_{US} u_{UT}$	Konverter giriş gerilimlerinin ani değerleri
u_Y	Yük geriliminin ani değeri
U_{Yrip}	Yükteki efektif dalgalanma gerilimi
Z	Empedans
$Z_{eş}$	Eşdeğer empedans
α	Tetikleme açısı
δ	DCM çalışma için diyot köprüsünün maksimum bağıl iletim süresi
ΔI_N	Faz akımı efektif değerlerinin referans değerden sapması
Δi_{Ni}	Faz akımı ani değerlerinin referans değerden sapması
δ_P	Transistörün bağıl iletim süresi
η	Verim
θ	Konverter giriş geriliminin temel bileşeninin faz farkı
φ_1	Temel bileşenin faz açısı
φ_k	k . harmonik bileşenin faz açısı
φ_N	Temel bileşen periyodu içinde bir darbenin pozisyonu
ω	Açısal frekans
ω_N	Şebekenin açısal frekansı
ω_{PT}	Transistörün bir darbe periyodu için anahtarlama enerjisi

KISALTMA LİSTESİ

ARCP	Auxiliary Resonant Commutated Pole
CCM	Continuous Conduction Mode
CENELEC	Comité Européen de Normalisation Electrotechnique
DCM	Discontinuous Conduction Mode
DF	Distortion factor
DPF	Displacement factor
DPM	Discrete Pulse Modulation
EMI	Electromagnetic Interference
GFD	Güç Faktörü Düzeltme
IEC	International Electrical Commission
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
PF	Power factor
PWM	Pulse Width Modulation
RDCL	Resonant DC Link
SPWM	Sinusoidal Pulse Width Modulation
SVM	Space-Vector Modulation
ZCT	Zero Current Transition
ZVT	Zero Voltage Transition



ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 1.1	Şebeke arayüzü.....	2
Şekil 1.2	Sinüsoidal kaynak tarafından beslenen nonlinear devre	3
Şekil 1.3	Tek fazlı, orta uçlu transformatörlü kontrollü doğrultucu.....	6
Şekil 1.4	Şekil 1.3'deki doğrultucu devresinin akım dalga şekilleri	6
Şekil 1.5	Tek fazlı kontrollü doğrultucunun tetikleme açısına göre performansı	8
Şekil 1.6	Omik yüklü tam kontrollü köprü doğrultucu	9
Şekil 1.7	Üç fazlı, omik yüklü köprü doğrultucu için dalga şekilleri (a) Şebeke gerilimleri ve $\alpha = 0$ için yük gerilimi/akımı ve giriş faz akımı (b) Çeşitli tetikleme açıları için giriş faz akımı	10
Şekil 1.8	Üç fazlı, endüktif yüklü tam kontrollü köprü doğrultucu	13
Şekil 1.9	Şebeke gerilimleri ve üç-fazlı endüktif yüklü köprü doğrultucu için akım dalga şekilleri	14
Şekil 2.1	Doğrultucu çıkışında kullanılan dc filtre çeşitleri	18
Şekil 2.2	k . harmonik için Şekil 2.1(c)'deki devrenin eşdeğeri.....	19
Şekil 2.3	Ac doğrultucu giriş filtresi	20
Şekil 2.4	k . harmonik için Şekil 2.3'deki devrenin eşdeğeri	21
Şekil 2.5	i_N dalga şeklini geliştirmek için pasif filtreli devre düzeni ve dalga şekilleri	21
Şekil 2.6	Tek fazlı aktif akım şekillendirmesi.....	22
Şekil 2.7	Kontrol blok diyagramı	24
Şekil 2.8	Sabit frekans kontrolü	26
Şekil 2.9	Çift yönlü güç akışı için arka arkaya bağlı konverterler	27
Şekil 2.10	Şebeke arayüzü olarak anahtarlamalı konverter.....	28
Şekil 2.11	Doğrultucu ve inverter çalışma: (a) genel fazör diyagram (b) 1 güç faktöründe doğrultma (c) 1 güç faktöründe inverter çalışma	29
Şekil 2.12	Anahtarlamalı konverterin kontrolü	31
Şekil 2.13	1 güç faktöründe çalışma için Şekil 2.10'daki devrenin dalga şekilleri.....	32
Şekil 3.1	Üç tek-fazlı konverterden oluşan üç-fazlı GFD konverteri.....	33
Şekil 3.2	Üç fazlı, tek anahtarlı kesintili iletim modlu bir boost doğrultucunun güç ve kontrol devresi.....	34
Şekil 3.3	Sabit darbe frekansında çalıştırılan üç-fazlı kesintili modlu boost doğrultucunun dijital simülasyonu (filtresiz).....	35
Şekil 3.4	$u_{NR} > 0$, $u_{NT} \leq u_{NS} \leq 0$ için bir darbe periyodunda ($t_\mu \in [0, T_p]$), konverter giriş akımları $i_{U(RST)}$ ve çıkış diyodu akımı i_D	36

Şekil 3.5	Temel bileşen periyodu içinde, darbenin φ_N pozisyonuna bağlı olarak T güç transistörünün t_{μ} iletim süresine göre giriş diyot köprüsünün $t_{\mu B}$ yerel iletim süresinin değişimi (ref (3.12)).....	40
Şekil 3.6	P_{Or} oransal çıkış gücünün, T 'nin bağlı iletim oranı δ_p 'ye ve gerilim transfer oranı M 'e bağlı değişimi (ref (3.16)).....	41
Şekil 3.7	P_{Or} 'nin diyot köprüsünün maksimum iletim süresi δ 'ya ve M 'ye bağlı değişimi; $\delta=1$, kesintili ve kesintisiz mod arasındaki sınırı belirler.....	42
Şekil 3.8	Şebeke akımının çeyrek periyot süresince dalga şekli ve I_{Nk} düşük mertebeli akım harmoniklerinin (temel bileşene göre) M 'e bağlı değişimi.	45
Şekil 3.9	Konverterin çektiği harmonik içeriği ile IEC555 harmonik akım sınırlarının karşılaştırılması ($M=1.4$, $U_O=750$ V, $U_N=230$ V, $P_N=5-10$ kW).....	45
Şekil 3.10	Gerilim transfer oranına bağlı olarak (M) güç faktörünün değişimi	46
Şekil 3.11	5. harmonik filtreli üç-fazlı tek anahtarlı DCM boost doğrultucu	51
Şekil 3.12	Harmonik filtre devresi ve frekans cevabı	52
Şekil 3.13	Harmonik filtre rezonansları	52
Şekil 3.14	5. harmonik filtreli DCM boost doğrultucunun giriş akımındaki harmoniklerin IEC555 harmonik akım sınırları ile karşılaştırılması	53
Şekil 3.15	Harmonik enjeksiyon devreli üç-fazlı tek anahtarlı DCM boost doğrultucu	54
Şekil 3.16	Bağlı iletim oranının değişimi.....	55
Şekil 3.17	Harmonik enjeksiyon devreli DCM boost doğrultucunun giriş akımındaki harmoniklerin IEC555 harmonik akım sınırları ile karşılaştırılması.....	56
Şekil 3.18	Tek fazlı konverterlerden oluşan üç fazlı sıfır gerilim geçişli GFD konverteri	58
Şekil 3.19	Tek anahtarlı DCM boost doğrultucu (a) Topoloji (ZCT devresi noktalı çerçeve içinde gösterilmiştir.) (b) Gerilim kazancına göre akım kalitesi.....	60
Şekil 3.20	Üç fazlı boost köprü doğrultucu.....	61
Şekil 3.21	Üç fazlı boost köprü doğrultuculara yumuşak anahtarlama teknikleri (a) Aktif bastırmalı rezonanslı dc bağlantı (RDCL) konverteri (b) DC-bara anahtarlı sıfır gerilim geçişli (ZVT) boost doğrultucu. (c)-(d) Geliştirilmiş ZVT boost doğrultucular	62
Şekil 3.22	Üç fazlı ZVT boost doğrultucunun deneysel dalga şekilleri (a) giriş akımları (5 ms/div, 20 A/div). (b) Rezonans dalga şekilleri (0.5 μ s/div).....	63
Şekil 3.23	Üç fazlı buck doğrultucular (a) Yalıtımsız üç fazlı buck doğrultucu (b) Yalıtımlı tek katlı ZVS buck doğrultucu	65
Şekil 3.24	ZVS buck doğrultucunun primer gerilim ve akımı	65

Şekil 3.25 Üç-fazlı bir diyot köprüsü ile bir dc/dc boost konverterin birleşimine (a) dayanan üç fazlı, üç-seviyeli PWM doğrultucuların temel devre yapılarının [(c) ve (d)] gelişimi	69
Şekil 3.26 Üç fazlı/anahtarlı/seviyeli PWM doğrultucu sistemlerinin temel yapıları.....	71
Şekil 3.27 Üç fazlı/anahtarlı/seviyeli PWM doğrultucunun ac tarafının temel bileşene bağlı olarak tek fazlı eşdeğer devresi	72
Şekil 3.28 Bir üç fazlı/anahtarlı/seviyeli PWM doğrultucu sisteminin çok çevrimli kontrolü. Harici kontrol çevrimleri: $F(s)$; U_O çıkış geriliminin kontrolü, $G(s)$; u_{C1} ve u_{C2} kısmi çıkış gerilimlerinin dengelenmesi. Dahili kontrol çevrimi: i_{NI} şebeke akımlarının tolerans bantlı (histerezis) kontrolü	73
Şekil 3.29 $\varphi_N \in (-\pi/6), +(\pi/6)$ veya $i_{NR} > 0, i_{NS} < 0$ ve $i_{NT} < 0$ ($i_{NR} \geq i_{NS} , i_{NT} $) için konverter anahtarlama durumlarına (s_R, s_S, s_T) bağlı olarak i_M merkez nokta akımının belirlenmesi	76
Şekil 3.30 Bir üç fazlı/anahtarlı/seviyeli PWM doğrultucunun dijital simülasyonu. Bir şebeke periyodu için faz akımlarının histerezis kontrolü.....	77
Şekil 3.31 Faz akımının referans değerlerine bir I_0 dc bileşen eklenerek u_{C1} ve u_{C2} kısmi çıkış gerilimlerinin dengelenmesi işleminin dijital simülasyonu. Şebeke faz akımı i_{NR} ve merkez noktayı yükleyen i_M akımının gösterimi.	78
Şekil 3.32 Çıkış geriliminin kapasitif merkez nokta potansiyelinin kontrolü.....	79

ÇİZELGE LİSTESİ

Çizelge 1.1	Tek fazlı, orta uçlu transformatörlü, omik yüklü kontrolsüz ve kontrollü doğrultucular için karakteristik değerler.....	7
Çizelge 1.2	Üç fazlı, omik yüklü köprü doğrultucular için karakteristik değerler	11
Çizelge 1.3	Üç fazlı omik yüklü köprü doğrultucu için çeşitli α açılarına göre distorsiyon faktörü ve güç faktörü değerleri	12
Çizelge 1.4	% Harmonik akım distorsiyonu (I_k/I_1): 2.4-69 kV arası gerilimlerde ortak bağlantı noktasında diğer yüklerle birlikte şebekeye bağlı olan lineer olmayan yükler için harmonik akım sınırları	16
Çizelge 1.5	Enerji üreticileri için % harmonik gerilim sınırları (U_R/U_1)	17
Çizelge 3.1	Üç fazlı yumuşak anahtarlama GFD konverterlerinin özelliklerinin karşılaştırılması.....	68
Çizelge 3.2	$\varphi_N \in (-\pi/6), +(\pi/6)$ veya $i_{NR} > 0, i_{NS} < 0$ ve $i_{NT} < 0$ ($i_{NR} \geq i_{NS} , i_{NT} $) için konverter anahtarlama durumlarına bağlı olarak i_M merkez nokta akımı ve u_M merkez nokta geriliminin değişimi, $(dU_M/dt)_{ort}$	75
Çizelge 3.3	Üç fazlı/anahtarlı/seviyeli PWM doğrultucu sistemi (Şekil 3.26(b)) ile üç fazlı altı anahtarlı iki seviyeli bir PWM doğrultucu sisteminin (Şekil 3.20) eleman baskılarının karşılaştırılması;.....	81

ÖNSÖZ

Geleneksel olarak, güç elektroniği sistemlerinde ac şebeke gerilimini dc'ye çevirmek için kontrolsüz diyot doğrultular veya faz kontrollü doğrultucular kullanılır. Ancak bu doğrultucular, şebekeden, şebeke frekansının katlarında harmonikler içeren sinüsoidal olmayan akım çekerler. Bu ideal olmayan giriş akımları nedeniyle, çevrelerindeki enerji dağıtım şebekesi ve diğer yükler için çok sayıda sorun yaratırlar. Çekilen harmonik akımlarından dolayı şebekenin gerilim dalga şekli bozulur ve bu, gerek şebekeye bağlı diğer yüklerde gerekse de enerji sistemi cihazlarında hatalı çalışmalara neden olabilir.

Akımdaki bozulma oranının güç faktörü ile doğrudan ilişkisi vardır. Bu oran arttıkça güç faktörü de düşer. Ayrıca, kontrollü doğrultucular, omik yükler için bile tetikleme açısına bağlı olarak reaktif güç çekerler ve düşük güç faktöründe çalışmaya neden olurlar.

Teknolojideki gelişmeler ile birlikte güç elektroniği sistemlerinin hızla artmasından dolayı, enerji kalitesini koruyabilmek için şebeke üzerindeki etkilerin azaltılmasını amaçlayan standartlar (IEC 555-3) ve yönergeler (IEEE 519) geliştirilmiştir. Bu standartların yönlendirmesiyle yukarıdaki dezavantajlardan kaçınmak için, güç elektroniği konverterlerinin yüksek güç faktörü sağlayacak şekilde tasarlanma ihtiyacı ortaya çıkmaktadır. Bu nedenle de yüksek çalışma frekanslı, kendinden-komütasyonlu doğrultucu sistemlerinin gelişimi gittikçe artan önem kazanmaktadır.

Akımın aktif olarak şekillendirildiği bir PWM kontrollü doğrultucu, alışılmış doğrultucu sistemlerinin aksine yükten bağımsız olarak şebeke gerilimi ile hemen hemen aynı fazda ve yüksek anahtarlama frekansında harmonikler içeren sinüse çok yakın dalga şeklinde akım çeker. Böylece akımdaki yüksek frekanslı bileşenler de pasif filtreler ile kolaylıkla filtrelenerek, şebekeden yüksek güç faktörü ile akım çekilmesini sağlar.

Bu çalışma süresince beni yönlendiren ve yardımlarını esirgemeyen sayın Yrd. Doç. Dr. Gülderen YILDIRMAZ'a teşekkürlerimi sunarım.

ÖZET

Bu çalışmada, şebekeden çekilen akımı aktif olarak şekillendirmek için kullanılan tek fazlı ve üç fazlı yüksek frekanslı çeşitli PWM doğrultucu devrelerinin çalışmaları ve şebeke akımı üzerindeki etkileri incelenmektedir.

Sinüsoidal kaynak tarafından beslenen nonlineer bir devre için temel tanımlar verilmiş ve bu tanımlara göre alışılmış doğrultucu sistemleri için distorsiyon oranları hesaplanmıştır. Bu distorsiyon miktarları, harmonik standartlarında belirlenen sınırları aşabilmektedir. Tek fazlı akım şekillendirme devresi olarak bir tek anahtarlı boost doğrultucunun çalışma şekli ve kontrol teknikleri incelenmiştir. Çift yönlü güç akışı için, geçmişte kullanılan arka arkaya bağlı bir ters paralel konverter çiftindeki problemleri aşmak için bir anahtarlamalı konverter devresi ele alınmıştır.

Tek anahtarlı bir DCM boost doğrultucunun çalışma prensibi ele alınmış ve doğrultucu elemanları üzerindeki maksimum akım ve gerilim değerleri hesaplanmıştır. Ayrıca, gerilim transfer oranının şebeke akımları ve güç faktörü üzerindeki etkileri analiz edilmiştir. Şebeke akımında baskın olan 5. harmoniği azaltmak ve akımın THD'nu iyileştirmek için iki devre değişikliği ele alınmış ve şebeke akımı üzerindeki sonuçları gösterilmiştir. Elemanlar üzerindeki baskıları azaltmak, daha yüksek performans ve daha iyi akım kalitesi sağlamak için kullanılan yumuşak anahtarlama teknikleri ve üç seviyeli doğrultucular incelenmiştir.

Düşük güçlü, maliyetin önemli olduğu uygulamalarda tek anahtarlı DCM doğrultucular, kontrol kolaylığı nedeniyle uygulanabilir gözükümler. Bununla birlikte, yüksek güçlü, yüksek performanslı uygulamalarda çok anahtarlı, sürekli iletim modlu doğrultucuların kullanımı oldukça gereklidir.

Anahtar kelimeler: PWM kontrollü doğrultucular, ac-dc konverterler, güç faktörü düzeltme, boost doğrultucu, kesintili iletim modu.

ABSTRACT

In this work, operations of various single-phase and three-phase high frequency PWM rectifiers, that are used for active shaping of the mains current, and their effects on the mains current are studied.

For a nonlinear circuit that is supplied from a sinusoidal source, basic definitions were given and distortion ratios for conventional rectifier systems were calculated according to those definitions. These distortion amounts may exceed the limits specified in harmonic standards. Operation principle and control techniques of a single-phase boost rectifier were studied as a single-phase current shaping circuit. For bi-directional power flow, a four-quadrant switch-mode converter circuit using to overcome problems of a back-to-back connected converter pair used in the past was discussed.

Operation principle of a single-switch discontinuous conduction mode boost rectifier was discussed and maximum current and voltage ratings of components of the rectifier were calculated. Furthermore, the influence of the voltage transfer ratio on the mains currents and on the power factor was analyzed. Two circuit arrangements were discussed to decrease 5. harmonic that is dominant in the mains current and to improve THD, and results on the mains current were shown. Soft switching techniques and three-level rectifiers that are used to decrease stresses on the components and to provide higher performance and better current quality were studied.

Single-switch DCM rectifiers seem applicable in low-power, cost-sensitive applications because of their control simplicity. However, the use of multi-switch, continuous conduction mode rectifiers is quite necessary in high-power, high-performance applications.

Keywords: PWM rectifiers, ac-dc converters, power factor correction, boost rectifier, discontinuous conduction mode.

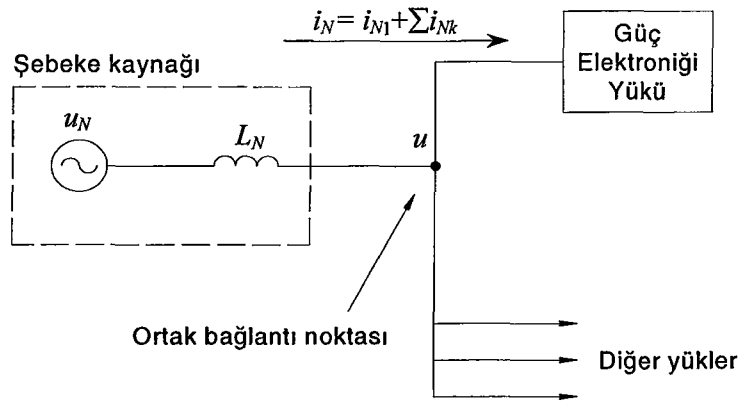
1. GİRİŞ

İdeal olarak, şebeke tarafından sağlanan gerilim, nominal genliğinde ve nominal frekansında, harmoniksiz tam bir sinüs dalgası olmalıdır. Ancak pratikte gerek yüklerden gerekse şebekenin kendisinden kaynaklanan nedenlerden dolayı çeşitli enerji hattı bozuklukları meydana gelir: Sistem yükündeki ani düşüşlerden kaynaklanabilen aşırı gerilimler; aşırı yük şartlarından dolayı gerilim düşüklükleri; nadiren meydana gelen ve kompanzasyon kondansatörlerinin, enerji hatlarının veya büyük yüklerin anahtarlanması sonucu olabilen gerilim sıçramaları; tristörlü konverterlerden kaynaklanabilen kesik gerilim dalga şekli; EMI ve harmonikler gibi. Bu enerji hattı bozukluklarının, kritik yüklerin çalışmasını bozmalarını engellemek için güç elektroniği konverterleri, güç şekillendiricileri ve kesintisiz güç kaynakları olarak yapılırlar. Yine de, tüm güç elektroniği konverterleri (kritik yükleri besleyenler de dahil) şebekeye enjekte ettikleri harmonik akımlarından dolayı şebekenin gerilim dalga şeklini bozarak ve elektromagnetik girişim (EMI) üreterek enerji hattında var olan bozuklukları artırır. Bir güç elektroniği yükünün şebekeden çektiği i_N giriş akımındaki i_k harmonik akımlarının neden olduğu sorunlara bir örnek vermek için Şekil 1.1'deki basit blok diyagramı ele alalım. Yüklerin bağlı olduğu ortak bağlantı noktasına kadar olan üretim, iletim ve dağıtım sistemlerinin oluşturduğu enerji şebekesi bir gerilim kaynağı olarak tasvir edilirse, bu kaynağın iç empedansı L_N de ortak bağlantı noktasına kadar olan hat ve transformatörlerin empedansını temsil eder. Bu empedansın varlığından dolayı ortak bağlantı noktasındaki gerilim dalga şekli bozulmuş olacaktır ve diğer yüklerin hatalı çalışmalarına neden olabilecektir. Gerilim dalga şeklinin bozulmasına ek olarak, harmonik akımlarından kaynaklanan diğer bazı problemler şunlardır: dağıtım ve iletim sistemlerinde ek ısınmalar ve olası aşırı gerilimler (rezonans şartlarından dolayı), rölelerde ölçüm ve çalışma hataları, iletişim ve kontrol sinyallerinde girişim, vb. Bu problemlere ek olarak, faz kontrollü konverterler, gerilim dalga şekillerinde çökmelere neden olur ve çok düşük kayma faktörü (DPF, *displacement factor*) nedeniyle çok kötü bir güç faktöründe çalışarak, kaynak ve dağıtım cihazlarının, volt-amper değerlerini artırır, reaktif güç de iletmelerine neden olur.

Görüldüğü gibi, güç elektroniği sistemlerinin ve yüklerin hızlı artışı müşterilerin üzerinde olduğu gibi şebekelerin kendileri üzerinde de önemli olumsuz bir etkiye sahiptir. Bu etkiyi asgariye indirmek için bir yöntem, güç elektroniği yükleri tarafından üretilen harmonik akımlarını ve elektromagnetik girişimi filtrelemektir. Daha iyi bir yöntem, ilk yapım maliyetinde küçük bir artışa rağmen, harmonik akımları ve EMI'nin, ilk üretildiği yerde önlenmesi veya sınırlandırılması ve güç elektroniği sisteminin buna göre tasarlanmasıdır. (Mohan vd., 1995)

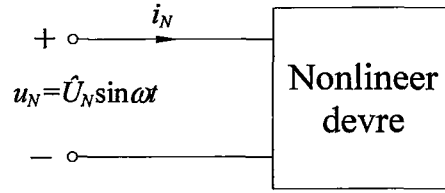
Güç elektroniği konverterlerini, harmonik akımlarını önleyecek ve aynı zamanda reaktif güç çekmeyecek şekilde tasarlama ihtiyacı, aktif güç faktörü düzeltme tekniklerini veya şebeke akımının aktif olarak şekillendirilmesini, güç elektroniğinde üzerinde çok durulan bir araştırma konusu yapmıştır. Tek fazlı güç faktörü düzeltme (GFD) zaten yaygın bir uygulamadır ve üç fazlı GFD tekniklerinin endüstriyel uygulamaları da ortaya çıkmıştır. Bu noktaya kadar, üç fazlı konverter araştırmaları, ağırlıklı olarak inverter uygulamaları üzerine yoğunlaşmıştır. İnverter alanında geliştirilen çoğu teknikler GFD uygulamalarında kullanılabilmelerine rağmen, bir GFD devresi kendine has karakteristiklere sahiptir ve bu nedenle özel muameleyi gerektirir. GFD ve inverter uygulamaları arasındaki temel farklar aşağıdaki gibidir:

- Genellikle giriş akımının toplam harmonik distorsiyonu (THD) olarak ölçülen şebekedeki kirliliği azaltmak için giriş akımının kalitesine özel önem verilmelidir. Mevcut yüksek güçlü üç-fazlı konverterlerin giriş akımı distorsiyonu üzerine kesin sınırlamalar olmamasına rağmen, üç-fazlı GFD konverterlerinin giriş akımı THD'nu en azından %10'un altına sınırlamak yaygın bir uygulamadır. Bu da kontrol devresi tasarımını inverterlerdekinden daha kritik yapar.
- EMI yayılımı, GFD uygulamalarında çok önemli bir konudur. Bir GFD konverterinin yüksek hızlı anahtarlama hareketi, yüksek frekanslarda GFD konverterinin girişinde gürültüler üretir. Pasif filtreleme, EMI yayılımını azaltmak için yaygın olarak kullanılır.
- Reaktif elemanların (özellikle endüktanslar) büyüklük ve ağırlıklarını azaltmak için ve akım kontrolünün performansını arttırmak için yüksek anahtarlama frekansları arzu edilir. Çoğu inverter uygulamalarında 20 kHz'lik bir anahtarlama frekansı yeterli sayılırken, bir GFD konverteri çok daha büyük bir anahtarlama frekansı gerektirir, örneğin onlarca kilowattlık güç seviyesi için 50-100 kHz.
- GFD devrelerinde giriş akımları genellikle giriş gerilimleri ile aynı fazdadır ve çift yönlü güç akışı genellikle gerekli değildir. (Mao vd., 1997)



Şekil 1.1 Şebeke arayüzü

1.1 Temel Tanımlar



Şekil 1.2 Sinüsoidal kaynak tarafından beslenen nonlinear devre

Doğrultucu devreleri gibi sinüsoidal kaynak tarafından beslenen nonlinear devrelerde i_N akımı periyodiktir ama sinüsoidal değildir ve harmonik bileşenlerinin toplamından oluşan bir Fourier serisi ile ifade edilebilir. (Shepherd ve Zand, 1979)

$$u_N = \hat{U}_N \sin \omega t = \sqrt{2} U_N \sin \omega t \quad (1.1)$$

$$i_N = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\omega t + b_k \sin k\omega t) = I_{N_{ort}} + \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} I_{Nk} \sin(k\omega t + \varphi_k) \quad (1.2)$$

a_0 katsayısı, akımın dc bileşenini yani ortalama değerini temsil eder ve

$$a_0 = I_{N_{ort}} = \frac{1}{T} \int_0^T i_N(\omega t) d\omega t \quad (1.3)$$

ile hesaplanır. Fourier serisinin kosinüs ve sinüslü terimlerinin katsayıları

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T i_N(\omega t) \cos k\omega t d\omega t \quad (1.4)$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T i_N(\omega t) \sin k\omega t d\omega t \quad (1.5)$$

olmak üzere harmonik bileşenlerin maksimum değerleri ve faz açıları;

$$c_k = \sqrt{2} I_{Nk} = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \quad (1.6)$$

$$\varphi_k = \tan^{-1}(a_k / b_k) \quad (1.7)$$

ile hesaplanabilir. Kaynak geriliminin ve akımın efektif değerleri aşağıdaki gibidir:

$$U_N = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_N^2 d\omega t} = \frac{\hat{U}_N}{\sqrt{2}} \quad (1.8)$$

$$I_N = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_N^2 d\omega t} = \sqrt{I_{N1}^2 + I_{N2}^2 + \dots + I_{Nk}^2} \quad (1.9)$$

Akımın toplam harmonik distorsiyonu

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_{Nk}^2}}{I_{N1}} \quad (1.10)$$

olarak tanımlanır. Ortalama gücün temel tanımından hareketle,

$$P_N = \frac{1}{T} \int_0^T p_N(\omega t) d\omega t = \frac{1}{T} \int_0^T u_N i_N d\omega t \quad (1.11)$$

$$P_N = \frac{1}{T} \int_0^T \sqrt{2} U_N \sin \omega t \cdot \sqrt{2} I_{N1} \sin(\omega t - \varphi_1) d\omega t = U_N I_{N1} \cos \varphi_1 \quad (1.12)$$

elde edilir. (1.12) ifadesinde görüldüğü gibi, harmonik frekanslarındaki akım bileşenleri, u_N sinüsoidal gerilim kaynağından çekilen ortalama güç hesabına katılmazlar. S_N görünen gücü, efektif U_N gerilimi ve I_N akımının çarpımından elde edilir:

$$S_N = U_N I_N = U_N \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} I_{Nk}^2} \quad (1.13)$$

Ne kadar verimle güç çekildiğinin bir ölçüsü olan güç faktörü boyutsuz olarak

$$PF = \frac{P_N}{S_N} \quad (1.14)$$

şeklinde tanımlanır. (1.12) – (1.13) eşitlikleri kullanılarak

$$PF = \frac{U_N I_{N1} \cos \varphi_1}{U_N I_N} = \frac{I_{N1}}{I_N} \cos \varphi_1 \quad (1.15)$$

elde edilir. (1.15)'deki $\cos \varphi_1$ akım temel bileşeninin giriş gerilimine göre kaymasını temsil eder ve kayma faktörü (DPF) olarak tanımlanır. Benzer şekilde, akımın temel bileşeninin toplam akıma oranı I_{N1}/I_N distorsiyon faktörü (DF, *distortion factor*) olarak tanımlanır.

$$DPF = \cos \varphi_1 \quad (1.16)$$

$$DF = \frac{I_{N1}}{I_N} \quad (1.17)$$

Güç faktörü, şebekeden ne kadar verimle güç çekildiğini gösterir. Belirli bir gerilim ve güç seviyesi için düşük bir güç faktöründe çalışma halinde çekilen akım büyük olacaktır ve bu da transformatörler, iletim hatları ve generatörler gibi üretim ve iletim cihazlarında daha yüksek VA sınır değerleri gerektirecektir. Yüksek güç faktörü, enerji üreticileri için olduğu gibi tüketiciler için de önemlidir. Örneğin, bir binadaki 220V 15 A'lık bir elektrik devresinden elde edilebilecek maksimum güç, güç faktörünün 1 olması şartı ile 3.3 kW'tır. 15 A'lık sınırı aşmadan çekilebilecek maksimum güç, güç faktörünün düşmesiyle birlikte azalır.

Yüksek güç faktöründe çalışmayı sağlamak için giriş gerilimi ve akımının mümkün olduğunca benzer dalga şekillerine sahip olmaları gerekir. Bu da (1.15) eşitliğindeki kayma faktörünün yüksek olmasını, yani akımın mümkün olduğunca gerilim ile aynı fazda olmasını ve distorsiyon faktörünün yüksek olmasını, yani akım harmoniklerinin düşük olmasını gerektirir.

1.2 Doğrultucu devrelerinde akım harmoniklerinin üretimi

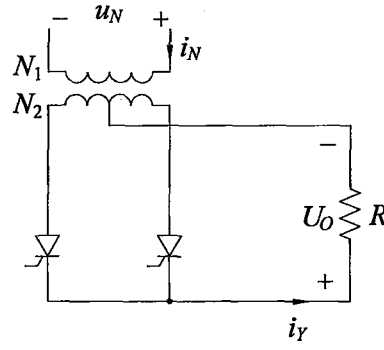
Anahtarlamalı dc güç kaynakları, kesintisiz güç kaynakları (UPS) ve ac, dc motor sürücülerini gibi çoğu güç elektroniği sisteminde şebeke gerilim kaynağı ile arayüz olarak ac-dc konverterler kullanılır. Ac'yi dc'ye çevirmek için genellikle diyot veya tristörlü köprü doğrultucular kullanılır. Diyotlu köprü doğrultucularında, doğrultucu çıkışı U_o ortalama genliği kontrolsüz olan bir dc gerilimdir. u_o dc gerilimindeki dalgalanmaları azaltmak için doğrultucu çıkışında büyük bir filtre kondansatörü kullanılır. u_o dc gerilimi ve dc çıkış akımı tek yönlüdür. Bu nedenle, güç akışı daima ac şebekeden dc tarafa doğrudur.

Ayarlanabilir dc çıkış gerilimi gereken güç elektroniği sistemlerinde şebeke arayüzü olarak tristör kontrollü ac-dc konverterler kullanılır. Bu konverterlerde, U_o dc ortalama çıkış geriliminin genliği ve polaritesi kontrol edilebilir ama dc çıkış akımı tek yönlüdür. Dc gerilimin polaritesi ters çevrilebilir olduğundan, bu konverterlere doğru olan güç akışı da ters çevrilebilir. (Shepherd ve Zand, 1979)

1.2.1 Tek fazlı omik yüklü doğrultucu

Tek fazlı sistemlerde çoğunlukla kullanılan Şekil 1.3'deki devrenin akım dalga şekilleri Şekil 1.4'de gösterildiği gibidir. Transformatörün ideal olduğu varsayımıyla girişteki ani gerilim ve akım ifadeleri aşağıdaki gibidir:

$$u_N = \sqrt{2}U_N \sin \omega t \quad (1.18)$$



Şekil 1.3 Tek fazlı, orta uçlu transformatörlü kontrollü doğrultucu

$$i_N = \frac{N_2 \hat{U}_N}{N_1^2 R} \sin \omega t \Big|_{\alpha, \pi+\alpha}^{\pi, 2\pi} \quad (1.19)$$

Ortalama gücün (1.11) eşitliği ile verilen temel tanımının uygulanması ile

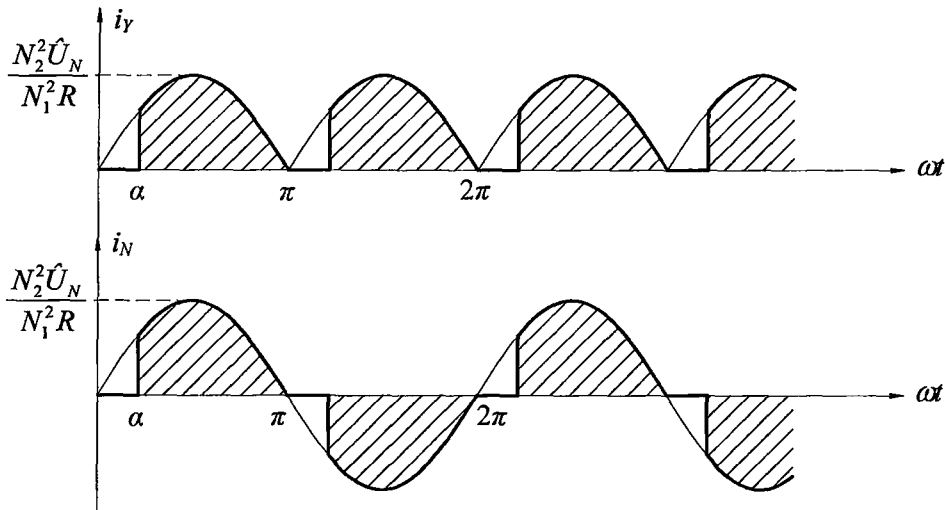
$$P_N = P_O = \frac{N_2^2 \hat{U}_N^2}{N_1^2 2R} \left(\frac{2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha}{2\pi} \right) \quad (1.20)$$

elde edilir. (1.9) ile tanımlanan şebeke akımının efektif değeri,

$$I_N = \frac{N_2 U_N}{N_1^2 R} \sqrt{\frac{2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha}{2\pi}} \quad (1.21)$$

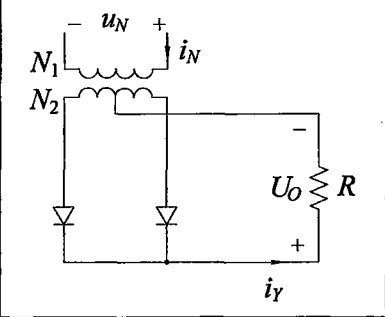
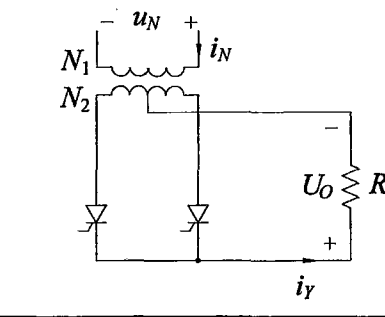
(1.8), (1.20) ve (1.21)'in birleştirilmesi ile güç faktörünün ifadesi elde edilir:

$$PF = \frac{P_N}{U_N I_N} = \sqrt{\frac{2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha}{2\pi}} \quad (1.22)$$



Şekil 1.4 Şekil 1.3'deki doğrultucu devresinin akım dalga şekilleri

Çizelge 1.1 Tek fazlı, orta uçlu transformatörlü, omik yüklü kontrolsüz ve kontrollü doğrultucular için karakteristik değerler

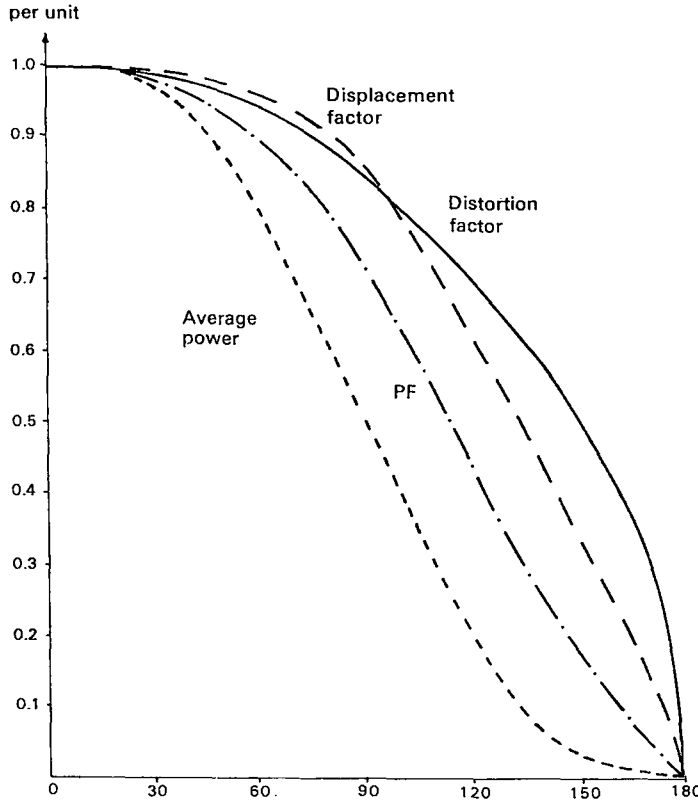
		
Ani şebeke akımı	$i_N = \frac{N_2^2}{N_1^2} \frac{\hat{U}_N}{R} \sin \omega t \Big _0^{2\pi}$	$\frac{N_2^2}{N_1^2} \frac{\hat{U}_N}{R} \sin \omega t \Big _{\alpha, \pi+\alpha}^{\pi, 2\pi}$
Şebeke akımının efektif değeri	$I_N = \frac{N_2^2}{N_1^2} \frac{\hat{U}_N}{\sqrt{2}R}$	$\frac{N_2^2}{N_1^2} \frac{\hat{U}_N}{\sqrt{2}R} \sqrt{\frac{2(\pi-\alpha) + \sin 2\alpha}{2\pi}}$
Ortalama güç	$P_N = \frac{N_2^2}{N_1^2} \frac{\hat{U}_N^2}{2R}$	$\frac{N_2^2}{N_1^2} \frac{\hat{U}_N^2}{2R} \left(\frac{2(\pi-\alpha) + \sin 2\alpha}{2\pi} \right)$
Güç faktörü	$PF = 1$	$\sqrt{\frac{2(\pi-\alpha) + \sin 2\alpha}{2\pi}}$
a_1	0	$\frac{N_2^2}{N_1^2} \frac{\hat{U}_N}{R} \left(\frac{\cos 2\alpha - 1}{2\pi} \right)$
b_1	$\frac{N_2^2}{N_1^2} \frac{\hat{U}_N}{R}$	$\frac{N_2^2}{N_1^2} \frac{\hat{U}_N}{R} \left(\frac{2(\pi-\alpha) + \sin 2\alpha}{2\pi} \right)$
Kayma faktörü	$DPF = 1$	$\frac{2(\pi-\alpha) + \sin 2\alpha}{\sqrt{(\cos 2\alpha - 1)^2 + [2(\pi-\alpha) + \sin 2\alpha]^2}}$
Distorsiyon faktörü	$DF = 1$	$\sqrt{\frac{(\cos 2\alpha - 1)^2 + [2(\pi-\alpha) + \sin 2\alpha]^2}{2\pi [2(\pi-\alpha) + \sin 2\alpha]}}$

Bu devre için, (1.4) ve (1.5) ile tanımlanan şebeke akımının temel bileşeninin Fourier katsayıları aşağıdaki değerlere sahiptir.

$$a_1 = \frac{N_2^2 \hat{U}_N}{N_1^2 2\pi R} (\cos 2\alpha - 1) \quad (1.23)$$

$$b_1 = \frac{N_2^2 \hat{U}_N}{N_1^2 2\pi R} [2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha] \quad (1.24)$$

(1.23) ve (1.24) eşitlikleri $\cos \varphi_1$ kayma faktörünü bulmak için kullanılabilir.



Şekil 1.5 Tek fazlı kontrollü doğrultucunun tetikleme açısına göre performansı

$$\cos \varphi_1 = \frac{b_1}{\sqrt{a_1^2 + b_1^2}} = \frac{2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha}{\sqrt{(\cos 2\alpha - 1)^2 + [2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha]^2}} \quad (1.25)$$

(1.23) ve (1.24) eşitliklerindeki Fourier katsayıları kullanılarak şebeke akımının temel bileşenin efektif değeri bulunabilir. c_1 Fourier katsayısı, temel bileşenin maksimum genliğini temsil eder ve

$$c_1 = \sqrt{a_1^2 + b_1^2} \quad (1.26)$$

ile verilir. Böylece

$$I_{N1} = \frac{c_1}{\sqrt{2}} = \frac{N_2^2 \hat{U}_N}{N_1^2 2\sqrt{2}\pi R} \sqrt{(\cos 2\alpha - 1)^2 + [2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha]^2} \quad (1.27)$$

elde edilir. (1.21) ve (1.27) eşitliklerinin (1.17)'de yerine konulmasıyla DF bulunur:

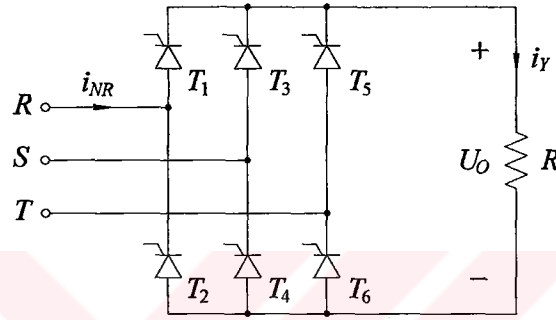
$$DF = \frac{I_{N1}}{I_N} = \sqrt{\frac{(\cos 2\alpha - 1)^2 + [2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha]^2}{2\pi [2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha]}} \quad (1.28)$$

Tek fazlı doğrultucu için yukarıda elde edilen çeşitli ilişkiler, hem diyotlu (kontROLSÜZ) hem de tristörlü (kontrollü) doğrultucular için Çizelge 1.1'de özetlenmiştir. Diyot bağlantı için,

şebekeden çekilen akım sinüsoidaldir ve α_1 katsayısı 0 olarak bulunur. $\varphi_1 = \tan^{-1}(\alpha_1/b_1)$ kayma açısı da sıfırdır ve bu nedenle kayma faktörü 1'dir.

Güç faktörü, kayma faktörü, distorsiyon faktörü ve ortalama gücün α tetikleme açısına göre değişimleri Şekil 1.5'te gösterilmektedir. (1.21) ve (1.22) eşitliklerinden görülebileceği gibi efektif şebeke akımı, güç faktörü ile aynı karakteristiğe sahiptir. Yükün bir direnç olmasına rağmen tetikleme açısı ile birlikte şebeke akımındaki bozulma ve bunun güç faktörüne yansması Şekil 1.5'te açıkça görülmektedir.

1.2.2 Üç fazlı omik yüklü köprü doğrultucu



Şekil 1.6 Omik yüklü tam kontrollü köprü doğrultucu

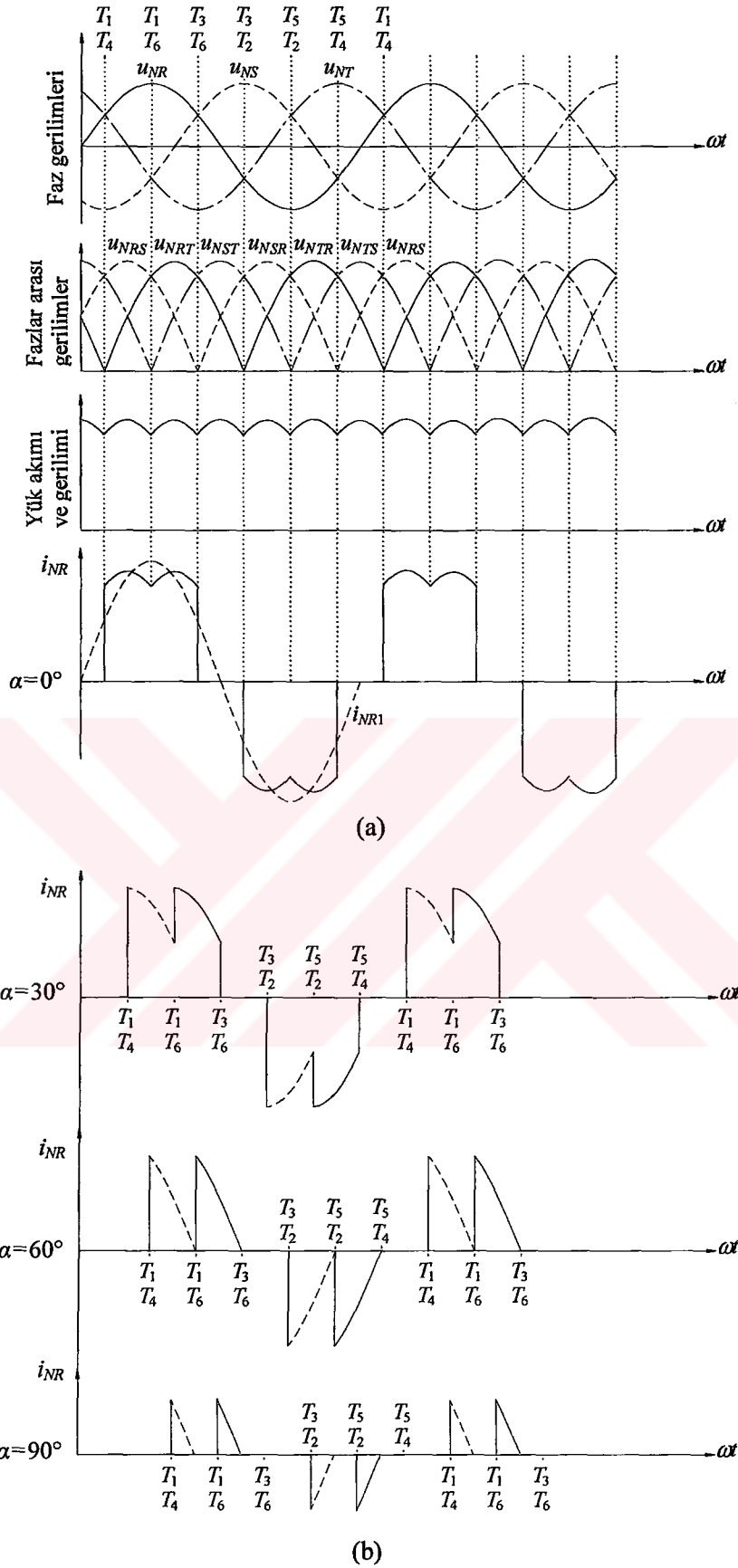
Çok kullanılan bir doğrultucu devresi de Şekil 1.6'daki üç fazlı köprü doğrultucudur. Tristör tetikleme açısı 0 iken ($\alpha = 0$) yük akımı ve gerilimi kubbeli bir değişim izlemektedir (Şekil 1.7(a)). Şebeke akımının dalga şekli, fazlar arası gerilimlerin dalga şekillerinden çıkarılan sinüs parçalarından oluşur. Örneğin i_{NR} faz akımı, Şekil 1.7(b)'de gösterildiği gibi, u_{NRS} ve u_{NRT} fazlar arası gerilimlerinden elde edilir. Şebeke akımının temel bileşeni (i_{NR1}), u_{NR} faz gerilimi ile aynı fazdadır. Ani şebeke akımı $i_{NR} (\alpha = 0)$,

$$i_{NR}|_{\alpha=0} = \frac{\sqrt{3}\hat{U}_N}{R} \left(\sin(\omega t + \pi/6) \Big|_{\pi/6, 7\pi/6}^{\pi/2, 3\pi/2} + \sin(\omega t - \pi/6) \Big|_{\pi/2, 3\pi/2}^{5\pi/6, 11\pi/6} \right) \quad (1.29)$$

olarak belirlenir. Tetikleme açısı arttıkça, α 'nın $0 \leq \alpha \leq \pi/3$ bölgesinde veya $\pi/3 \leq \alpha \leq 2\pi/3$ bölgesi içinde olmasına bağlı olarak şebeke akımı iki farklı eşitlikle tanımlanır:

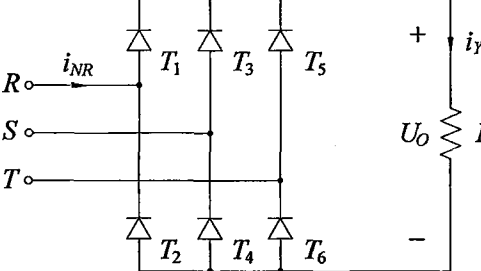
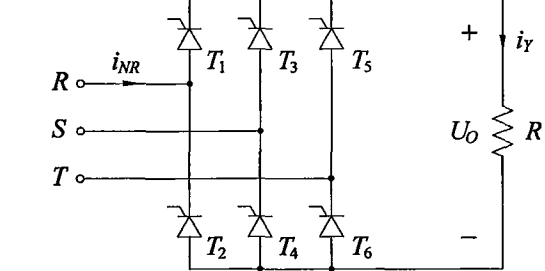
$$i_{NR}|_{0 \leq \alpha \leq \pi/3} = \frac{\sqrt{3}\hat{U}_N}{R} \left(\sin(\omega t + \pi/6) \Big|_{(\pi/6+\alpha), (7\pi/6+\alpha)}^{(\pi/2+\alpha), (3\pi/2+\alpha)} + \sin(\omega t - \pi/6) \Big|_{(\pi/2+\alpha), (3\pi/2+\alpha)}^{(5\pi/6+\alpha), (11\pi/6+\alpha)} \right) \quad (1.30)$$

$$i_{NR}|_{\pi/3 \leq \alpha \leq 2\pi/3} = \frac{\sqrt{3}\hat{U}_N}{R} \left(\sin(\omega t + \pi/6) \Big|_{(\pi/6+\alpha), (7\pi/6+\alpha)}^{5\pi/6, 11\pi/6} + \sin(\omega t - \pi/6) \Big|_{(\pi/2+\alpha), (3\pi/2+\alpha)}^{7\pi/6, 13\pi/6} \right) \quad (1.31)$$



Şekil 1.7 Üç fazlı, omik yüklü köprü doğrultucu için dalga şekilleri (a) Şebeke gerilimleri ve $\alpha = 0$ için yük gerilimi/akımı ve giriş faz akımı (b) Çeşitli tetikleme açıları için giriş faz akımı

Çizelge 1.2 Üç fazlı, omik yüklü köprü doğrultucular için karakteristik değerler

		
Giriş faz akımı	$i_{NR} = \frac{\sqrt{3} \hat{U}_N}{R} \left(\sin(\omega t + \pi/6) \right)_{\pi/6, 7\pi/6}^{\pi/2, 3\pi/2} + \sin(\omega t - \pi/6)_{\pi/2, 3\pi/2}^{5\pi/6, 11\pi/6}$	$0 \leq \alpha \leq \pi/3 \text{ için}$ $\frac{\sqrt{3} \hat{U}_N}{R} \left(\sin(\omega t + \pi/6) \right)_{(\pi/6+\alpha), (7\pi/6+\alpha)}^{(\pi/2+\alpha), (3\pi/2+\alpha)} + \sin(\omega t - \pi/6)_{(\pi/2+\alpha), (3\pi/2+\alpha)}^{(5\pi/6+\alpha), (11\pi/6+\alpha)}$ $\pi/3 \leq \alpha \leq 2\pi/3 \text{ için}$ $\frac{\sqrt{3} \hat{U}_N}{R} \left(\sin(\omega t + \pi/6) \right)_{(\pi/6+\alpha), (7\pi/6+\alpha)}^{5\pi/6, 11\pi/6} + \sin(\omega t - \pi/6)_{(\pi/2+\alpha), (3\pi/2+\alpha)}^{7\pi/6, 13\pi/6}$
Faz başına ortalama güç	$P = \frac{\hat{U}_N^2}{4\pi R} (2\pi + 3\sqrt{3})$	$0 \leq \alpha \leq \pi/3 \text{ için}$ $\frac{\hat{U}_N^2}{4\pi R} (2\pi + 3\sqrt{3} \cos 2\alpha)$ $\pi/3 \leq \alpha \leq 2\pi/3 \text{ için}$ $\frac{\hat{U}_N^2}{4\pi R} [4\pi - 6\alpha - 3 \sin(2\alpha - \pi/3)]$
Efektif giriş akımı	$I_{NR} = \frac{\hat{U}_N}{\sqrt{2}R} \sqrt{\frac{2\pi + 3\sqrt{3}}{\pi}}$	$0 \leq \alpha \leq \pi/3 \text{ için}$ $\frac{\hat{U}_N}{\sqrt{2}R} \sqrt{\frac{2\pi + 3\sqrt{3} \cos 2\alpha}{\pi}}$ $\pi/3 \leq \alpha \leq 2\pi/3 \text{ için}$ $\frac{\hat{U}_N}{\sqrt{2}R} \sqrt{\frac{4\pi - 6\alpha - 3 \sin(2\alpha - \pi/3)}{\pi}}$
Güç faktörü	$PF = \sqrt{\frac{2\pi + 3\sqrt{3}}{4\pi}} = 0.956$	$0 \leq \alpha \leq \pi/3 \text{ için}$ $\sqrt{\frac{2\pi + 3\sqrt{3} \cos 2\alpha}{4\pi}}$ $\pi/3 \leq \alpha \leq 2\pi/3 \text{ için}$ $\sqrt{\frac{4\pi - 6\alpha - 3 \sin(2\alpha - \pi/3)}{4\pi}}$

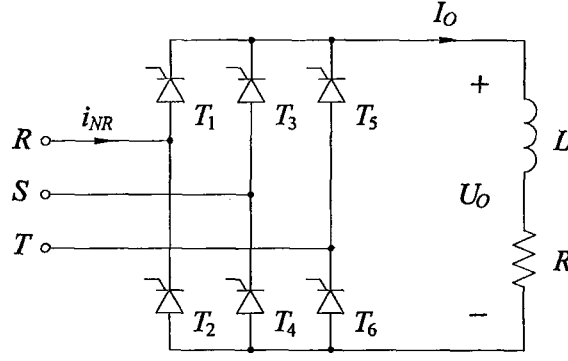
a_1	0	$0 \leq \alpha \leq \pi/3$ için $-\frac{3\sqrt{3}\hat{U}_N}{2\pi R} \sin 2\alpha$ $\pi/3 \leq \alpha \leq 2\pi/3$ için $-\frac{3\sqrt{3}\hat{U}_N}{2\pi R} [\cos(2\alpha - \pi/3) + 1]$
b_1	$\frac{\hat{U}_N}{2\pi R} (2\pi + 3\sqrt{3})$	$0 \leq \alpha \leq \pi/3$ için $\frac{\hat{U}_N}{2\pi R} (2\pi + 3\sqrt{3} \cos 2\alpha)$ $\pi/3 \leq \alpha \leq 2\pi/3$ için $\frac{\hat{U}_N}{2\pi R} [4\pi - 6\alpha - 3 \sin(2\alpha - \pi/3)]$
Kayma faktörü	$DPF = 1$	$0 \leq \alpha \leq \pi/3$ için $\frac{2\pi + 3\sqrt{3} \cos 2\alpha}{\sqrt{27 + 4\pi^2 + 12\sqrt{3}\pi \cos 2\alpha}}$ $\pi/3 \leq \alpha \leq 2\pi/3$ için $\frac{4\pi - 6\alpha - 3 \sin(2\alpha - \pi/3)}{\sqrt{(2\pi + 3\sqrt{3} \cos 2\alpha)^2 + [4\pi - 6\alpha - 3 \sin(2\alpha - \pi/3)]^2}}$
Distorsiyon faktörü	$DF = \sqrt{\frac{2\pi + 3\sqrt{3}}{4\pi}}$ $= 0.956$	$0 \leq \alpha \leq \pi/3$ için $\sqrt{\frac{27 + 4\pi^2 + 12\sqrt{3}\pi \cos 2\alpha}{4\pi(2\pi + 3\sqrt{3} \cos 2\alpha)}}$ $\pi/3 \leq \alpha \leq 2\pi/3$ için $\sqrt{\frac{9[\cos(2\alpha - \pi/3) + 1]^2 + [4\pi - 6\alpha - 3 \sin(2\alpha - \pi/3)]^2}{4\pi[4\pi - 6\alpha - 3 \sin(2\alpha - \pi/3)]}}$

Şekil 1.6'daki devre için çeşitli özellikler, kontrolsüz ve kontrollü köprü doğrultucular için, Çizelge 1.2'de listelenmektedir. Bu sonuçlara göre çeşitli tetikleme açıları için distorsiyon faktörü ve güç faktörünün aldığı değerler Çizelge 1.3'te gösterilmektedir.

Çizelge 1.3 Üç fazlı omik yüklü köprü doğrultucu için çeşitli α açılarna göre distorsiyon faktörü ve güç faktörü değerleri

α	0°	30°	60°	90°	120°
DF	0.956	0.94	0.855	0.61	0
PF	0.956	0.84	0.54	0.21	0

1.2.3 Üç fazlı endüktif yüklü köprü doğrultucu



Şekil 1.8 Üç fazlı, endüktif yüklü tam kontrollü köprü doğrultucu

Şekil 1.6'daki köprü doğrultucu devresinin endüktif bir yük ile yüklenmesi durumunu ele alalım (Şekil 1.8). Eğer yük endüktansı yeterince büyük ise yük akımı saf dc'ye yakın değişim gösterir. Hat empedansı ihmal edilebilir ve komütasyonun ideal şartlarda gerçekleştiği kabul edilir ise giriş faz akımı dalga şekilleri 120° lik dikdörtgenler şeklinde olur. $\alpha = 0^\circ$ ve $\alpha = 60^\circ$ için faz akımı dalga şekilleri Şekil 1.9'da görülmektedir.

Şekil 1.8'deki U_o çıkış gerilimi hemen hemen sabittir ve

$$U_o = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} \sqrt{3} \hat{U}_N \sin(\omega t + \pi/6) d\omega t = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \hat{U}_N \cos \alpha \quad (1.32)$$

ile belirlenir. I_o yük akımı da sabit olduğundan ortalama çıkış gücü:

$$P_o = U_o I_o = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \hat{U}_N I_o \cos \alpha \quad (1.33)$$

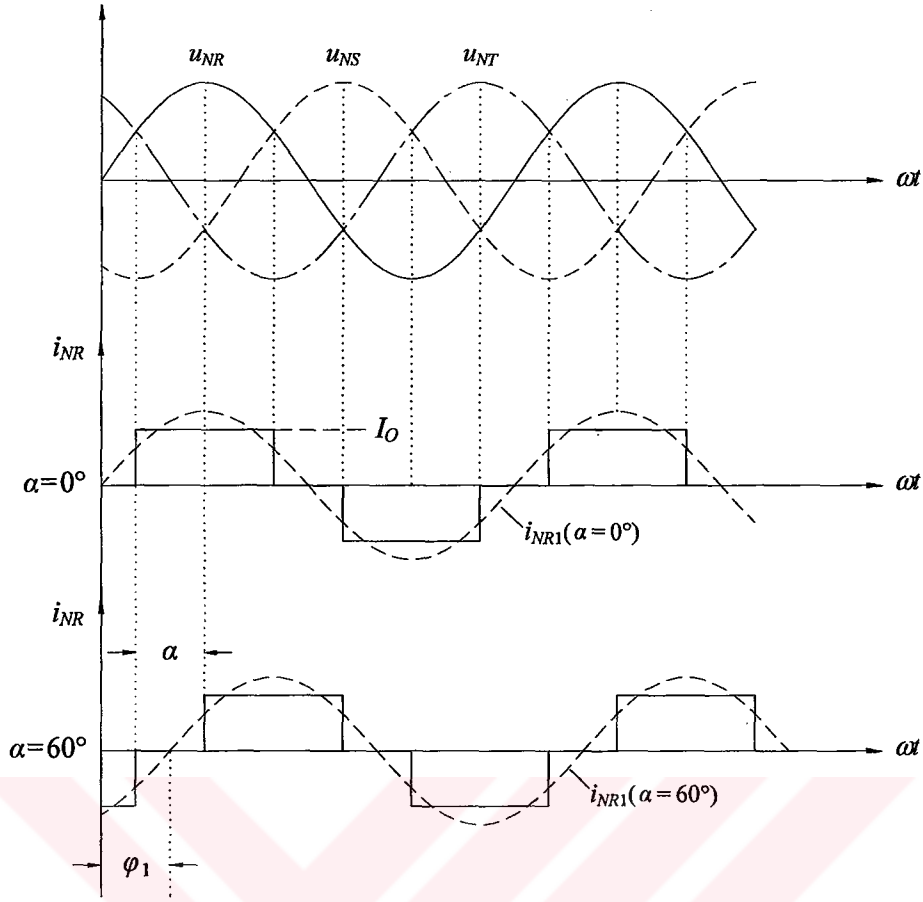
Doğrultucu kayıpları ihmal edilirse P_o çıkış gücü giriş gücüne eşit olur. i_{NR} 'nin Şekil 1.9'daki dalga şeklinden efektif giriş faz akımı,

$$I_{NR} = \sqrt{\frac{4}{2\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} I_o^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_o \quad (1.34)$$

Dengeli, sinüsoidal giriş gerilimleri için, Şekil 1.8'deki devrenin giriş gücü;

$$S_N = 3 \frac{\hat{U}_N}{\sqrt{2}} I_{NR} = \sqrt{3} \hat{U}_N I_o \quad (1.35)$$

ve endüktif yüklü köprü doğrultucunun güç faktörü,



Şekil 1.9 Şebeke gerilimleri ve üç-fazlı endüktif yüklü köprü doğrultucu için akım dalga şekilleri

$$PF = \frac{P_N}{S_N} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \hat{U}_N I_O \cos \alpha \frac{1}{\sqrt{3} \hat{U}_N I_O} = \frac{3 \cos \alpha}{\pi} \quad (1.36)$$

Köprü doğrultucunun kayma etkisi, yük empedansı tarafından değil, köprüdeki tristörlerin tetiklenme açıları tarafından belirlenir. Örneğin $\alpha = 0^\circ$ de, yük empedansı yüksek derecede endüktif olsa bile faz akımının temel bileşeni şebeke gerilimi ile aynı fazdadır.

Sinüsoidal gerilimler ile beslenen her nonlinear devrede olduğu gibi güç faktörü ifadesi kayma faktörü ile distorsiyon faktörünün bir ürünü olarak yorumlanabilir. Şekil 1.9'dan görülebileceği gibi u_{NR} faz gerilimi ile faz akımının i_{NR1} temel bileşeni arasındaki φ_1 kayma açısı, α tetikleme açısına eşittir.

$$\varphi_1 = \alpha \quad (1.37)$$

O halde, endüktif yüklü tam kontrollü köprü doğrultucu için kayma faktörü,

$$DPF = \cos \varphi_1 = \cos \alpha \quad (1.38)$$

olur. $\alpha = 0^\circ$ de kayma faktörü 1'dir.

Şekil 1.9'daki faz akımı dalga şekli için distorsiyon faktörü sabittir çünkü α 'nın tüm değerleri için faz akımı, aynı dalga şeklini korur.

$$DF = I_{NR1} / I_{NR} = 3/\pi = 0.955 \quad (1.39)$$

$\alpha = 0^\circ$ için distorsiyon faktörü ve güç faktörü 0.955'tir. Bu değer omik yük için Çizelge 1.3'te verilen değere çok yakındır.

Şu halde, yük akımı tamamen düz ise sadece yük direnci tarafından sınırlanır. Bu nedenle I_o yük akımı (1.32)'ye göre tekrar yazılabilir.

$$I_o = \frac{U_o}{R} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \frac{\hat{U}_N}{R} \cos \alpha \quad (1.40)$$

I_o 'nın (1.33)'de yerine konulmasıyla ortalama güç için alternatif bir ifade elde edilir:

$$P_o = \frac{27}{\pi^2} \frac{\hat{U}_N^2}{R} \cos^2 \alpha \quad (1.41)$$

1.3 Harmonik Standartlar

Sisteme bağlanan güç elektroniği cihazlarındaki hızlı artıştan dolayı, çeşitli uluslar arası komiteler, enerji kalitesini korumak için elektronik cihazların ürettiği harmonikler ve şebekedeki harmonikler hususunda bazı çalışmalar yapmışlardır. Bu konudaki çalışmalar sonucunda, çeşitli harmonik frekanslarındaki harmonik akım ve gerilim distorsiyonlarının büyüklükleri için sınırlamalar getiren çeşitli standartlar ve yönergeler geliştirilmiştir. Bunlardan bazıları aşağıdaki gibidir:

- EN 50 006, "Elektronik devre içeren ev cihazları ve benzer cihazların elektrik şebekesinde sebep oldukları bozulmaların sınırlamaları" CENELEC tarafından hazırlanan Avrupa Standartları
- Uluslararası Elektrik Komisyonu tarafından hazırlanan IEC Norm 555-3
- Alman Standartları; ev aletleri için VDE 0838, konverterler için VDE 0160 ve flüoresan lamba balastları için VDE 0172
- *Statik Güç Konverterlerinin Harmonik Kontrolü ve Reaktif Güç Kompanzasyonu için IEEE Kılavuzu*, ANSI/IEEE standardı 519-1981, 1992'de 519-1992 olarak revize edilmiştir.

CENELEC, IEC ve VDE standartları çeşitli harmonik frekanslarındaki gerilimler üzerindeki sınırlamaları (nominal gerilimin yüzdesi olarak) belirler.

Çizelge 1.4 % Harmonik akım distorsiyonu (I_k/I_1): 2.4-69 kV arası gerilimlerde ortak bağlantı noktasında diğer yüklerle birlikte şebekeye bağlı olan lineer olmayan yükler için harmonik akım sınırları

I_{sc}/I_1	Tek mertebeli harmonik derecesi k					Toplam Harmonik Distorsiyon
	$k < 11$	$11 < k < 17$	$17 < k < 23$	$23 < k < 35$	$35 < k$	
<20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20-50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50-100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100-1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Not: I_{sc} , ortak bağlantı noktasındaki maksimum kısa devre akımıdır. I_1 , ortak bağlantı noktasındaki yük akımının temel bileşenidir. Çift mertebeli harmonikler, yukarıdaki tek mertebeli harmoniklerin %25'i ile sınırlanır.

Enerji sistemlerinde harmonik kontrolü için tavsiyeler ve şartlar içeren revize edilmiş IEEE-519, şebekenin gereksinimleri yanında kullanıcının da gereksinimlerini belirtir. Çizelge 1.4, güç elektroniği cihazı ve diğer nonlineer yüklerin kullanıcılarının şebekeye enjekte etmelerine izin verilen harmonik akımı sınırlarını listeler. Çizelge 1.5, şebekenin kullanıcıya sağlamak zorunda olduğu gerilim kalitesini belirtir.

Çizelge 1.4'de belirtilen harmonik sınırlamaların temel gerekçeleri aşağıda açıklanmaktadır. Ortak bağlantı noktasındaki gerilim distorsiyonu, ac kaynağın L_N empedansına ve akım harmoniklerinin genliklerine bağlıdır. Pratikte, şebeke gerilim kaynağının iç empedansı yüksek derecede endüktiftir ve bu nedenle Şekil 1.1'de L_N olarak temsil edilmiştir. I_k , ac kaynağa enjekte edilen k . harmonik akımı olmak üzere ortak bağlantı noktasındaki k . efektif harmonik gerilimi

$$U_k = (k\omega_N L_N) I_k \quad (1.42)$$

(1.42) eşitliğindeki dahili endüktans L_N , genellikle ortak bağlantı noktasındaki I_{sc} kısa devre akımı cinsinden belirlenir. Ortak bağlantı noktasında bir 3-fazlı kısa devre durumunda I_{sc} , ac kaynağın kısa devreyi besleme akımının efektif değeri olacaktır:

$$I_{sc} = \frac{U_N}{\omega_N L_N} \quad (1.43)$$

Burada U_N , ac kaynağın sinüsoidal olduğu varsayılan faz-nötr geriliminin efektif değeridir. (1.42) ve (1.43) eşitliklerinden, harmonik gerilim, yüzde olarak nominal sistem geriliminin bir oranı olarak ifade edilebilir.

$$\%U_k = \frac{U_k}{U_N} \cdot 100 = k \frac{I_k}{I_{sc}} \cdot 100 \quad (1.44)$$

I_1 , güç elektroniği sistemi tarafından çekilen akımın temel bileşeni olmak üzere, (1.43) eşitliğindeki I_k ve I_{sc} 'nin her ikisi de I_1 'e bölünürse

$$\%U_k = k \frac{(I_k / I_1)}{(I_{sc} / I_1)} \cdot 100 \quad (1.45)$$

elde edilir. (1.45) eşitliğindeki I_{sc}/I_1 , yükün temel bileşen gücüne göre enerji sisteminin kapasitesini temsil eder. (1.45) eşitliği gösteriyor ki, yüzde olarak kabul edilebilir bir harmonik gerilim distorsiyonunda, daha yüksek bir I_{sc}/I_1 oranı için I_k/I_1 harmonik akım oranı daha büyük olabilir (Çizelge 1.4). Ayrıca, ac sistemin iç empedansı L_N , endüktif olduğu için, (1.45) eşitliğindeki harmonik gerilim distorsiyonu, k harmonik derecesiyle orantılıdır. Bu nedenle, kabul edilebilir maksimum harmonik akımı oranı (I_k/I_1), Çizelge 1.4'de görüldüğü gibi k 'nın artmasıyla azalır (ama lineer olarak değil).

Çizelge 1.4'deki müsaade edilen akımın toplam harmonik distorsiyonu I_{sc}/I_1 ile artar. Şu da belirtmelidir ki, yüksek frekanslarda daha yüksek kayıplar gibi Çizelge 1.4'deki müsaade edilen sınırlamalara neden olan başka faktörler de vardır.

Gerilimin toplam harmonik distorsiyonu da (1.10) eşitliğine benzer şekilde hesaplanabilir. Çizelge 1.5, enerji üreticilerinin ortak bağlantı noktasında kullanıcılara sağladığı gerilim için harmonik ve THD sınırlamalarını belirtir. (Mohan vd., 1995)

Çizelge 1.5 Enerji üreticileri için % harmonik gerilim sınırları (U_k/U_1)

	2.3 - 69 kV	69 - 138 kV	>138 kV
Her bir harmonik için maksimum	3.0	1.5	1.0
Toplam harmonik distorsiyonu (THD)	5.0	2.5	1.5

2. GELİŞMİŞ ŞEBEKE ARAYÜZLERİ

2.1 Gelişmiş Şebeke Arayüzü İhtiyacı

Yukarıda da gösterildiği gibi, omik bir yük için bile şebekeden çekilen yüksek harmonik içerikli akım nedeniyle enerji sistemi ile güç elektroniği yükü arasında arayüz olarak kullanılan tipik doğrultucular, Çizelge 1.4'de belirtilen akım harmonikleri ve THD sınırlarını aşabilir. Enerji hattı kalitesi üzerindeki etkisine ek olarak, giriş akımının kötü dalga şekli, aşağıdaki yollardan güç elektroniği cihazının kendisini de etkiler:

- Bir duvar prizinden elde edilebilecek güç yaklaşık olarak 2/3 oranında azalır.
- Doğrultucu çıkışında kullanılan dc filtre kondansatörü yüksek akım darbeleri nedeniyle şiddetli baskılara maruz kalır.
- Doğrultucu köprüsünün kayıpları, köprü elemanları üzerindeki akıma bağlı gerilim düşümü nedeniyle yüksektir.
- Doğrultucu köprüsü girişinde kullanılan EMI filtresinin elemanları daha yüksek akım darbeleri için tasarlanmalıdır.
- Girişte bir transformatör kullanılırsa, bu oldukça büyük değerli seçilmelidir.

Bu dezavantajlar nedeniyle, giriş akımı dalga şekillerinin geliştirilmesi için bazı alternatifler, beraberinde ilgili avantajları ve dezavantajları ile birlikte ele alınacaktır.

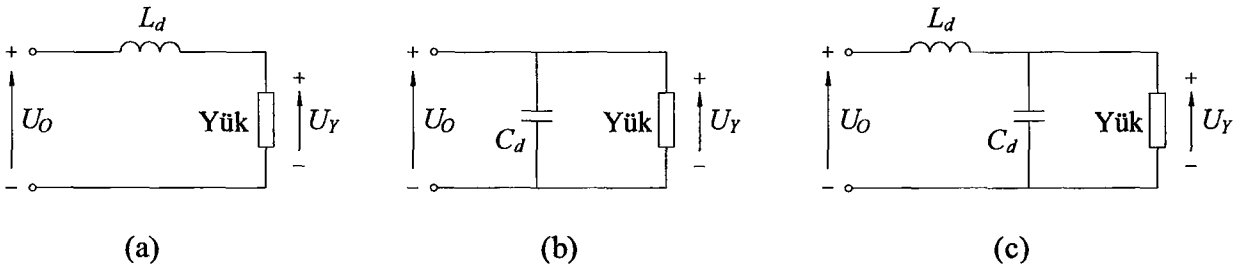
2.2 Tek Fazlı Gelişmiş Şebeke Arayüzü

2.2.1 Pasif devreler

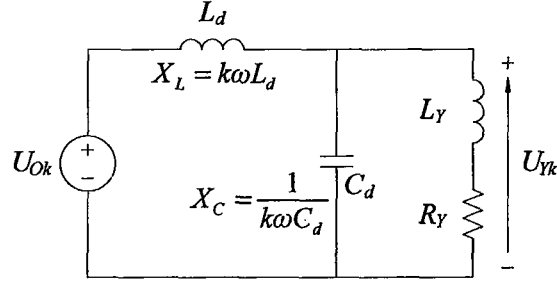
Doğrultucuların giriş ve çıkış dalga şekillerini geliştirmek için ac ve dc filtreler kullanılabilir.

2.2.1.1 Dc filtreler

Doğrultucunun dc çıkış gerilimindeki dalgalanmayı azaltmak için dc filtre kullanılabilir. Dc filtreler, Şekil 2.1'de gösterildiği gibi L , C veya LC tipindedir. (Rashid, 1988)



Şekil 2.1 Doğrultucu çıkışında kullanılan dc filtre çeşitleri



Şekil 2.2 k . harmonik için Şekil 2.1(c)'deki devrenin eşdeğeri

Şekil 2.1(c)'deki endüktans ve kondansatörün kombinasyonunda, kondansatör yük gerilimini sabit tutarken, endüktans akımı düzenler. Bu devrenin harmonik frekanslarındaki eşdeğer devresi Şekil 2.2'de gösterildiği gibidir.

Şekil 2.2'de k . harmonik akımının filtre kondansatöründen geçmesi için yük empedansı, kondansatörün reaktansından çok büyük olmalıdır.

$$\sqrt{R_Y^2 + (k\omega L_Y)^2} \gg \frac{1}{k\omega C_d} \quad (2.1)$$

Bunun için

$$\sqrt{R_Y^2 + (k\omega L_Y)^2} = \frac{10}{k\omega C_d} \quad (2.2)$$

değeri genellikle tatmin edicidir ve bu şart altında yükün etkisi ihmal edilebilir. Çıkışta görünen k . harmonik bileşenin efektif değeri

$$U_{Yk} = \frac{1/(k\omega C_d)}{(k\omega L_d) - 1/(k\omega C_d)} U_{Ok} = \frac{1}{(k\omega)^2 L_d C_d - 1} U_{Ok} \quad (2.3)$$

ile bulunur. Tüm harmoniklerin neden olduğu toplam dalgalanma gerilimi değeri aşağıdaki gibidir:

$$U_{Yrip} = \left(\sum_{k=2}^{\infty} U_{Yk}^2 \right)^{1/2} \quad (2.4)$$

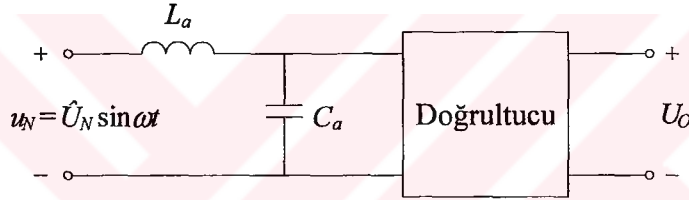
U_{Yrip} 'in belirlenmiş bir değeri için, (2.2) eşitliği ile hesaplanan C_d değeri ile L_d değeri hesaplanabilir.

2.2.1.2 Ac filtreler

Doğrultucunun şebekeden çektiği akımın harmoniklerini filtrelemek için ac filtreler kullanılır. En basit ac filtre, doğrultucu köprüsünün ac tarafına eklenecek bir endüktanstır. Bu eklenen endüktans, L_N ac-taraf endüktansının efektif değerini artırır, güç faktörünü yükseltir ve harmonikleri azaltır. Bir endüktansın eklenmesinin etkileri aşağıdaki gibi özetlenebilir:

- Gelişmiş akım dalga şekli nedeniyle güç faktörü çok kötü bir değerden bir dereceye kadar kabul edilebilir bir değere yükselir.
- U_o çıkış gerilimi yüke bağlıdır ve endüktanssız duruma göre daha küçüktür. ($\sim \%10$)
- Doğrultucu çıkışındaki filtre kondansatörü ve endüktans, birlikte bir alçak geçiren filtre oluştururlar ve bu nedenle u_o doğrultulmuş çıkış gerilimindeki tepeden tepeye dalgalanma daha azdır.
- Toplam enerji verimi esasen aynı kalmaktadır; endüktanslarda ek kayıplar vardır ancak diyotların iletim kayıpları daha küçüktür.

Çekilen akımdaki harmonik distorsiyonunu düşürmek için Şekil 2.3'deki gibi bir alçak geçiren LC filtresi kullanılır.



Şekil 2.3 Ac doğrultucu giriş filtresi

Şekil 2.3'deki devrenin k . harmonik bileşeni için eşdeğer devresi Şekil 2.4'deki gibidir. Kaynaktan çekilen k . harmonik akım bileşeni

$$I_{Nk} = \frac{1/(k\omega C_a)}{(k\omega L_a) - 1/(k\omega C_a)} I_k = \frac{1}{(k\omega)^2 L_a C_a - 1} I_k \quad (2.5)$$

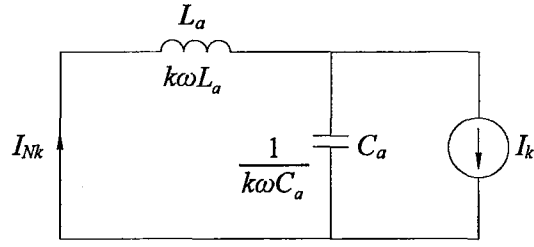
olarak bulunur. I_k , doğrultucunun çektiği k . harmonik akımın efektif değeridir. Akımdaki toplam bozulma miktarı,

$$I_{Ndis} = \left(\sum_{k=2}^{\infty} I_{Nk}^2 \right)^{1/2} \quad (2.6)$$

olmak üzere, akımın toplam harmonik distorsiyonu,

$$THD = \frac{I_{Ndis}}{I_{N1}} = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{I_{Nk}}{I_{N1}} \right)^2} \quad (2.7)$$

olur. Belirlenen bir THD için ve doğrultucunun çektiği bilinen I_k/I_1 oranı ile

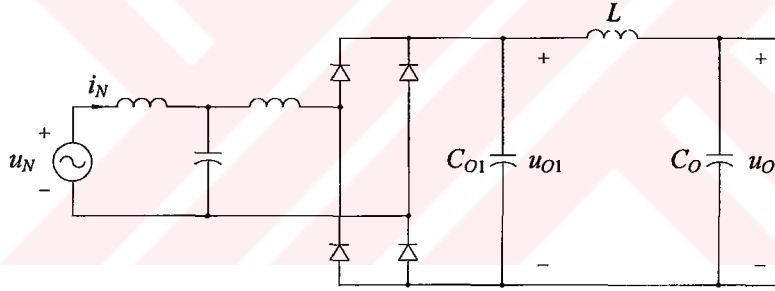


Şekil 2.4 k . harmonik için Şekil 2.3'deki devrenin eşdeğeri

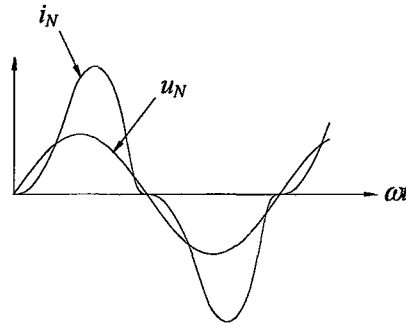
$$THD^2 = \sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{I_{Nk}}{I_{N1}} \right)^2 = \sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{1}{(k\omega)^2 L_a C_a - 1} \frac{I_k}{I_1} \right)^2 \quad (2.8)$$

eşitliği vasıtasıyla $L_a C_a$ değeri hesaplanabilir. (Rashid, 1988)

Sonuç olarak, Şekil 2.5(a)'daki gibi bir devre düzenlemesi ile giriş akımı dalga şeklini Şekil 2.5(b)'de görüldüğü gibi geliştirmek mümkündür. Böyle bir düzenin açık dezavantajları maliyet, büyüklük, kayıplar ve U_o ortalama dc geriliminin yük tarafından çekilen güce önemli derecede bağlı olmasıdır. (Mohan vd., 1995)



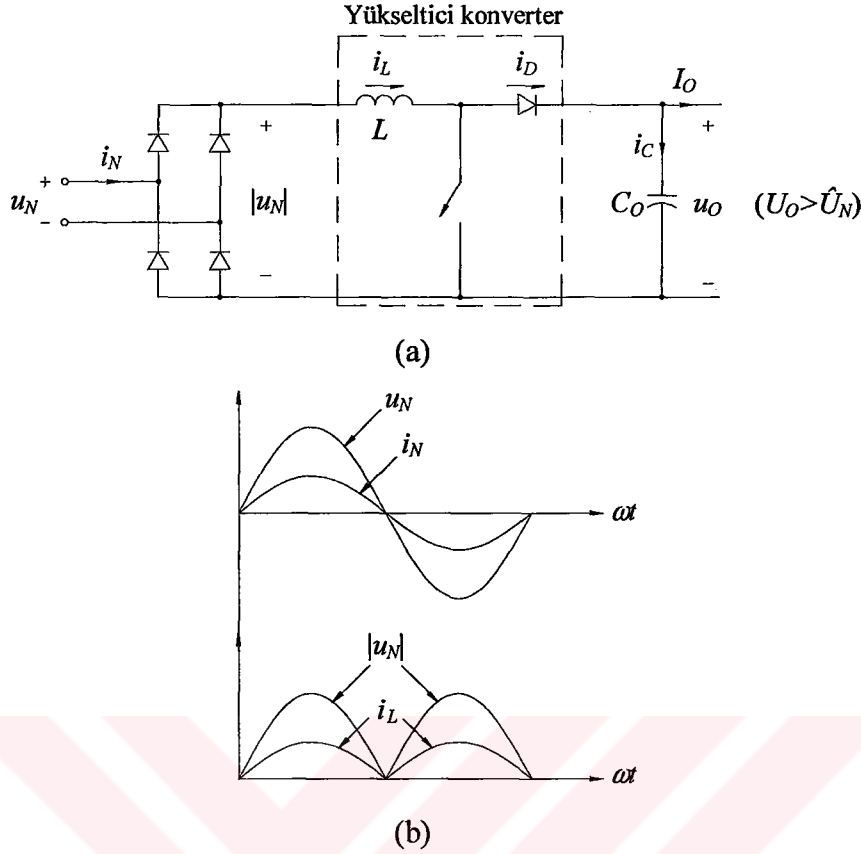
(a)



(b)

Şekil 2.5 i_N dalga şeklini geliştirmek için pasif filtreli devre düzeni ve dalga şekilleri

2.2.2 Şebekeden çekilen akımın aktif olarak şekillendirilmesi



Şekil 2.6 Tek fazlı aktif akım şekillendirmesi (a) devre şeması (b) giriş dalga şekilleri, $|u_N|$ ve i_L

Akımın şekillendirilmesi için Şekil 2.6(a)'da gösterildiği gibi bir güç elektroniği konverterinin kullanılmasıyla, doğrultucu köprüsü tarafından çekilen giriş akımını, giriş gerilimi ile aynı fazda ve sinüsoidal olması için şekillendirmek mümkündür. Güç elektroniği konverterinin seçimi aşağıdaki hususlara dayanır:

- Genellikle, güç elektroniği sisteminin ac girişi ile çıkışı arasında elektriksel izolasyon ya gerekli değildir (örneğin ac ve dc motor sürücülerinde) ya da anahtarlamalı dc güç kaynaklarında olduğu gibi ikinci bir konverter katı ile sağlanabilir.
- U_O dc gerilimini ac giriş geriliminin maksimum değerinden biraz daha büyük bir değerde kararlı yapmak, çoğu uygulamalarda kabul edilebilir ve çoğu durumda da arzu edilir.
- Çekilen giriş akımı ideal olarak 1 güç faktöründe olmalıdır ki güç elektroniği arayüzü, şebeke gerilimi tarafından beslenen bir rezistans gibi davransın. Ayrıca bu, güç akışının kaynaktan güç elektroniği sistemine doğru daima tek yönlü olması anlamına gelir.
- Maliyet, güç kayıpları ve akım şekillendirme devresinin büyüklüğü olabildiğince küçük olmalıdır.

Bu hususlara dayanarak, bir transformatör izolasyonu ilave edilmeyebilir. \hat{U}_N , ac giriş geriliminin tepe değeri olmak üzere ayrıca $U_O > \hat{U}_N$ olması da kabul edilebilir. Bu nedenle, akım şekillendirme devresi için seçim bir yükseltici konverterdir. Bu konverter, Şekil 2.6(a)'da

görülmektedir; C_o , u_o 'daki dalgalanmayı azaltmak ve güç elektroniği sisteminin enerji depolama gereksinimini karşılamak için kullanılır. I_o dc akımı, sistemin kalanına sağlanan gücü temsil eder (çıkış akımının yüksek frekans bileşeni büyük ölçüde C_o tarafından filtrelendir.) Basitlik için, kaynağın iç empedansı L_N Şekil 2.6(a)'ya dahil edilmemiştir. (Mohan vd., 1995)

Temel çalışma esası açıktır. Şebeke girişinde i_N akımının Şekil 2.6(b)'de gösterildiği gibi, sinüsoidal ve u_N ile aynı fazda olması istenir. Bu nedenle, köprü doğrultucu çıkışında, i_L ve $|u_N|$, Şekil 2.6(b)'de gösterildiği gibi, aynı dalga şekline sahiptir. Pratikte, doğrultucu köprüsünün ve dc-dc yükseltici konverterin kayıpları oldukça düşüktür. Bunlar aşağıdaki teorik analizde ihmal edilmektedir. Şekil 2.6(b)'deki dalga şekillerinden $\hat{U}_N = \sqrt{2} U_N$ ve $\hat{I}_N = \sqrt{2} I_N$ olmak üzere ac kaynaktan çekilen giriş gücü:

$$p_N(t) = \hat{U}_N(\sin \omega_N t) \cdot \hat{I}_N(\sin \omega_N t) = U_N I_N - U_N I_N \cos 2\omega_N t \quad (2.9)$$

Oldukça büyük C_o kondansatöründen dolayı, u_o gerilimi ilk şart olarak dc olarak varsayılabilir yani, $u_o(t) = U_o$. Bu nedenle, Şekil 2.6(a)'da

$$i_D(t) = I_o + i_C(t) \quad (2.10)$$

olmak üzere konverterin çıkış gücü

$$p_o(t) = U_o i_D(t) \quad (2.11)$$

Eğer, Şekil 2.6(a)'daki yükseltici konverter ideal olarak yapılır ve sonsuza yaklaşan bir anahtarlama frekansında çalıştığı varsayılabilirse o zaman L ihmal edilebilir derecede küçük olacaktır. Bu, ani zamanda $p_N(t) = p_o(t)$ varsayımına izin verir. Bu nedenle yukarıdaki eşitliklerden,

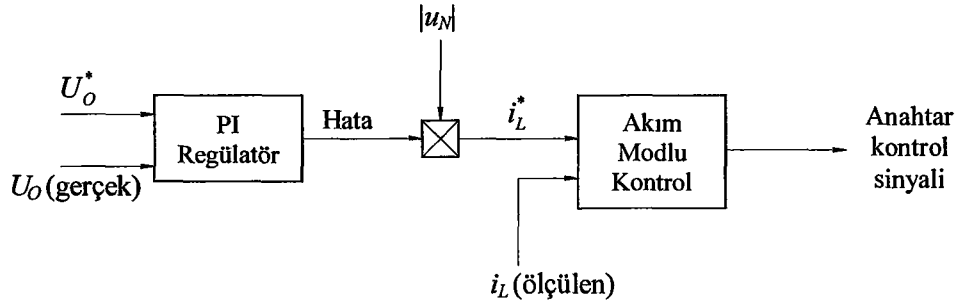
$$i_D(t) = I_o + i_C(t) = \frac{U_N I_N}{U_o} - \frac{U_N I_N}{U_o} \cos 2\omega_N t \quad (2.12)$$

i_D 'nin ortalama değeri

$$I_D = I_o = \frac{U_N I_N}{U_o} \quad (2.13)$$

ve kondansatör akımı

$$i_C(t) = -\frac{U_N I_N}{U_o} \cos 2\omega_N t = -I_D \cos 2\omega_N t \quad (2.14)$$



Şekil 2.7 Kontrol blok diyagramı

Bu analiz, kondansatör geriliminin dalgalanmasız dc gerilim olduğu varsayılarak gerçekleştirilse bile uygun büyüklükte bir C_o kondansatörünün seçilmesiyle düşük tutulabilen u_o 'daki dalgalanma, (2.14) eşitliğinden tahmin edilebilir.

$$u_{o_{rip}}(t) \approx \frac{1}{C_o} \int i_c dt \approx -\frac{I_D}{2\omega_N C_o} \sin 2\omega_N t \quad (2.15)$$

Dc gerilimdeki dalgalanmayı azaltmak için (2.14) eşitliğine dayanarak ac frekansın iki katı için ayarlanmış bir seri bağlı L-C filtresi C_o 'ya paralel bağlanabilir. Şu da belirtilmelidir ki, i_D akımındaki anahtarlama frekansı bileşenleri de C_o üzerinden akacaktır.

Yükseltici konverterin giriş akımı şekillendirileceğinden, yükseltici konverter, bir akım-regülasyon modunda çalıştırılır. Geri besleme kontrolü Şekil 2.7'de bir blok diyagram şeklinde gösterilmektedir. i_L^* , Şekil 2.6(a)'daki i_L akımının referansı veya arzu edilen değeridir. i_L^* , $|u_N|$ ile aynı dalga şekline sahiptir. i_L^* 'nin genliği, yükteki değişime ve şebeke geriliminin kararsızlığına rağmen çıkış gerilimini, referans veya arzu edilen bir değerde (U_o^*) koruyacak şekilde olmalıdır. i_L^* 'nin dalga şekli, Şekil 2.6(a)'daki $|u_N|$ 'in, rezistif bir gerilim bölücü vasıtasıyla ölçülüp, U_o^* referans değeri ve U_o 'nun gerçek ölçülen değeri arasındaki hatanın yükseltilmiş değeri ile çarpılmasıyla elde edilir. i_L gerçek akımı, genellikle i_L^* 'nin dönüş yolu üzerine yerleştirilen küçük bir direnç üzerindeki gerilim düşümü vasıtasıyla ölçülür. Yükseltici konverterdeki anahtarın durumu, i_L^* ile i_L gerçek akımı karşılaştırılarak kontrol edilir.

Şekil 2.7'deki i_L^* ve i_L elde edildikten sonra, yükseltici konverterin akım modlu kontrolünü yapmak için çeşitli yollar vardır. Esasında, akım kontrol modlarını, kesintili iletim/akım modu (DCM, *Discontinuous conduction/current mode*) veya kesintisiz iletim/akım modu (CCM, *Continuous conduction/current mode*) olarak ikiye ayırmak mümkündür. Kesintili iletim modunda, doğrultucunun çektiği akım, temelde sinüsoidal bir zarf izleyen akım darbeleri şeklinde olur. Doğrultucu köprüsü, darbe periyodu içinde bir süre akım iletmez. Kesintisiz iletim

modunda, şebeke periyodu boyunca sürekli akım çekilir. Aşağıda, dört kontrol yöntemi ele alınmaktadır. f_p , anahtarlama frekansı ve I_{rip} , anahtarlama frekansının bir periyodu süresince i_L 'deki tepeden tepeye dalgalanmadır. Bu bölümde, Şekil 2.6(a)'daki tek fazlı güç faktörü düzeltme devresi ile birlikte sabit frekans kontrolü ele alınacaktır. Sonraki bölümlerde üç-fazlı konverterler ile birlikte kesintili akım kontrolü ve sabit tolerans bantlı kontrol tanımlanacaktır.

1. *Sabit frekans kontrolü*: Bu yöntemde, f_p anahtarlama frekansı sabit tutulur. i_L , i_L^* 'a eriştiğinde yükseltici konverterdeki anahtar açılır. Anahtar, f_p sabit frekansıyla kapatılır. i_L , Şekil 2.8(a)'da gösterildiği gibi şekillenir. Normlaştırılmış I_{rip} , Şekil 2.8(b)'de çizilmiştir.
2. *Sabit tolerans bantlı (histerezis) kontrol*: Burada, i_L akımı, tepeden tepeye dalgalanma akımı I_{rip} sabit kalacak şekilde kontrol edilir. Belirlenen bir I_{rip} değeri ile anahtarın durumu kontrol edilerek i_L , $(i_L^* + I_{rip}/2)$ ve $(i_L^* - I_{rip}/2)$ tolerans bandı içinde tutulur.
3. *Değişken tolerans bantlı kontrol*: Burada I_{rip} , tepeden tepeye dalgalanma akımı $|u_M|$ 'in ani değeri ile orantılı olarak artar. Bunun dışında bu yöntem, sabit tolerans bantlı kontrole benzer.
4. *Kesintili akım kontrolü*: Bu düzende anahtar, i_L , referans değerine eşit olunca açılır. i_L sıfır oluncaya kadar açık tutulur ve bu anda anahtar tekrar kapatılır. Bu, değişken tolerans bantlı kontrolün özel bir durumu olarak düşünülebilir.

Ayrıca kesintili akım kontrolü, sabit frekanslı, sabit iletim süreli veya sabit bağıl iletim süreli olarak tasarlanabilir.

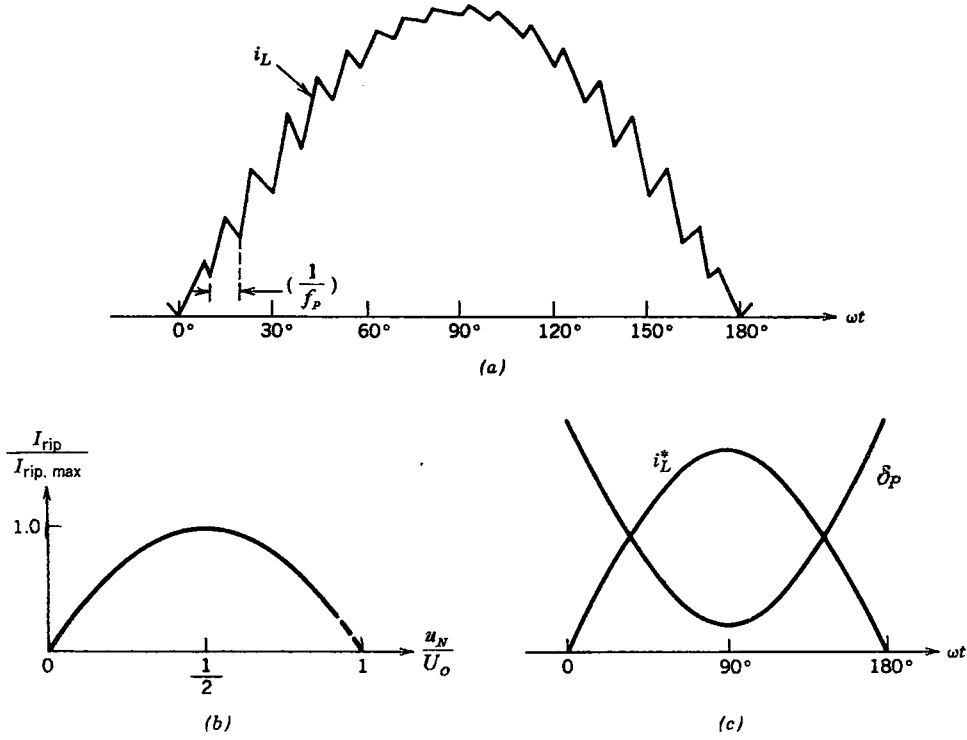
Bir anahtarlama periyodu süresince, çıkış geriliminin U_o olarak sabit kaldığı ve yükseltici konverterin giriş geriliminin de bu sürede sabit kaldığı varsayılmaktadır. I_{rip} , anahtarlama frekansının bir zaman periyodu süresince akımdaki tepeden tepeye dalgalanmadır. Anahtarın kapalı kalma süresi T_1 ve açık kalma süresi T_2 için Şekil 2.6(a)'dan aşağıdaki eşitlikler yazılabilir.

$$T_1 = \frac{L I_{rip}}{|u_N|} \quad (2.16)$$

$$T_2 = \frac{L I_{rip}}{U_o - |u_N|} \quad (2.17)$$

f_p anahtarlama frekansı:

$$f_p = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{(U_o - |u_N|)|u_N|}{L I_{rip} U_o} \quad (2.18)$$



Şekil 2.8 Sabit frekans kontrolü

Sabit frekanslı kontrol düzeninde, (2.18) eşitliğindeki f_p sabittir ve böylece,

$$I_{rip} = \frac{(U_o - |u_N|)|u_N|}{f_p L U_o} \quad (2.19)$$

Şekil 2.8(b), $|u_N|/U_o$ 'nun bir fonksiyonu olarak normlaştırılmış I_{rip} 'i gösterir. Şu eklenmelidir ki, bir yükseltici konverterde $|u_N|/U_o$ 1'e eşit veya daha küçük olmalıdır. Maksimum dalgalanma akımı,

$$|u_N| = \frac{U_o}{2} \quad \text{iken} \quad I_{rip,max} = \frac{U_o}{4f_p L} \quad (2.20)$$

olarak verilir.

Bir yükseltici dc-dc konverter kullanan aktif akım şekillendirme devresinde, aşağıdaki ek yorumlar yapılabilir:

- C_o kondansatörü üzerindeki u_o çıkış gerilimi şebeke frekansının iki katında 120 Hz'lik bir dalgalanmaya sahiptir. U_o 'yu arzu edilen bir değerde kontrol etmek için kullanılan geri besleme kontrol devresi, giriş akımını bozmadan bu gerilim dalgalanmasını kompanse edemez.
- Daha yüksek bir anahtarlama frekansı, L 'nin daha düşük bir değerde seçilmesine ve yüksek frekans dalgalanmasının daha kolay filtrelenmesine izin verir. Bununla birlikte, anahtarlama frekansı bu avantajlar ve artan anahtarlama kayıpları arasında bir orta yol olarak seçilmelidir.

- \hat{U}_N ac giriş geriliminin tepe değerinin % 10 daha fazlasından daha büyük U_o değeri, verimin azalmasına neden olur.
- Başlangıç akımını sınırlamak için L 'ye seri bir akım sınırlandırma direnci kullanılabilir. Bu ilk geçici andan sonra direnç, bir anahtar veya paralel bağlı bir tristör ile kısa devre edilir.
- Yükseltici konverter devresi giriş akımının şekillendirilmesi için çok uygundur çünkü anahtar açık iken, giriş akımı direk olarak (diyottan geçerek) çıkış katını besler. Bir sabit frekanslı akım kontrolünde, anahtarın bağlı iletimde kalma süresi δ_p , $\omega_N t$ 'nin bir fonksiyonu olarak Şekil 2.8(c)'de örneklendiği gibidir.

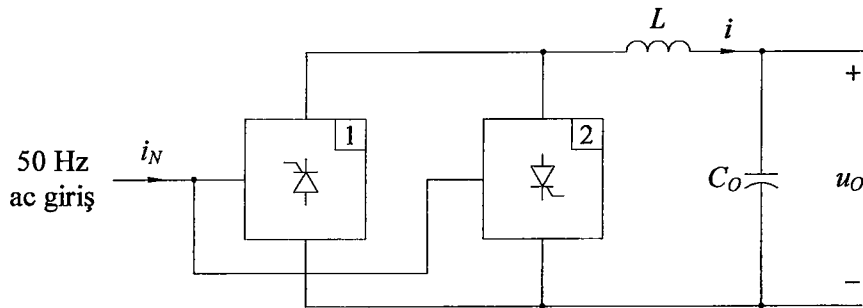
$$\delta_p = 1 - \frac{|u_N|}{U_o} \quad (2.21)$$

Şekil 2.8(c), i_L^* maksimum iken δ_p 'nin minimum olduğunu gösterir. Bu nedenle, i_L 'nin büyük değerleri, anahtarlama periyodunun sadece küçük bir oranında anahtardan geçer.

- i_L 'deki dalgalanmayı önlemek için diyot doğrultucu köprüsünün çıkışında küçük bir filtre kondansatörü kullanılmalıdır. Aktif akım şekillendirmesi olmayan geleneksel bir devrede olduğu gibi girişte bir EMI filtresi yine gereklidir.

Yaklaşık 1 güç faktöründe neredeyse sinüsoidal dalga şekline ek olarak giriş akımının aktif şekillendirilmesinin diğer avantajları aşağıdaki gibi özetlenebilir:

- Hat gerilimindeki büyük değişimlere rağmen, U_o dc gerilimi neredeyse sabit bir değerde kararlı yapılabilir. Örneğin U_o , nominal giriş geriliminin tepe değerinin 1.1 katına eşit olduğunda, şebekedeki %10'a kadar aşırı gerilimler için bu devre sinüsoidal akım çekmeye devam edecektir. Elemanlar için uygun akım değerlerinin seçilmesiyle bu akım-şekillendirme devresi, şebeke girişindeki büyük gerilim düşüklüklerini kolaylıkla idare edebilir.
- U_o , neredeyse sabit bir değerde tutulduğundan, konverterdeki U_o ile beslenen yarı iletken elemanların volt-ampere sınır değerleri önemli derecede azalır.
- Giriş akımında büyük darbelerin olmamasından dolayı, EMI filtresinin elemanları daha küçüktür.
- U_o 'daki eşit dalgalanma için geleneksel devreye nazaran daha küçük C_o kapasitesi gerekir bu da daha küçük bir boyut demektir.
- Aktif akım şekillendirmesi olmayan geleneksel devredeki %99'luk verime karşılık böyle bir devrede enerji verimi tipik olarak %96'dır.



Şekil 2.9 Çift yönlü güç akışı için arka arkaya bağlı konverterler

2.2.3 Çift yönlü güç akışı için arayüz

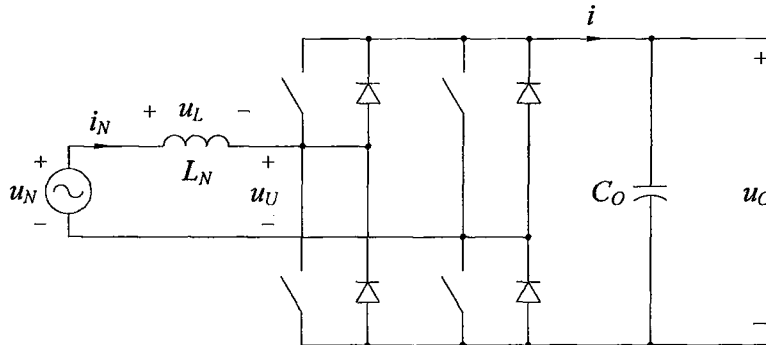
Bazı uygulamalarda, örneğin regeneratif frenlemeli motor sürücülerinde, motor ve yük, ataletleri ile ilgili kinetik enerjilerine yeniden kavuşup şebekeyi geri beslerken şebeke arayüzüne doğru olan güç akışı regeneratif frenleme sırasında ters döner. Geçmişte kullanılan bir yöntem, Şekil 2.9'da gösterildiği gibi arka arkaya bağlı iki tristör konverterini kullanmaktı. Normal çalışma sırasında konverter 1 doğrultucu olarak çalışır ve güç akışı ac girişten dc tarafa doğrudur. Dinamik frenleme sırasında konverter 1'in tristörlerinin kapı sinyalleri engellenir ve konverter 2, u_o 'nun yönünün aynı kaldığı ama i 'nin yönünün ters döndüğü inverter modunda çalışır. Bu yöntemle ilgili birkaç dezavantaj vardır: (1) i_N giriş akımı bozulmuş bir dalga şekline sahiptir ve güç faktörü düşüktür, (2) konverter 2 inverter modunda çalışırken minimum sönme açısı gereksiniminden dolayı inverter modunda U_o dc gerilimi sınırlanır ve (3) ac şebekedeki bozulmalardan dolayı inverter modunda bir hatalı komütasyon olasılığı vardır. (Mohan vd., 1995)

Şekil 2.10'da gösterildiği gibi bir konverter kullanarak bu sınırlamaların üstesinden gelinebilir. Bu konverter 4 bölgeli anahtarlamalı inverterlere benzer. Aktif doğrultucu modunda i_N , Şekil 2.10'da gösterildiği yöndedir. Sonlu bir anahtarlama frekansında i_N 'deki dalgalanmayı azaltmak için bir L_N endüktansı eklenir (kaynağın dahili empedansını artırır). Şekil 2.10'daki devrede,

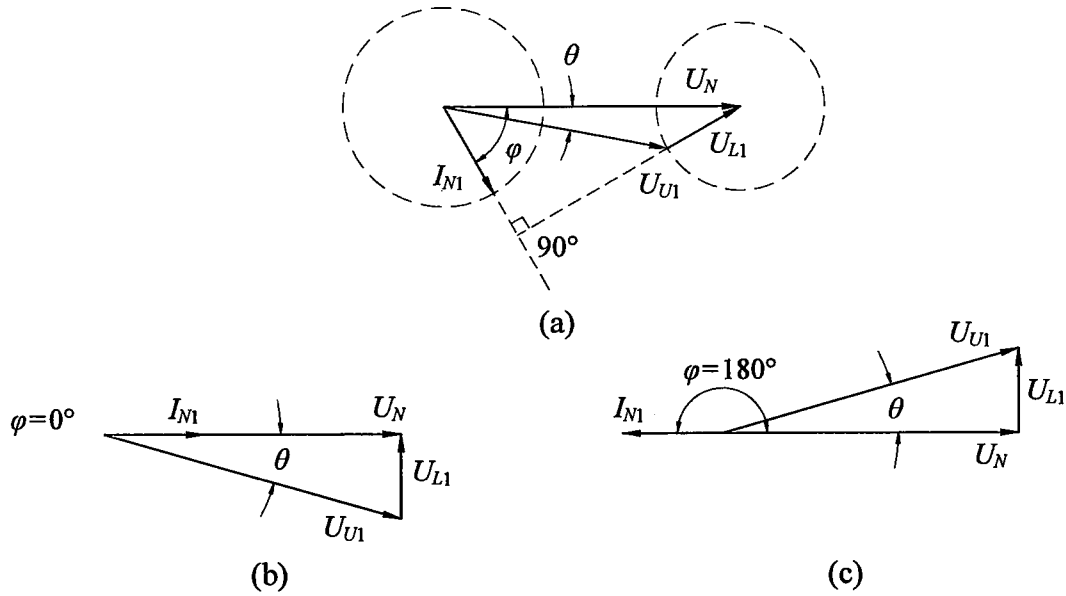
$$u_N = u_U + u_L \quad (2.22)$$

ve

$$u_L = L_N \frac{di_N}{dt} \quad (2.23)$$



Şekil 2.10 Şebeke arayüzü olarak anahtarlamalı konverter



Şekil 2.11 Doğrultucu ve inverter çalışma: (a) genel fazör diyagram (b) 1 güç faktöründe doğrultma (c) 1 güç faktöründe inverter çalışma

u_N 'i sinüsoidal varsayarak, Şekil 2.10'daki u_U ve i_N 'in temel bileşenleri sırasıyla U_{U1} ve I_{N1} fazörleri olarak ifade edilebilir. U_N 'i keyfi olarak $U_N = U_N e^{j0^\circ}$ referans fazörü seçerek, $\omega_N = 2\pi f_N$ şebeke frekansında

$$U_{L1} = j\omega_N L_N I_{N1} \quad (2.24)$$

$$U_N = U_{U1} + U_{L1} \quad (2.25)$$

(2.24) ve (2.25) eşitlikleri ile ilişkili olarak, Şekil 2.11(a)'da gösterildiği gibi, I_{N1} 'in keyfi olarak seçilmiş bir φ açısı kadar U_N 'den geri olduğu bir fazör diyagram çizilebilir.

Şekil 2.11(a)'dan $U_{L1} \cos \varphi = \omega_N L_N I_{N1} \cos \varphi = U_{U1} \sin \theta$ ve buradan konverterin ac kaynaktan çektiği aktif güç:

$$P_N = U_N I_{N1} \cos \varphi = \frac{U_N^2}{\omega_N L_N} \left(\frac{U_{U1}}{U_N} \sin \theta \right) \quad (2.26)$$

Şekil 2.11(a)'daki fazör diyagramda ac kaynaktan sağlanan Q_N reaktif gücü pozitifdir. Şekil 2.11(a)'da $U_N - \omega_N L_N I_{N1} \sin \varphi = U_{U1} \cos \theta$ olduğundan,

$$Q_N = U_N I_{N1} \sin \varphi = \frac{U_N^2}{\omega_N L_N} \left(1 - \frac{U_{U1}}{U_N} \cos \theta \right) \quad (2.27)$$

olarak ifade edilebilir. Q_N 'nin konverter tarafından çekilen reaktif güç ve L_N endüktansında harcanan gücün toplamı olduğuna dikkat edilmelidir. Bununla birlikte, çok yüksek anahtarlama frekanslarında L_N çok küçük yapılabilir, böylece Q_N yaklaşık olarak konverter tarafından çekilen reaktif güç olarak kabul edilebilir.

(2.26) ve (2.27) ile birlikte

$$\mathbf{I}_{N1} = \frac{(\mathbf{U}_N - \mathbf{U}_{U1})}{(j\omega_N L_N)} \quad (2.28)$$

önemli temel eşitlikleri teşkil ederler.

Bu eşitliklerden açıkça görülmektedir ki, verilmiş bir u_N şebeke gerilimi ve seçilmiş bir L_N endüktansı için P_N ve Q_N 'in arzu edilen değerleri, u_{U1} 'in genlik ve faz açısı kontrol edilerek elde edilebilir. Şekil 2.11(a), \mathbf{I}_{M1} 'in genliğini sabit tutarak \mathbf{U}_{U1} 'in nasıl değiştirilebileceğini gösterir. Şekil 2.11(a)'daki iki çember \mathbf{I}_{M1} ve \mathbf{U}_{U1} fazörleri tarafından izlenir.

1 güç faktöründe inverter ve doğrultucu çalışma durumları için fazör diyagramları Şekil 2.11(b) ve 2.11(c)'de gösterilmiştir. İki durumda da

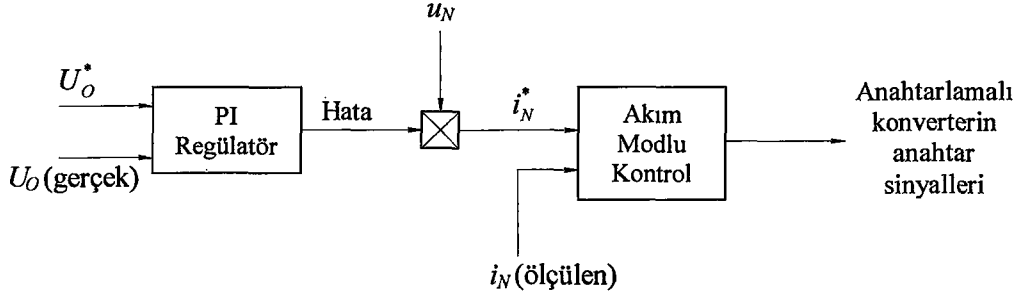
$$U_{U1} = \left[U_N^2 + (\omega_N L_N I_{N1})^2 \right]^{1/2} \quad (2.29)$$

Eğer yüksek bir anahtarlama frekansı kullanılırsa, sadece küçük bir L_N endüktansı gereklidir. Bu nedenle (2.29) eşitliği:

$$U_{U1} \approx U_N \quad (2.30)$$

Q_N de dahil güç akışının arzu edilen genliği ve yönü için U_{U1} 'in genliği ve şebeke gerilimine göre θ faz açısı kontrol edilmelidir. Şekil 2.10'da U_o , C_o kondansatörünün konverter üzerinden şarj edilmesiyle tespit edilir. U_o yeterince büyük bir genliğe sahip olmalıdır ki, konverterin ac tarafındaki u_{U1} , lineer bölgede çalışan bir darbe genişlik modülasyonu (PWM) ile üretilebilsin. i_N giriş akımındaki dalgalanmayı sınırlamak için bu gereklidir. Bu nedenle U_o , ac giriş geriliminin tepe değerinden daha büyük olmalıdır, yani

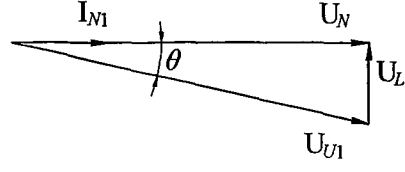
$$U_o > \sqrt{2}U_N \quad (2.31)$$



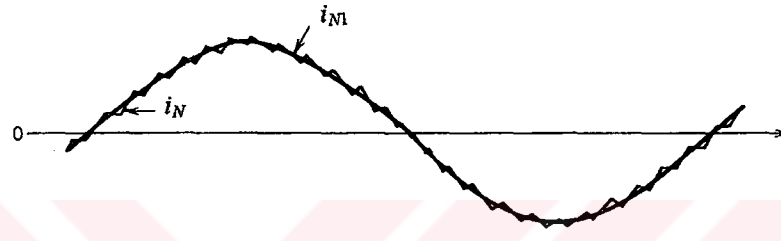
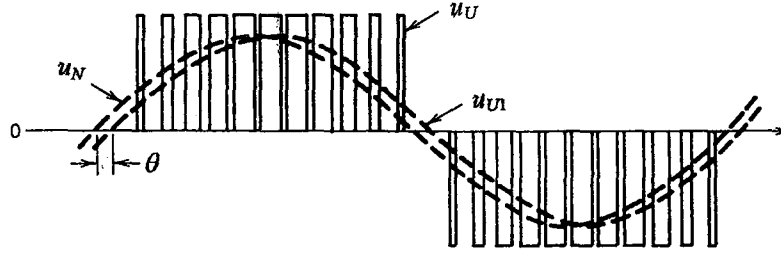
Şekil 2.12 Anahtarlama konverterin kontrolü

Şekil 2.10'da U_o 'yu U_o^* referans değerinde regüle etmek ve 1 güç faktöründe çalışmayı sağlamak için gerekli kontrol devresi, Şekil 2.12'de gösterilmektedir. U_o ve U_o^* arasındaki hatanın yükseltilmiş değeri, i_N^* referans sinyalini üretmek için u_N giriş gerilimi dalga şekli ile orantılı bir sinyal ile çarpılır. i_{N1} 'i i_N^* 'a eşit ve u_N şebeke gerilimi ile aynı fazda veya 180° faz farklı yapmak için bir tolerans bantlı kontrol veya bir sabit frekanslı kontrol gibi bir akım modlu kontrol kullanılabilir. Güç akışının yönü ve genliği, U_o 'nun arzu edilen değerine ayarlanması ile otomatik olarak kontrol edilir. Şekil 2.12'deki kontrol devresinde u_N ile orantılı sinyale faz kayması ekleyerek, u_N ve i_{N1} arasında bir faz farkı ve dolayısıyla bir reaktif güç akışı elde etmek mümkündür. 1 güç faktöründe doğrultucu çalışma için sürekli hal dalga şekilleri Şekil 2.13'te gösterilmektedir.

Daha önce de belirtildiği gibi, i_N 'in hemen hemen sinüsoidal ve U_o 'nun esasen dc olduğu bir tek fazlı devrede, Şekil 2.10'daki i , şebeke frekansının iki katında bir dalgalanmaya sahiptir. i 'deki bu dalgalanma, C_o üzerindeki dc gerilimde bir dalgalanmaya neden olur. Bu dalgalanma C_o 'ya paralel bağlanacak bir L-C filtresi ile asgariye indirilebilir. Bu, elektrikli lokomotifler gibi yüksek güçlü uygulamalarda yapılır.



(a)



(b)

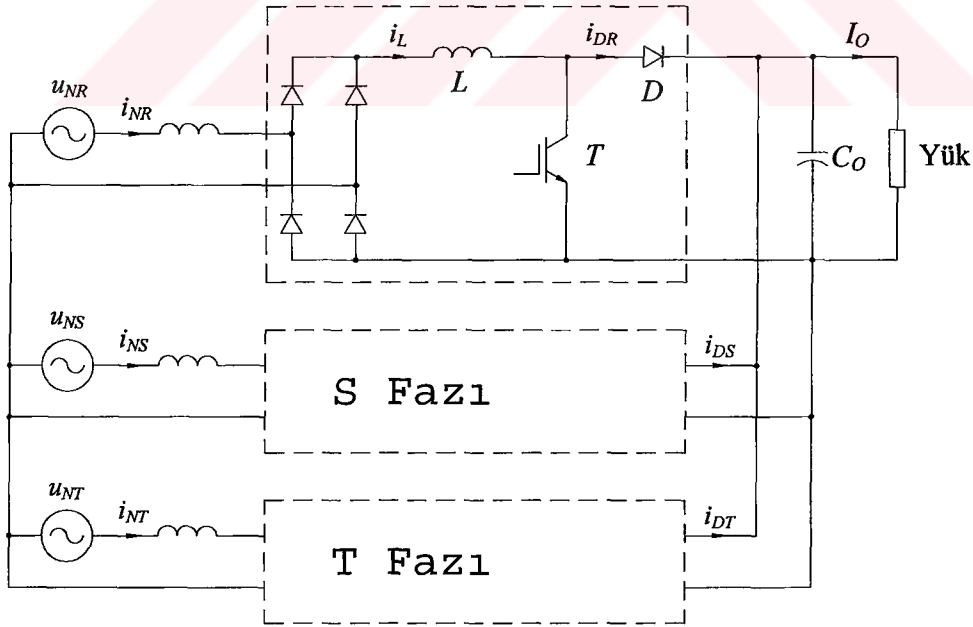
Şekil 2.13 1 güç faktöründe çalışma için Şekil 2.10'daki devrenin dalga şekilleri (a) fazör diyagram (b) devre dalga şekilleri

3. ÜÇ FAZLI AKTİF AKIM ŞEKİLLENDİRME DEVRELERİ

Üç fazlı enerji sistemlerinde düşük harmonikli, yüksek güç faktörlü doğrultma çok sayıda topoloji ve kontrol stratejileri ile gerçekleştirilebilir. Kontrol edilen anahtar sayısına bağlı olarak yüksek güç faktörlü doğrultucular tek anahtarlı ve çok anahtarlı olarak gruplandırılabilirler. Genellikle, çok anahtarlı doğrultucuların doğrultma performansları, daha yüksek güç faktörü ve hat akımında daha düşük harmonik distorsiyon sağlayabildikleri için, tek anahtarlı doğrultucularınkinden daha iyidir.

Çok anahtarlı doğrultucuların yüksek güçlü yüksek performanslı uygulamalarda kullanımı oldukça gerekli iken, anahtarların artan sayısı ve kontrol karmaşıklığı, çok anahtarlı doğrultucuları, düşük güçlü, maliyetin önemli olduğu uygulamalarda çok pahalı yapar. Örneğin, sadece hat akımının toplam harmonik distorsiyonunun %10 – %15'in altına indirilmesinin gerektiği bugünün yüksek güç faktörlü telekomünikasyon doğrultucuları, özellikle ya pasif LC filtreleri ile ya da aktif tek anahtarlı doğrultucularla gerçekleştirilirler.

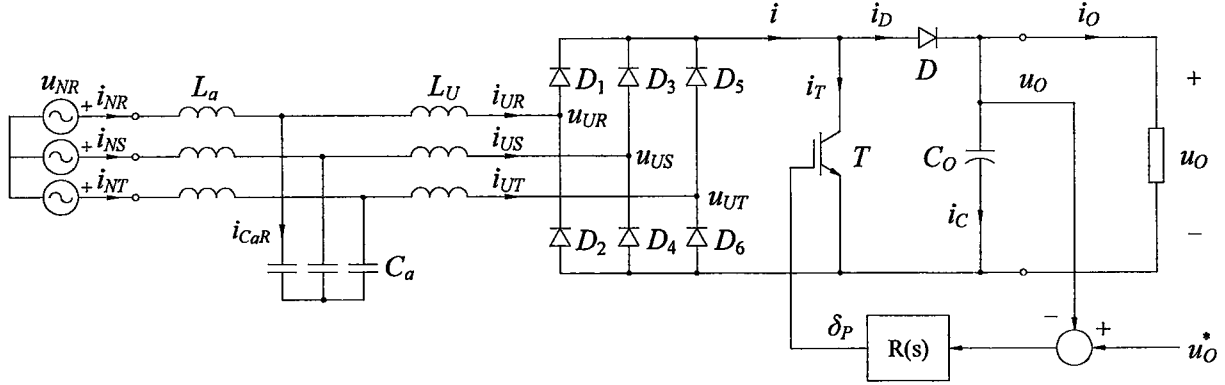
Üç fazlı giriş akımlarının aktif şekillendirilmesi için en basit yöntem, uygun giriş-çıkış bağlantıları kullanarak üç tek-fazlı boost doğrultucuyu birleştirmek olabilir (Şekil 3.1). Bu üç fazlı ac-dc konverter topolojisi yaklaşık 1 giriş güç faktörü sağlar ve orijinal faz kontrollü ac-dc konverterlerden daha üstündür. Bununla birlikte, bazı dezavantajlar da gösterir:



Şekil 3.1 Üç tek-fazlı konverterden oluşan üç-fazlı GFD konverteri

- Karmaşık giriş senkronizasyon kontrolü gerektirir.
- Üç ayrı konverter arasındaki güç devresi kontrol parametrelerindeki değişimlerden dolayı giriş akımlarının üç veya üçün katı harmoniklerinin tam eliminasyonu sağlanamaz.
- Anahtarlama frekansı yükü bağımlıdır.
- Üç faz akımları arasında girişim vardır.
- Üç fazlı ac-dc konverter için gerekli olan eleman sayısı tek fazlı ac-dc konverterdekinin 3 katıdır. (Bose, 1992)

3.1 Üç-Fazlı Tek Anahtarlı Kesintili İletim Modlu Boost Doğrultucu



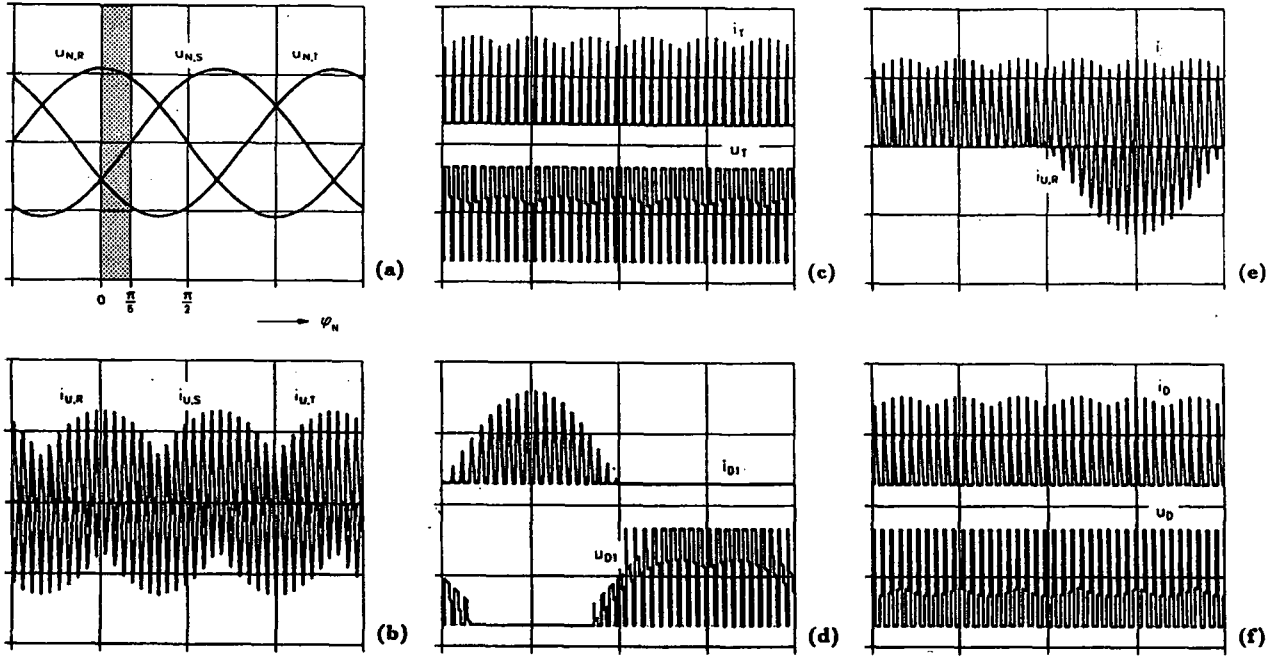
Şekil 3.2 Üç fazlı, tek anahtarlı kesintili iletim modlu bir boost doğrultucunun güç ve kontrol devresi: üç fazlı diyot köprüsünün $i_{U(RST)}$ kesintili giriş akımlarının yüksek frekans bileşenleri, L_a, C_a ile tek katlı filtre olarak basitleştirilmiş bir şebeke filtresi ile filtrelenir. Şebeke beslemesi, $u_{U(RST)}$ ideal gerilim kaynaklarının yıldız bağlantısı olarak temsil edilmektedir.

Şekil 3.2’de gösterilen tek anahtarlı kesintili akım modlu boost doğrultucu

- yaklaşık olarak sinüsoidal giriş akımları
- rezistif şebeke davranışı ve
- fazlar arası şebeke geriliminin tepe değerinden daha yüksek olan u_o çıkış geriliminin kontrol edilebilir olması

özellikleri ile karakterize edilir. Güç devresi ve kontrol devresinin çok basit yapısı münasebetiyle elektriksel sürücüler alanında bir donanım gerçekleştirmek için ve güç kaynakları teknolojisindeki ilerleme bakımından bu sistem özel öneme sahiptir, örneğin bir PWM inverterin dc gerilim bağlantısını beslemek için bu sistemin kullanılmasıyla aşağıdakiler gerçekleştirilebilir:

- şebeke üzerindeki etkilerin sınırlanması için gereken filtreleme çabasında azalma
- dc bağlantı geriliminin şebeke geriliminden bağımsız olarak sabit bir değerde kontrolü ve böylece,
- PWM inverterin nominal gücünün maksimum kullanımı ve
- farklı şebeke gerilimi nominal değerlerine uyma.



Şekil 3.3 Sabit darbe frekansında çalıştırılan üç-fazlı kesintili modlu boost doğrultucunun dijital simülasyonu (filtresiz). Sistem davranışının açık gösterimi için düşük bir darbe frekansı esas alınmıştır. T^* 'nin iletim süresi $t_{\mu 1}$, temel bileşen periyodu boyunca sabittir. (a) $u_{N(RST)}$ şebeke gerilimleri (sistem analizi için ele alınan $\varphi_N \in [0, \pi/6]$ aralığı işaretlenmiştir.) (b) Giriş faz akımları $i_{U(RST)}$ (c) i_T transistör akımı ve u_T transistör gerilimi (d) D_1 diyodunun i_{D1} akımı ve u_{D1} tıkama gerilimi. (e) Diyot köprüsü çıkış akımı i ve i_{UR} faz akımı (f) D diyodunun i_D akımı ve u_D tıkama gerilimi. Ölçek: (a) 300 V/div (b)-(f) 25 A/div, 600 V/div ($U_N = 230$ V, $U_O = 820$ V, $P_O = 5.5$ kW, $L_U = 1.25$ mH, $T_N = 20$ ms, $f_P = 1.95$ kHz).

Şebeke komütasyonlu (kontROLSÜZ) doğrultmaya nazaran oldukça küçük ek bir çaba ile bu sağlanabilir. Bununla birlikte, planlanan konverterin basit devre yapısı oldukça yüksek akım ve gerilim darbelerinin sıkıntısını çeker. Bundan dolayı, devrenin uygulama alanının tanımlanması için elemanlar üzerindeki baskıların tam bir analizi gereklidir. (Kolar vd., 1995)

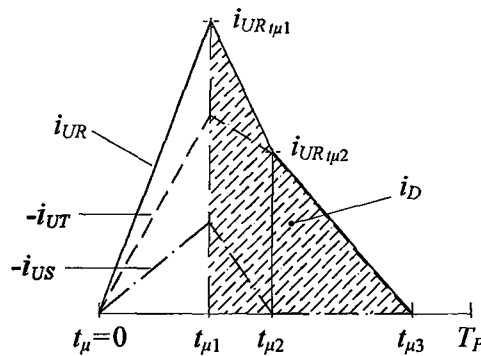
3.1.1 Çalışma prensibi

Şekil 3.2'de gösterilen sistemin kontrolü bir çıkış gerilimi kontrolörü tarafından verilen ve temel bileşen periyodu içinde sabit olan transistörün bağıl iletim oranı δ_p ve sabit darbe frekansı f_p ile sağlanır. f_p 'nin f_N şebeke frekansına senkronizasyonundan $f_p \gg f_N$ şartı için vazgeçilebilir. Bir darbe periyodu içinde yaklaşık olarak sabit olan şebeke faz gerilimleri ile ilgili olarak aşağıda $u_{NR} > 0$, $u_{NT} \leq u_{NS} \leq 0$ olduğu varsayılmaktadır. Bu, temel bileşenin $\pi/6$ kadarlık bir süresi için geçerlidir (Şekil 3.3(a)). Simetrik, tamamen saf sinüsoidal üç-fazlı şebeke gerilimi varsayımı altında sistem davranışı tanımlanır. Dc çıkış gerilimi u_O fazlar arası şebeke geriliminin tepe değerinden yeterince daha yüksek olmalıdır. (Boost konverteri yapısına göre çıkış geriliminin en düşük sınırı $\sqrt{3}\hat{U}_N$).

T transistörü kapatılmadan önce, $i_{UR} = i_{US} = i_{UT} = 0$ 'dır. (sistem kesintili modda çalışıyor) $t_{\mu} = 0$ anında T kapatılır. t_{μ} , ele alınan darbe periyodu içinde hesaba katılan yerel bir zamanı belirtir. Diyot köprüsünün dc tarafının kısa devre olmasıyla faz akımlarının yükselme hızı, faz gerilimlerinin genliği ve L_U endüktansları tarafından belirlenir. $t_{\mu 1}$ 'de T 'nin açılmasından sonra L_U endüktanslarının enerjileri D diyodu vasıtasıyla C_O çıkış kondansatörüne aktarılır. Bununla birlikte, bu enerji aktarım süresinin sadece ilk kısmında üç fazın hepsi de akımı iletir (Şekil 3.4). $t_{\mu 2}$ anında, $t_{\mu} = t_{\mu 1}$ iken en düşük genlikteki faz akımı 0 olur (elimizdeki durumda i_{US}). Sonraki ikinci enerji aktarım süresi (eşit genlikte ama ters yönde akımı ileten geriye kalan R ve T fazlarının enerji aktarımı) $t_{\mu} = t_{\mu 3}$ 'de biter. Bu nedenle, uygun boyutlandırma ile kesintili mod için $t_{\mu 3} \leq T_P$ olması garanti edilmelidir.

Şu da belirtilmelidir ki çalışma prensibi, u_{NR} , u_{NS} , u_{NT} faz gerilimlerine göre değil, u_{NRS} , u_{NST} , u_{NTR} fazlar arası gerilimlerine göre belirlenir. Bu nedenle, eğer sistemin çalışma şekli tek fazlı bir eşdeğer devre kullanılarak analiz edilirse sadece T 'nin iletim süresi içindeki akım şekli doğru olarak tanımlanabilir.

Şekil 3.3, düşük darbe frekansında çalışan üç fazlı bir boost doğrultucunun akım ve gerilim şekillerini gösterir. Kesintili giriş faz akımları $i_{U(RST)}$, ilgili faz gerilimleri $u_{N(RST)}$ ile orantılı zarfları izlerler. Seri bağlı bir L_a , C_a filtresi kullanarak (Şekil 3.2) anahtarlama frekans bileşenlerinin filtrelenmesiyle şebekenin yaklaşık olarak rezistif yüklenmesi sağlanır. Temel bileşen periyodu içinde sabit olan T 'nin iletim süresinden dolayı akım kontrolü, örneğin bağıl iletim süresinin bir sinüsoidal değişimi ile değil de doğrudan şebeke gerilimleri vasıtasıyla yapılır.



Şekil 3.4 $u_{NR} > 0$, $u_{NT} \leq u_{NS} \leq 0$ için bir darbe periyodunda ($t_{\mu} \in [0, T_P]$), konverter giriş akımları $i_{U(RST)}$ ve çıkış diyodu akımı i_D . $t_{\mu} = t_{\mu 1}$: T 'nin açılma anı.

3.1.2 Sistem analizi

3.1.2.1 Varsayımlar

Konverter sisteminin analizi için aşağıdaki basitleştirici varsayımlar yapılmaktadır.

- Saf sinüsoidal, simetrik şebeke gerilim sistemi u_{Ni} , $i = R, S, T$
- Bir şebeke filtresi (L_a, C_a) vasıtasıyla i_{Ui} konverter giriş akımlarının darbe frekansı bileşenlerinin ideal filtrelenmesi
- C_a filtre kondansatörleri üzerinde ihmal edilebilir dalgalanma gerilimi,
- L_a filtre endüktansları üzerindeki gerilim düşümlerinin genlikleri faz gerilimlerinin \hat{U}_N genliğine göre ihmal edilebilir.
- $t_{\mu 1}$ iletim zamanı, şebeke temel bileşen periyodu içinde sabittir.
- Sabit çıkış gerilimi U_O
- Sabit yük akımı I_O
- $f_P > 200f_N$ veya $T_P \ll T_N$ (şebeke faz gerilimleri bir darbe periyodu içinde yaklaşık olarak sabittir.)
- İdeal sistem elemanları (özellikle: sistem kayıplarının, ileri gerilim düşümleri, güç elektroniği elemanlarının anahtarlama zamanlarının vb. ihmal)

3.1.2.2 Analiz metodu

Aktif ve pasif elemanları boyutlandırmak için temel olarak i_i eleman akımlarının tepe değerlerinden başka ortalama ve efektif değerlerini hesaplamalıyız.

Eğer darbe frekansı, şebeke frekansına nazaran çok büyük ise toplam, yeterli doğrulukla bir integrasyonla değiştirilebilir.

$$I_{i_{ort}} = \frac{6}{\pi} \int_0^{\pi/6} \left\{ \frac{1}{T_P} \int_0^{T_P} i_i(\varphi_N, t_\mu) dt_\mu \right\} d\varphi_N \quad (3.1)$$

$$I_i^2 = \frac{6}{\pi} \int_0^{\pi/6} \left\{ \frac{1}{T_P} \int_0^{T_P} i_i^2(\varphi_N, t_\mu) dt_\mu \right\} d\varphi_N \quad (3.2)$$

Böylece elemanlar üzerindeki baskılar doğrudan analitik olarak hesaplanabilir; φ_N , temel bileşen periyodu içindeki bir darbe süresinin pozisyonunu ifade eder. t zamanı ile ilişkisi

$$\varphi_N = \omega_N t \quad (3.3)$$

ile verilir. Yukarıda bahsedildiği gibi bir üç fazlı sistemin simetrikliği integralin temel bileşenin $\pi/6$ 'lık bir süresi içinde sınırlanmasına olanak verir ($i_i = i_T$ ve $i_i = i_D$ için). Böylece, akımların karakteristik değerleri doğrudan ve analitik olarak hesaplanabilir.

Magnetik elemanların büyüklük ve ağırlıklarının asgariye indirilmesi hususunda elbette şe-

beke frekansından çok daha büyük olan bir darbe frekansında konverterin pratik gerçekleştirilmesini amaçlamalıyız. Kesintili moddan dolayı D çıkış diyodunun ters algılama akımları nedeniyle T transistörü üzerinde bir baskıdan sakınılır; bu durumda $f_p \geq 500f_N$ 'lik bir darbe frekansı sağlanabilir gözükmektedir.

3.1.2.3 Normlaştırma

Basitlik ve çıkarılan ilişkilerin geniş uygulanabilirliği için sonuçlar oransal formda temsil edilecektir;

$$t_{\mu r} = \frac{1}{T_p} t_{\mu} , \quad u_{ir} = \frac{1}{U_o} u_i , \quad i_{ir} = \frac{1}{I_n} i_i , \quad p_{ir} = \frac{1}{P_n} p_i \quad (3.4)$$

Sistem davranışını etkileyen parametreler, yani T_p , L_U ve U_o cinsinden baz büyüklükler;

$$I_n = \frac{2}{3} U_o \frac{T_p}{L_U} \quad P_n = \frac{2}{3} U_o^2 \frac{T_p}{L_U} \quad (3.5)$$

Normlaştırma dc çıkış gerilimine göre yapılır, çünkü böylece normlaştırma esası değişen şebeke gerilimi şartlarına rağmen değişmez.

3.1.2.4 Tanımlar

Dc çıkış gerilimi ile şebeke fazlar arası gerilimin tepe değeri arasındaki oran, sistemin gerilim transfer oranı olarak tanımlanır;

$$M = \frac{U_o}{\sqrt{3}\hat{U}_N} \quad M \geq 1 \quad (3.6)$$

Boost konverter yapısından dolayı çıkış gerilimi, şebeke fazlar arası geriliminin tepe değerinde ($\sqrt{3}\hat{U}_N$) bir alt sınıra sahiptir. T transistörünün rölatif (bağıl) iletim süresi

$$\delta_p = \frac{t_{\mu 1}}{T_p} \quad (3.7)$$

Güç transistörünün $t_{\mu 1}$ iletim zamanı ve kesintili moda geçişi tanımlayan maksimum enerji aktarım süresinin toplamı,

$$\delta = \frac{t_{\mu 3 \max}}{T_p} \quad (3.8)$$

ile belirlenir. Kesintili mod için $\delta \leq 1$ olması garanti edilmelidir.

3.1.3 Temel eşitlikler

(3.1) ve (3.2) eşitliklerine göre, elemanların üzerindeki akım baskılarının hesaplanması bir darbe periyodu ($t_\mu \in [0, T_p]$) içindeki akım şekline dayandırılmalıdır. 3.1.1'deki çalışma davranışının tarifinden hemen görülebileceği gibi ve Şekil 3.4'de gösterildiği gibi tüm eleman akımlarının şekli $i_{U(RST)}$ konverter giriş akımlarından doğrudan çıkartılabilir. Ayrıca, akım şeklinin matematiksel tanımı, T 'nin maksimum iletim zamanı veya kesintili modun sınırı için maksimum çıkış gücü hakkında da bir fikir verir.

Giriş akımlarının hesabı, sabit f_p darbe frekansı ve temel bileşen periyodu boyunca sabit olan T 'nin yerel iletim zamanı $t_{\mu 1}$ için yapılır. Ayrıca tamamen kesintili modlu çalışma varsayılır. Kısmen kesintisiz ve kısmen kesintili bir sistem çalışması için basit bir analitik formülasyon mümkün değildir.

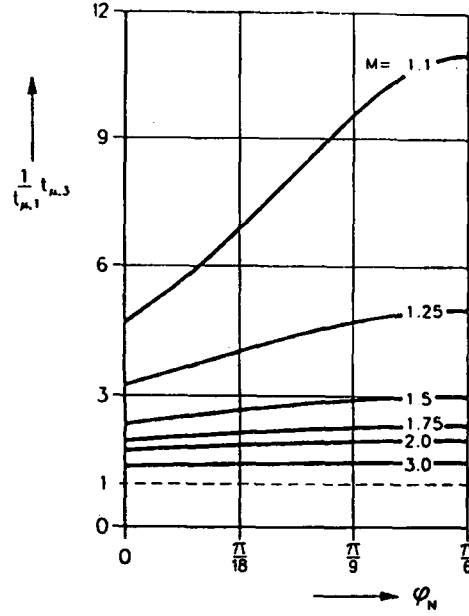
Simetrik bir şebeke gerilim sistemi varsayımı için

$$\begin{aligned} u_{NR} &= \hat{U}_N \cos \varphi_N \\ u_{NS} &= \hat{U}_N \cos \left(\varphi_N - \frac{2\pi}{3} \right) \\ u_{NT} &= \hat{U}_N \cos \left(\varphi_N + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (3.9)$$

hesaplama $\varphi_N \in [0, \pi/6]$ 'lık bir süreye sınırlanabilir (Şekil 3.3). Faz gerilimlerinin bir darbe periyodu içinde sabit olduğu varsayımından dolayı faz akımları lineer şekiller gösterir (Şekil 3.4); kısa bir hesaplamadan sonra akım değerleri:

$$\begin{aligned} t_\mu = t_{\mu 1}: \quad i_{URr\mu 1} &= \frac{\sqrt{3}}{2} \delta_p M^{-1} \cos(\varphi_N) \\ i_{USr\mu 1} &= \frac{\sqrt{3}}{2} \delta_p M^{-1} \cos \left(\varphi_N - \frac{2\pi}{3} \right) \\ i_{UTr\mu 1} &= \frac{\sqrt{3}}{2} \delta_p M^{-1} \cos \left(\varphi_N + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (3.10)$$

$$\begin{aligned} t_\mu = t_{\mu 2}: \quad i_{URr\mu 2} &= \frac{3}{2} \delta_p M^{-1} \frac{\sin(\varphi_N)}{1 + \sqrt{3} M^{-1} \sin \left(\varphi_N - \frac{\pi}{6} \right)} \\ i_{USr\mu 2} &= 0 \\ i_{UTr\mu 2} &= -i_{URr\mu 2} \end{aligned} \quad (3.11)$$



Şekil 3.5 Temel bileşen periyodu içinde, darbenin φ_N pozisyonuna bağlı olarak T güç transistörünün $t_{\mu 1}$ iletim süresine göre giriş diyot köprüsünün $t_{\mu 3}$ yerel iletim süresinin değişimi (ref (3.12)); parametre: M gerilim transfer oranı.

Köprü doğrultucunun yerel akım iletim süresinin ($t_{\mu 3}$) darbenin φ_N pozisyonuna ve gerilim transfer oranı M' ye bağlılığı aşağıdaki şekilde ifade edilir (Şekil 3.5):

$$t_{\mu 3} = t_{\mu 1} \frac{1}{1 - M^{-1} \cos(\varphi_N - \frac{\pi}{6})} \quad (3.12)$$

Bu nedenle, sürekli moda geçişi tanımlayan akım akış müddetinin maksimum süresi,

$$t_{\mu 3 \max} = t_{\mu 3|_{\varphi_N = \pi/6}} = t_{\mu 1} \frac{1}{1 - M^{-1}} \quad (3.13)$$

ile verilir. Sabit $t_{\mu 1}$ zamanından dolayı maksimum iletim süresini, maksimum enerji aktarım süresi belirler. Maksimum değer, giriş akımlarının maksimumlarında değil ($\varphi_N \in [0, \pi/6]$ için maksimum şebeke akımı R fazı için $\varphi_N = 0'$ da meydana gelir), fazlar arası gerilimlerin maksimumlarında meydana geldiğine dikkat edilmelidir ($\varphi_N \in [0, \pi/6]$ için $u_{NRT} = u_{NR} - u_{NT}$ maksimum fazlar arası gerilimini $\varphi_N = \pi/6'$ da elde ederiz). (3.7) ve (3.8) eşitlikleri incelenirse

$$\delta = \delta_p \frac{M}{M - 1} \quad (3.14)$$

elde edilir. Seçilmiş bir M değeri için $\delta = 1'$ de kesintili modun sınırını belirten bağıl iletim oranı, (3.14) ile belirlenir. Bir sistem boyutlandırması ile ilgili olarak bu iletim oranının hangi

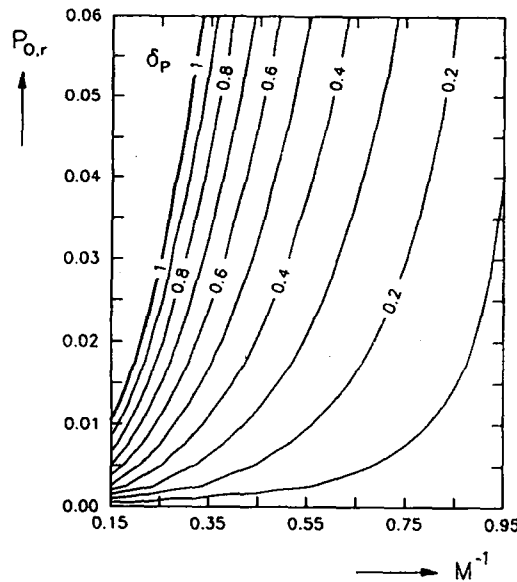
çıkış gücü ile ilgili olduğu sorulmalıdır. Sabit çıkış geriliminden dolayı çıkış gücü doğrudan i_D diyot akımının ortalama değeri $I_{D_{ort}}$ tarafından belirlenir:

$$P_{Or} \equiv I_{D_{ort}} \quad (3.15)$$

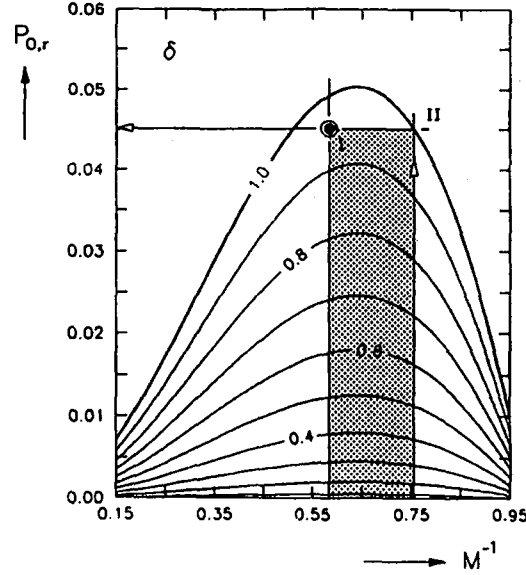
(3.1)'e göre çıkış gücü analitik olarak kapalı formda doğrudan hesaplanabilir:

$$P_{Or} = \frac{1}{2} \delta_P^2 \left[\frac{3}{\pi} \left(\frac{M}{\sqrt{M^2-3}} \left(\tan^{-1} \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{M^2-3}} + \tan^{-1} \frac{\frac{\sqrt{3}-1}{\sqrt{3}+1} M - \sqrt{3}}{\sqrt{M^2-3}} \right) + \tan^{-1} \frac{3M}{\sqrt{M^2-1}} \times \frac{\sqrt{3}-1}{\sqrt{3}+1} \sqrt{\frac{M+1}{M-1}} - \frac{\sqrt{3}}{2} M^{-1} \right) - 1 \right] \quad (3.16)$$

(3.14) ve (3.16)'nın birleştirilmesiyle şimdi konverter çıkış gücüne bağlı olarak kesintili modun sınırı belirlenebilir. Sonuç ilişkisi Şekil 3.7'de gösterilmektedir. $\delta = 1$ için sağlanan güç, aslında gerilim transfer oranının değeri tarafından belirlenir. Çıkış gerilimine nazaran küçük olan bir giriş gerilimi için (M^1 in küçük değerleri) enerjilenme süresi ($t_\mu \in [0, t_{\mu 1}]$) akım şekli içinde belirgindir; yüksek giriş gerilimi için ($M^1 \approx 1$) düşük gerilim farkından dolayı enerji aktarım süresi ($t_\mu \in [t_{\mu 1}, t_{\mu 3}]$) çok belirgindir. Her iki durumda da sadece oldukça küçük akım değerleri $i_{i\mu 1}$ ve düşük çıkış gücü değerleri elde edilir. Darbe periyodunun optimum kullanımı ve böylece yüksek çıkış gücü sadece $M^1 \approx 2/3$ veya $\sqrt{3} \hat{U}_N \approx \frac{2}{3} U_O$ için elde edilir.



Şekil 3.6 P_{Or} oransal çıkış gücünün, T 'nin bağlı iletim oranı δ_P 'ye ve gerilim transfer oranı M 'e bağlı değişimi (ref (3.16)).



Şekil 3.7 $P_{O,r}$ 'nin diyot köprüsünün maksimum iletim süresi δ 'ya ve M 'ye bağlı değişimi; $\delta=1$, kesintili ve kesintisiz mod arasındaki sınırı belirler.

Konverterin çıkış gücünü belirleyen şebeke akımının temel bileşeninin hesaplanması için güç dengesini kullanabiliriz.

$$P_O = U_O I_O = U_O I_{D_{ort}} = \frac{3}{2} \hat{U}_N \hat{I}_{N1} = P_N \quad (3.17)$$

Burada, kayıpsız çalışma varsayılmaktadır. (3.6) ve (3.15) ile aşağıdaki eşitlik elde edilir:

$$\hat{I}_{N1r} = \frac{2}{\sqrt{3}} M P_{O,r} \quad (3.18)$$

3.1.4 Eleman değerleri

Bir sistemi boyutlandırmak için pasif elemanların olduğu gibi öncelikle güç elektroniği elemanlarının akım ve gerilim baskıları da önemlidir. Aynı maddeler sistemin uygulama alanının değerlendirilmesi için gereklidir.

3.1.4.1 Güç yarı iletkenleri üzerinde tıkama gerilimi baskısı

Şekil 3.3'ün açıkça gösterdiği gibi güç elektroniği elemanları üzerindeki maksimum tıkama gerilimi baskısı çıkış gerilimi tarafından belirlenir.

$$U_{T_{max}} = U_{D_{max}} = U_{D_{i_{max}}} = U_O \quad (3.19)$$

3.1.4.2 Eleman akımlarının maksimum, ortalama ve efektif değerleri

Eleman akımlarının ortalama ve efektif değerleri (3.1) ve (3.2) belirleyici eşitlikleri kullanılarak hesaplanır; örneğin transistör akımının karakteristik parametreleri aşağıdaki gibidir:

$$I_{T_{ortr}} = \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} M^{-1} \delta_p^2 \quad (3.20)$$

$$I_{T_r}^2 = \left(\frac{1}{8} + \frac{3\sqrt{3}}{16\pi} \right) M^{-2} \delta_p^3 \quad (3.21)$$

$t_\mu \leq t_{\mu 1}$ ve $\varphi_N \in [0, \pi/6]$ açı aralığı için i_r transistör akımının yerel şekli i_{UR} akımının şekline benzerdir. Temel bileşen periyodu içindeki maksimum değer (3.10) ile verilir.

$$I_{T_{maxr}} = \frac{\sqrt{3}}{2} M^{-1} \delta_p \quad (3.22)$$

Verilen karakteristik büyüklükler şimdi tekrar ((3.16) eşitliğinin uygulanmasıyla) çıkış gücüyle doğrudan ilişkilendirilebilir (Şekil 3.7'de δ büyüklüğü için gösterildiği gibi).

L_U giriş endüktansları, üç fazlı köprünün diyotları ve çıkış diyodu üzerindeki maksimum basıncı (sistemin çalışma prensibine göre) transistör akımının global maksimum değeri ile verilir:

$$I_{T_{maxr}} = I_{D_{maxr}} = I_{U(RST)_{maxr}} = I_{Di_{maxr}} \quad (3.23)$$

Sabit çıkış akımından dolayı ve çıkış kondansatörü akımının ortalama değerinin sıfır olmasından dolayı I_C 'yi belirlemek için

$$I_{C_r}^2 = I_{D_r}^2 - I_{O_r}^2 \quad (3.24)$$

ilişkisi kullanılabilir. Çıkış kondansatörünün global maksimum değeri

$$I_{C_{maxr}} = I_{D_{maxr}} - I_{O_r} \quad (3.25)$$

Konverter giriş akımlarının anahtarlama frekansı bileşenlerinin ideal filtrelenmesi varsayımına dayanarak ac taraf konverter büyüklükleri için (3.24)'e benzer şekilde

$$I_{Ca_r}^2 = I_{Ur}^2 - I_{Nr}^2 \quad (3.26)$$

saptanabilir. Kondansatör akımının global maksimum değeri yaklaşık olarak aşağıdaki gibidir:

$$I_{Ca_{maxr}} = I_{U(RST)_{maxr}} - \hat{I}_{Nr} \quad (3.27)$$

Üç fazlı köprünün $D_{i=1..6}$ diyotlarının karakteristik büyüklükleri (devrenin çalışma prensibinden doğrudan görülebileceği gibi)

$$I_{D_{iort,r}} = \frac{1}{3}(I_{T_{ort,r}} + I_{D_{ort,r}}) \quad (3.28)$$

$$I_{D_{i,r}} = \frac{1}{\sqrt{2}}I_{U_r} \quad (3.29)$$

3.1.4.3 Güç yarı iletkenlerinin iletim ve anahtarlama kayıpları

Yarı iletkenlerin iletim kayıplarının hesabı iletim durumundaki gerilim düşümünün aşağıdaki eşitlikle yaklaşık olarak bulunmasıyla yapılabilir.

$$u_{Fi} = U_{Fi} + r_{Fi}i_i \quad (3.30)$$

Böylece genel olarak iletim kayıpları aşağıdaki gibidir:

$$P_{Fi} = U_{Fi}I_{iort} + r_{Fi}I_i^2 \quad (3.31)$$

Anahtarlama kayıpları ile ilgili olarak özellikle güç transistörü üzerindeki baskılar boyutlandırma için önemlidir. Konverterin kesintili modda çalışmasından dolayı kapama kayıpları açma kayıplarına nazaran ihmal edilebilirler. Yerel bir anahtarlama güç kaybı, bir darbe periyodu boyunca ortalama alınarak tanımlanır.

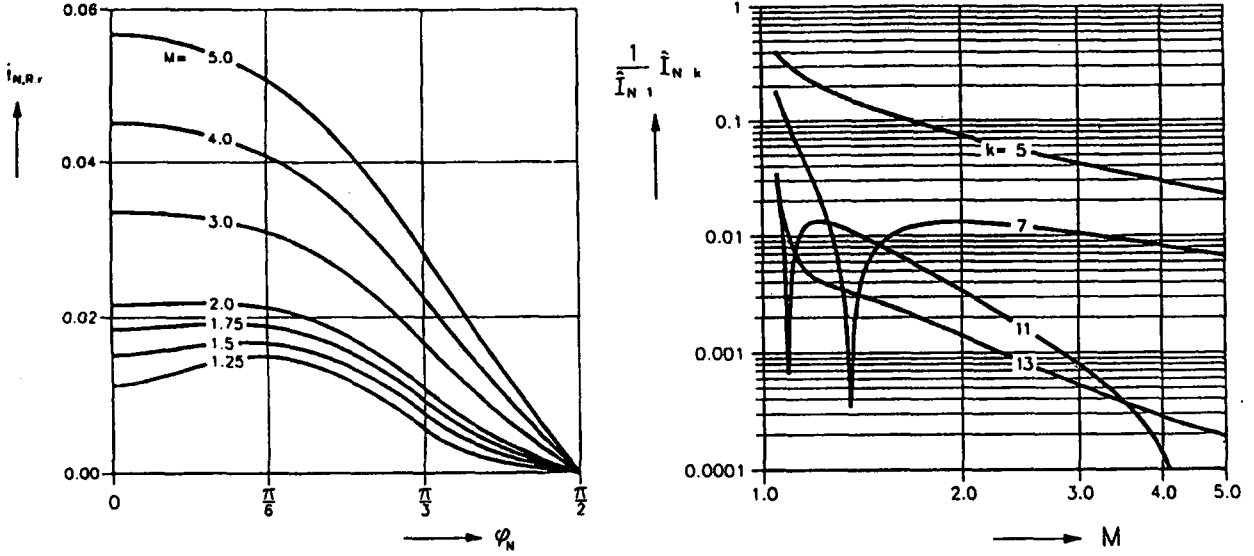
$$p_{PT} = \frac{1}{T_p} \omega_{PT} \quad (3.32)$$

p_{PT} 'nin $\varphi_N \in [0, \pi/6]$ süresi içinde ortalamasının alınması, transistör akımının global tepe değeri ile orantılı anahtarlama kayıplarını verir:

$$P_{PT} = \frac{2}{\pi} \frac{k_T U_O}{L_U} I_{T_{max,r}} \quad (3.33)$$

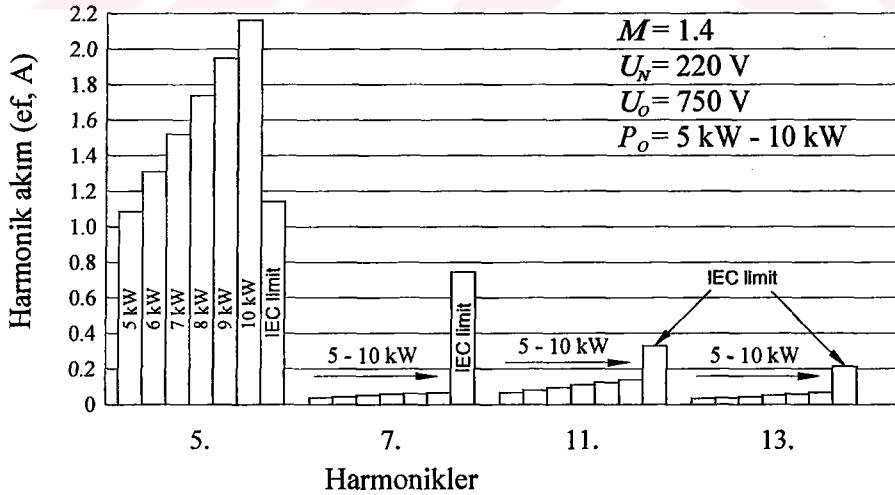
3.1.5 Şebeke akımı

Şebeke akımlarının (diyot köprüsü giriş akımlarının anahtarlama frekansı bileşenlerinin filtrelenmesinden sonra kalan) temel bileşenin ve düşük mertebeli harmonik bileşenlerinin hesabı için yerel ortalama alma kullanılabilir. Şebeke akımının, temel bileşenin 90° lik kısmı için analitik olarak hesaplanmış dalga şekilleri ve düşük frekanslı I_{Nk} harmonikleri M gerilim transfer oranına bağlı olarak Şekil 3.8'de gösterilmektedir.

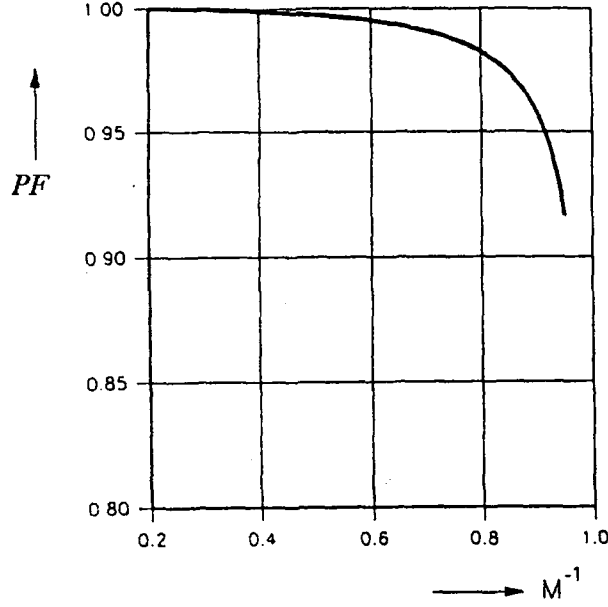


Şekil 3.8 Şebeke akımının çeyrek periyot süresince dalga şekli ve I_{Nk} düşük mertebeli akım harmoniklerinin (temel bileşene göre) M 'e bağlı değişimi

Şekil 3.8'den görülebileceği gibi sadece tek mertebeli harmoniklerden oluşan doğrultucunun şebekeden çektiği akımın spektrumunda 5. harmonik baskındır, yani en düşük mertebeli harmonik. Örneğin $M = 1.2$ 'de, 5. harmonik sonraki en büyük harmonik olan 7. harmonikten 8 kat daha büyüktür. Ayrıca, şu da eklenmelidir ki, 5. harmoniğin değeri M arttıkça düzenli bir şekilde azalır. Aslında, $M = 1.1$ 'de temel bileşenin yaklaşık % 30'undan $M = 2$ 'de yaklaşık % 7'ye azalır.



Şekil 3.9 Konverterin çektiği harmonik içeriği ile IEC555 harmonik akım sınırlarının karşılaştırılması ($M = 1.4$, $U_O = 750 \text{ V}$, $U_N = 230 \text{ V}$, $P_N = 5 - 10 \text{ kW}$)



Şekil 3.10 Gerilim transfer oranına bağlı olarak (M) güç faktörünün değişimi

Genellikle, IEC555 şartnamelerini karşılayabilecek üç-fazlı sabit frekanslı kesintili modlu boost doğrultucunun maksimum giriş gücü, giriş akımının 5. harmoniği tarafından sınırlanır. Bir örnek olarak, Şekil 3.9, $M = 1.4$ ve 5-10 kW giriş güç seviyeleri için ilgili IEC555 sınırları ile kesintili modlu boost doğrultucunun 5., 7., 11. ve 13. harmoniklerini gösterir. Şekil 3.9'dan görülebileceği gibi, $M = 1.4$ için doğrultucu, IEC555 şartlarını 5. harmonik sınırlamasından dolayı sadece 5 kW'a kadar olan güç seviyesi için karşılayabilir. Daha yüksek mertebeli yani 7., 11., 13. ... harmonikler, 10kW'ın üzerindeki güç seviyelerinde bile IEC 555 sınırlarının altındadır. (Jang ve Jovanovic, 1995)

Güç faktörü, simetrik şebeke gerilimi sisteminden dolayı

$$PF = \frac{I_{N1}}{I_N} \quad (3.34)$$

ile belirlenir. Burada, akım temel bileşenin şebeke gerilimi ile aynı fazda olduğu varsayılmaktadır.

Konverterin neden olduğu şebeke üzerindeki etkiler Şekil 3.10'dan da görülebilir. Şebeke akımının spektrumundaki düşük mertebeli harmoniklerden dolayı $M < 1.09$ için güç faktörü $PF < 0.95$ değerlerine düşer. 0.98'den büyük bir güç faktörü ($I_{Ns} < 0.2I_{N1}$) sadece $U_o > 3U_N$ ($M > 1.22$) için elde edilir. Konverterin Avrupa gerilim şebekesinde çalışması için, ki bu oldukça büyük çıkış gerilimi anlamına gelir (şebeke gerilimi tolerans bandı hesaba katılmak

üzere, $U_o > 760$ V), bugünün maksimum tıkama gerilimli (yaklaşık 1200 V) yüksek gerilimli güç transistörleri kullanılır. (Kolar vd., 1995)

3.1.6 Konverter tasarımı

Aşağıda gösterildiği gibi oransal formda temsil edilen hesap sonuçları sistem bileşenlerinin direk ve basit şekilde boyutlandırılmasına izin verir. (Kolar vd., 1995)

3.1.6.1 Tasarım prosedürü

Boyutlandırmanın esas noktası, darbe süresinin (ve böylece konverterin oransal gücünün) maksimum kullanımı için bütün giriş gerilimi ve çıkış gücü bölgesi içinde kesintili modu garanti eden L_U endüktansının değerinin hesaplanmasıdır. $P_{O_{max}}$ maksimum çıkış gücü, kontrollü çıkış gerilimi U_o ve giriş gerilimi bölgesi $\hat{U}_N \in [\hat{U}_{N_{min}}, \hat{U}_{N_{max}}]$ verilmiş olabilir.

Diyot köprüsünün bağıl iletim süresinin δ 'nın global maksimum değeri, 3.1.3'de açıklandığı gibi gerilim transfer oranı ve oransal çıkış gücü vasıtasıyla tespit edilir. Şekil 3.7'deki bağımlılığı kullanarak şimdi sistemin tüm giriş gerilimi bölgesi içinde kesintili modda ($\delta \leq 1$) çalışması için güç değerine karar verilebilir.

$$P_{O_{r,\delta \leq 1}} = \min \{ P_{O_r}(M^{-1}, \delta) \}_{M^{-1} \in [M_{min}^{-1}, M_{max}^{-1}], \delta \leq 1} \quad (3.35)$$

(3.4) ve (3.5) eşitlikleri kullanılarak endüktansın kritik (maksimum) değeri hesaplanabilir:

$$L_{U_{kr}} = \frac{2}{3} U_o^2 T_P \frac{P_{O_{r,\delta \leq 1}}}{P_{O_{max}}} \geq L_U \quad (3.36)$$

Sistemin çalışma bölgesi $P_{O_r} - M^1$ düzleminde $P_{O_r} = [0, P_{O_{r,\delta \leq 1}}]$, $M^1 \in [M_{min}^1, M_{max}^1]$ aralıkları ile tanımlanan bir dikdörtgen ile tarif edilir. Sonra, meydana gelen maksimum eleman baskıları (3.25), (3.26), (3.28) ve (3.29) eşitlikleri ile hesaplanabilir.

3.1.6.2 Tasarım örneği

$$U_N = 230V_{-15\%}^{+10\%} \quad P_O = 7.8 \text{ kW} \quad U_o = 820 \text{ V} \quad f_p = 48 \text{ kHz} \quad (T_p = 20.8 \mu s)$$

seçiyoruz. 48 kHz'lik anahtarlama frekansı, artan f_p ile azalan şebeke filtresi büyüklüğü (ve dolayısıyla konverter büyüklüğü) hususu ile f_p ile artan sistem kayıpları hususu arasında bir orta nokta teşkil eder.

Şimdiye kadar boyutlandırma ile ilgili karakteristik parametrelerin çıkartılması için $\eta=1$ varsayıldı (yani giriş ve çıkış güçleri eşitlendi, $P_N=P_O$, (3.17)). Verimi boyutlandırma içine katmak için ilk yaklaşımda daha yüksek bir (keyfi) çıkış (veya gerçek giriş gücü) P_O/η ele alınmalıdır. Tipik olarak verimin $\eta_{ac/dc} = 0.94\dots 0.96$ bölgesi içinde olduğu varsayılır. Yeterli bir boyutlandırma güvenliği için eldeki durum için boyutlandırmanın temeli olarak $\eta_{ac/dc} = 0.94$ ve dolayısıyla $P_{O_{max}} = 8.3$ kW seçiyoruz.

Minimum ve maksimum giriş gerilimi için gerilim transfer oranları (3.6) eşitliğiyle

$$M_{max} = 1.71 (U_{N_{min}} = 195.5 \text{ V})$$

$$M_{min} = 1.32 (U_{N_{max}} = 253.0 \text{ V})$$

Boyutlandırma, $P_{O_{max}}$ kesintili modun $\delta = 1$ sınırına ulaşacak şekilde yapılacaktır. Tüm giriş gerilimi bölgesi içinde $\delta \leq 1$ 'i garanti etmek için Şekil 3.7'ye göre

$$P_{Or, \delta \leq 1} = 0.045$$

seçmeliyiz. Burada M_{min} için $\delta = 1$ 'e ulaşılır (Şekil 3.7, II). $L_U = L_{Ukr}$ eşitlenirse [(3.36)] giriş endüktansları

$$L_U = 50.6 \mu\text{H}$$

Minimum ve maksimum giriş gerilimi için güç transistörünün bağıl iletim zamanı (3.16) veya Şekil 3.6 ile

$$\delta_{P_{max}} = 0.39$$

$$\delta_{P_{min}} = 0.24$$

Güç yarı iletkenlerinin ideal olarak maksimum tıkama gerilimi baskısı

$$U_{T_{max}} = U_{D_{max}} = U_{Di_{max}} = 820 \text{ V}$$

çıkış gerilimi ile belirlenir.

Elemanlar üzerindeki maksimum akım baskılarını tespit etmek için minimum giriş gerilimi $U_{N_{min}}$ (veya M_{max}) ve maksimum çıkış gücü $P_{O_{max}}$ (veya $P_{Or, \delta \leq 1}$) için verilen I çalışma noktasında 3.1.3'de verilen ilişkiler kullanılabilir.

Normlaştırma temelinde

$$I_n = 225.1 \text{ A}$$

ile akım değerleri:

$$\begin{aligned} T \text{ güç transistörü: } \quad I_{T_{\text{ort}}} &= 8.6 \text{ A (9.2 A)} \\ I_T &= 16.0 \text{ A (16.4 A)} \\ I_{T_{\text{max}}} &= 45.5 \text{ A (45.7 A)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} L_U \text{ endüktansı: } \quad I_{U(RST)} &= 17.5 \text{ A (17.7 A)} \\ I_{U(RST)_{\text{max}}} &= 45.5 \text{ A (45.7 A)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} D \text{ çıkış diyodu: } \quad I_{D_{\text{ort}}} &= 10.1 \text{ A (9.5 A)} \\ I_D &= 16.1 \text{ A (15.9 A)} \\ I_{D_{\text{max}}} &= 45.5 \text{ A (45.7 A)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Üç fazlı köprünün } D_i \text{ diyotları: } \quad I_{D_i_{\text{ort}}} &= 6.2 \text{ A (6.2 A)} \\ I_{D_i} &= 12.5 \text{ A (12.8 A)} \\ I_{D_i_{\text{max}}} &= 45.5 \text{ A (45.7 A)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} C_O \text{ çıkış kondansatörü: } \quad I_C &= 13.2 \text{ A (12.7 A)} \\ I_{C_{\text{max}}} &= 35.4 \text{ A (36.2 A)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} C_a \text{ filtre kondansatörü: } \quad I_{C_a} &= 10.0 \text{ A (10.7 A)} \\ I_{C_a_{\text{max}}} &= 25.5 \text{ A (27.3 A)} \end{aligned}$$

Not: (3.5)'e göre darbe frekansı $f_p = T_p^{-1}$ ve L_U endüktansının orantılı değişikliği için I_n ve P_n referans değerleri sabit kalır. Şimdi, boyutlandırma sırasında f_p değiştirilir ve L_U uygun olarak ayarlanırsa, elemanlar üzerindeki akım baskıları etkilenmez ve orijinal boyutlandırma değerlerinden alınabilir.

(3.15) ve (3.17) ile çıkış diyodu akımı

$$I_O = 10.1 \text{ A (10.1 A)}$$

Not: Önce de bahsedildiği gibi, boyutlandırma giriş gücüne (veya daha yüksek seçilen keyfi güce) dayandırılarak yapıldığı için, I_O için (aynı zamanda $I_{D_{\text{ort}}}$ için) çok yüksek bir değer hesaplanır. Gerçek değer aşağıdaki eşitlik vasıtasıyla belirlenebilir.

$$I_O = \frac{P_O}{U_O} = I_{D_{\text{ort}}} = 9.5 \text{ A}$$

Yine de, yüksek verimden dolayı küçük olan bu sapma çıkış diyodunun seçimini etkilemez. Şebeke akımının karakteristik değerleri

$$\hat{I}_{N1} = 20.0 \text{ A (19.9 A)}$$

$$I_N = 14.1 \text{ A (14.1 A)}$$

M_{\min} için düşük mertebeli şebeke akımı harmoniklerinin maksimum genlikleri Şekil 3.8'den, minimum güç faktörü Şekil 3.10'dan alınabilir. Şebeke üzerindeki etkiler hususunda 5. harmoniğin maksimum genliği özel öneme sahiptir:

$$\frac{\hat{I}_{N5\max}}{\hat{I}_{N1}} = 0.16 \text{ (0.15)}$$

Bu nedenle, maksimum giriş gerilimi için şebeke akımının saf sinüsoidal dalga şeklinden önemli derecede bir sapma meydana gelir. Bu güç faktörü değerinde de kendini gösterir.

$$PF = 0.985 \text{ (0.99)}$$

Aynı varsayımlarla gerçekleştirilmiş bir laboratuvar modeli üzerinde ölçülen deneysel sonuçlar eleman akımlarının ortalama ve efektif değerleri için parantez içinde verilmektedir. Ölçümlerin hesaplama sonuçlarından sapması % 7.5'un altında kalmaktadır. Ayrıca $\eta = 0.945$ olarak ölçülen verim $\eta = 0.94$ varsayımıyla birbirini tutmaktadır.

3.1.7 5. harmonik filtreli DCM boost doğrultucu

Daha önce de belirtildiği gibi, IEC555 şartnamelerini karşılayabilmek için üç-fazlı sabit frekanslı DCM boost doğrultucunun daha yüksek bir M değeri ile tasarlanması gerekir. Bununla birlikte, belirli bir şebeke gerilimi için daha büyük M değeri, daha yüksek gerilim değerli bir boost anahtarı gerektirir ki bunun verim ve maliyet üzerinde zararlı bir etkisi vardır. Ancak, IEC555 sınırları, bir 5. mertebeden harmonik filtresi kullanılarak ya da bir sonraki kısımda ele alınacağı gibi; bağıl iletim oranı, 5. harmoniği azaltmak için bir harmonik enjeksiyon sinyali ile modüle edilerek nispeten küçük bir M değeri ile karşılanabilir. (Jang ve Jovanovic, 1995)

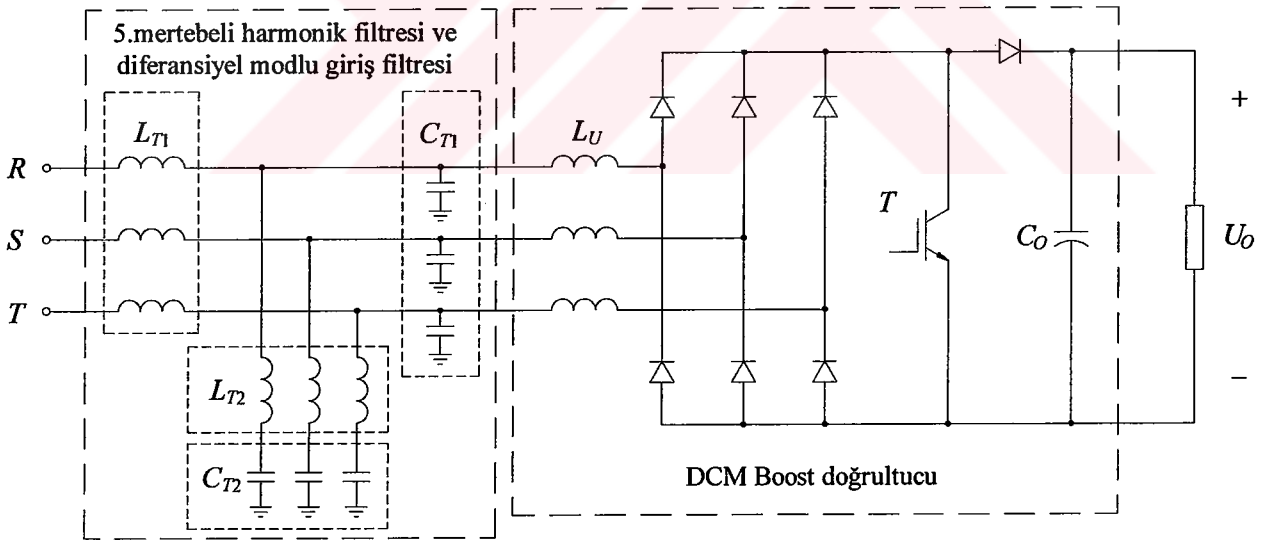
Giriş akımındaki 5. harmoniğin genliğini azaltmak için L_{T1} ve L_{T2} endüktansları ve C_{T2} kondansatöründen oluşan 5. mertebe harmonik filtresi Şekil 3.11'de gösterildiği gibi güç katının girişine eklenmesi gereklidir. $L_{T2} - C_{T2}$ seri rezonans grubunun rezonans frekansı şebeke akımının 5. harmonik frekansında seçilirse, doğrultucu akımının 5. harmoniği, kaynağa doğru değil, çoğunlukla $L_{T2} - C_{T2}$ kolundan akacaktır. C_{T1} filtre kondansatörünün eklenmesiyle L_{T1} endüktansından bir diferansiyel modlu giriş filtresinin bir parçası olarak da yararlanılabilir.

Şekil 3.12, harmonik filtresi ve onun frekans cevabını gösterir. Bu filtre, DC ve f_c kesim frekansı arasında bir bant geçişine sahiptir ve f_c 'den f_∞ sönüm frekansına keskin bir azalma gösterir. Şekil 3.12'deki filtrenin karakteristikleri tamamen aşağıdaki tasarım eşitlikleri ile tanımlanır:

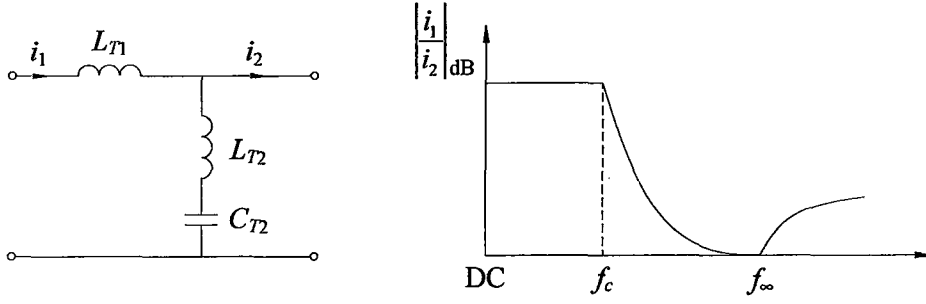
$$q = \sqrt{1 - \frac{f_c^2}{f_\infty^2}}, \quad L_{T1} = qL_k, \quad L_{T2} = \frac{1-q^2}{q}L_k$$

$$C_{T2} = qC_k, \quad f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_k C_k}}, \quad f_\infty = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{T2} C_{T2}}} \quad (3.37)$$

q oranı, genliğin f_c 'den f_∞ 'a eğim karakteristiğini temsil eder. Eğer $q=1$ olursa, L_{T2} sıfır olur ve L_{T1} ve C_{T2} , sırasıyla L_k ve C_k 'ya eşit olur. Böylece bu devre, L_k ve C_k , f_c kesim frekansını belirleyen filtre elemanları olmak üzere basit bir L-C alçak geçiren filtresi olur. Şekil 3.12'deki filtrede q 'nın azalmasıyla filtrenin zayıflatma oranı artar. q yaklaşık 0.6 olarak tasarlandığı zaman geçiş bandının en büyük kısmı üzerinde filtre, en düşük empedansa sahiptir. Yine de, q 'nın değeri, zayıflatma performansı, hacim ve maliyet arasında orta bir nokta olacak şekilde seçilmelidir.

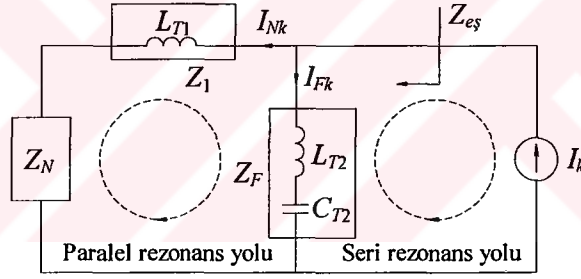


Şekil 3.11 5. harmonik filtrelili üç-fazlı tek anahtarlı DCM boost doğrultucu

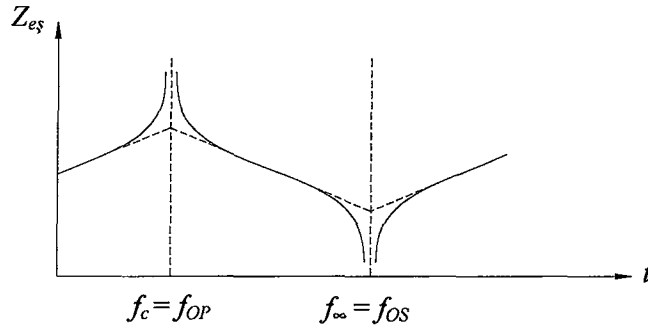


Şekil 3.12 Harmonik filtre devresi ve frekans cevabı

Harmonik üreten güç sistemlerinde (örneğin DCM boost doğrultucu) bir harmonik filtresi kullanmak rezonanslara yol açabilir. Filtre ve enerji hattı reaktif elemanlarının bulunmasından dolayı bir güç sisteminde hem seri hem de paralel rezonans meydana gelebilir. Şekil 3.13, doğrultucu köprüsü ve harmonik filtresinden oluşan güç sisteminin eşdeğer harmonik devresini gösterir. Şekil 3.13'te DCM boost doğrultucu bir harmonik akım kaynağı olarak modellenmiştir. Z_F , Z_1 ve Z_N sırasıyla filtre ve hat empedanslarıdır. $Z_S = Z_1 + Z_N$ olmak üzere, harmonik filtresine doğru akan harmonik akım,



(a)



(b)

Şekil 3.13 Harmonik filtre rezonansları

$$I_{Fk} = I_k \frac{Z_1 + Z_N}{Z_1 + Z_N + Z_F} = I_k \frac{Z_S}{Z_S + Z_F} \quad (3.38)$$

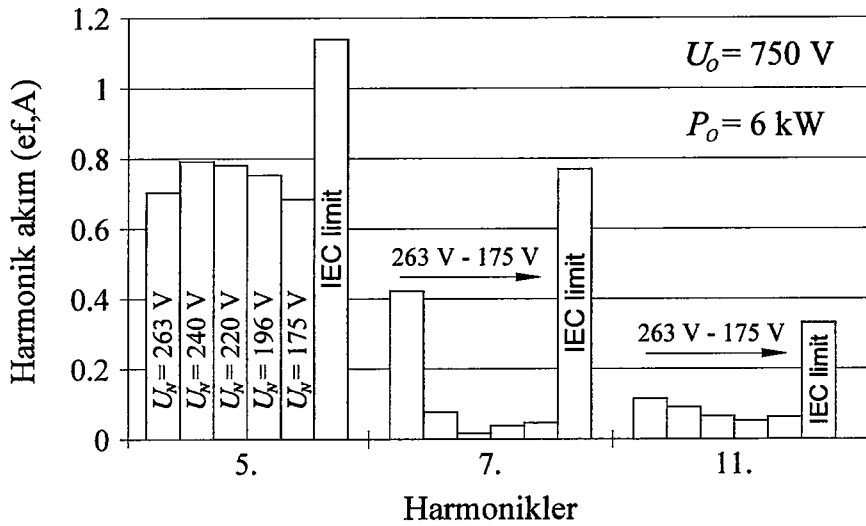
ve kaynağa doğru akan akım

$$I_{Nk} = I_k \frac{Z_F}{Z_1 + Z_N + Z_F} = I_k \frac{Z_F}{Z_S + Z_F} \quad (3.39)$$

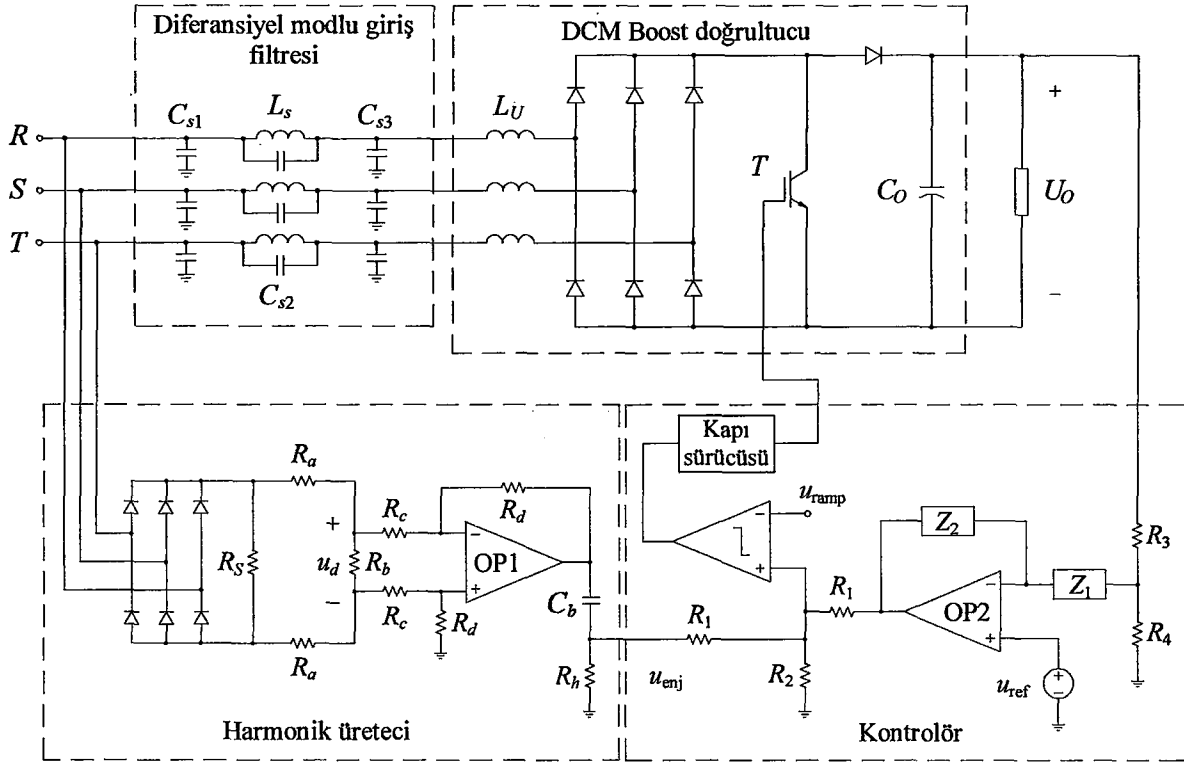
Seri rezonans frekansında $f_{OS} = f_{\infty}$, $|Z_F| \ll |Z_S|$ olduğundan harmonik akımın çoğu Z_F endüktansından akar. Bununla birlikte, paralel rezonans frekansında (f_{OP}) $|Z_F| = |Z_S|$ olur ve filtre ve ac kaynaktan oluşan çevrim içerisinde yüksek bir sirkülasyon akımı dolaşır. Bu nedenle, bu problemten kaçınmak için filtrenin kesim frekansı olası frekans değişimleri de dahil 5. harmonik frekansının daima altında olmalıdır.

50 Hz'lik şebeke frekansı için 5. harmonik filtresi 250 Hz'lik bir f_{∞} frekansına sahip olmalıdır. Filtrenin kesim frekansının 250 Hz'in altında olmasını garanti etmek için f_c kesim frekansı, yaklaşık olarak $f_{\infty} - \%10$ veya 225 Hz olacak şekilde seçilmelidir.

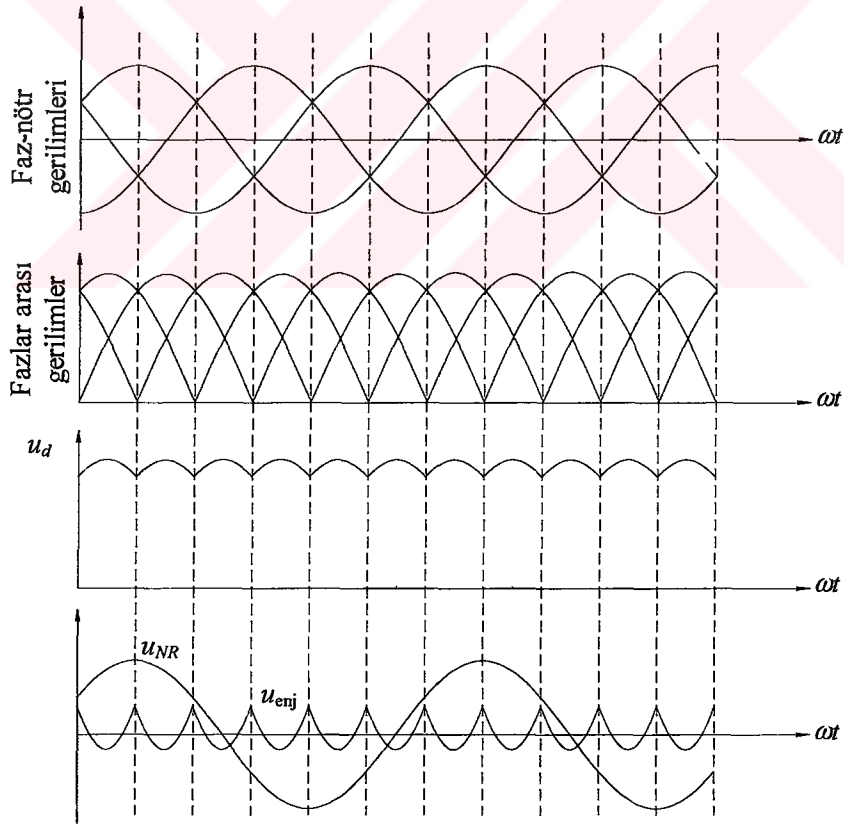
Şekil 3.14'de, farklı giriş gerilimleri için, 5. harmonik filtreli DCM boost doğrultucunun giriş akımının harmonik içeriği ile IEC555 harmonik akım sınırlarının karşılaştırılması gösterilmektedir. Şekil 3.14'ten görüldüğü gibi, harmonik filtresi giriş akımının 5. harmoniğini azaltmıştır. Tam yükte ve $U_o = 750$ V'luk çıkış geriliminde bu doğrultucunun ortalama THD'u % 8.5 ve ortalama verimi % 96.7'dir. Bununla birlikte, bu devrenin ağırlığı ve hacmi, reaktif elemanlar nedeniyle oldukça büyüktür.



Şekil 3.14 5. harmonik filtreli DCM boost doğrultucunun giriş akımındaki harmoniklerin IEC555 harmonik akım sınırları ile karşılaştırılması



(a)



(b)

Şekil 3.15 Harmonik enjeksiyon devreli üç-fazlı tek anahtarlı DCM boost doğrultucu
(a) devre şeması (b) dalga şekilleri

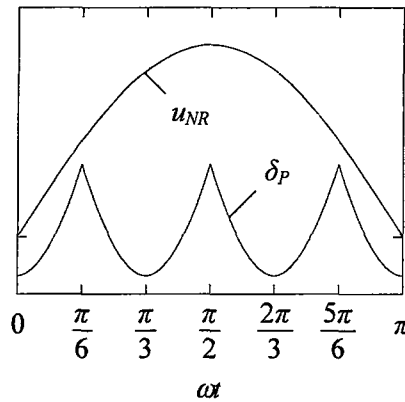
3.1.8 Harmonik enjeksiyon devreli DCM boost doğrultucu

Harmonik enjeksiyon yöntemi, boost anahtarının gerilim baskısını arttırmaz ve gerçekleştirilmesi için sadece birkaç ek eleman gerektirir. Şekil 3.15’de gösterilen teknikte, 5. harmoniği azaltmak ve doğrultucu giriş akımlarının THD’nu iyileştirmek için, fazlar arası gerilimlerden elde edilen doğrultulmuş gerilimin ac bileşeniyle orantılı bir gerilim sinyali, doğrultucunun bağıl iletim oranını şebeke periyodu içinde değiştirmek için çıkış gerilimi geri besleme çevrimine enjekte edilir.

Şekil 3.15(a)’daki devrede, şebeke gerilimleri önce üç fazlı köprü doğrultucu tarafından doğrultulur, sonra R_a-R_b omik gerilim bölücü ile zayıflatılır. R_b üzerine aktarılan doğrultulmuş, zayıflatılmış şebeke gerilimi (u_d), önce OP1 diferansiyel amplifikatörü tarafından evrilir, sonra dc bileşenini kaldırmak ve u_{enj} enjeksiyon sinyalini üretmek için C_b-R_h yüksek geçiren filtresinden geçirilir. Son olarak u_{enj} , R_1 toplama direnci üzerinden PWM komparatörün evirmeyen girişine enjekte edilir.

Şekil 3.15(b)’de gösterilen u_{enj} sinyali PWM modülatöre enjekte edilerek, giriş akımının 5. harmoniği ve THD azalacak şekilde, bağıl iletim oranı değiştirilmiş olur. δ_p bağıl iletim oranı, doğrultulmuş fazlar arası giriş geriliminin ac’ye çevrilmiş bileşeniyle orantılı olduğundan, δ_p ’nin değişimi temel bileşenin yarısı boyunca faz nötr gerilimi ile birlikte Şekil 3.16’deki gibi çizilebilir. Şekil 3.16’deki $\delta_p(\omega t)$ periyodik fonksiyonu, m modülasyon indeksi olmak üzere,

$$\delta_p = \frac{m}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k 6}{(6k)^2 - 1} \cos(6k\omega t) \quad (3.40)$$

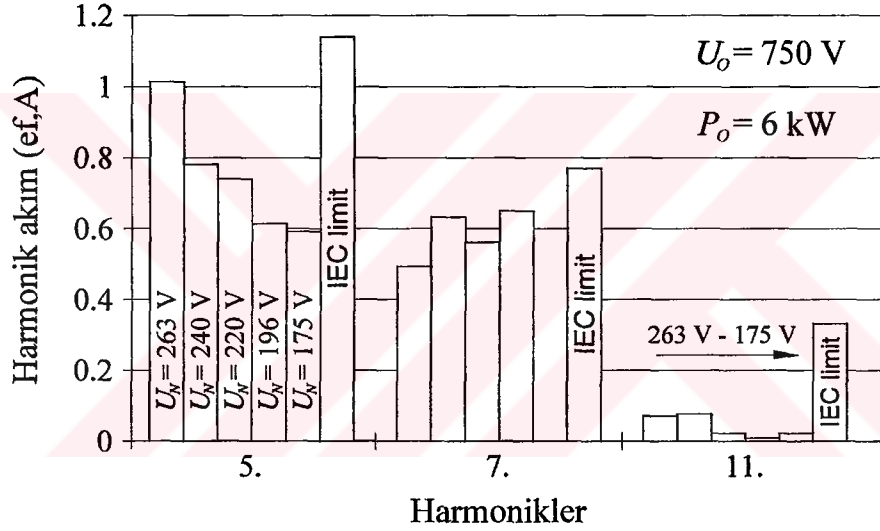


Şekil 3.16 Bağıl iletim oranının değişimi

olarak ifade edilebilir. (3.40) eşitliğinden görülebileceği gibi enjeksiyon sinyali, sadece 6. harmonik değil aynı zamanda 12., 18., vb. gibi daha yüksek mertebeli harmonikler de içerir. Bu yüksek mertebeli harmonikler nedeniyle THD, sadece 6. harmonik enjeksiyonuna nazaran daha fazla azalmış olur.

Belirlenmiş bir M gerilim kazancı için, minimum THD'ü sağlayacak olan en uygun m modülasyon indeksi tespit edilebilir. IEC555 şartnamelerini karşılayacak şekilde doğrultucunun giriş gücünü maksimum yapmak için, 5. ve 7. mertebeli harmoniklerin oranı, ilgili IEC555 sınırlarına eşit olacak şekilde m modülasyon indeksi tespit edilmelidir.

Harmonik enjeksiyonlu DCM boost doğrultucunun IEC limitlerine uygunluğu Şekil 3.17'de gösterilmektedir. Tam yükte ve $U_o = 750$ V'luk çıkış geriliminde bu doğrultucunun ortalama THD'ü % 10.2 ve ortalama verimi % 97.2'dir.



Şekil 3.17 Harmonik enjeksiyon devreli DCM boost doğrultucunun giriş akımındaki harmoniklerin IEC555 harmonik akım sınırları ile karşılaştırılması

3.2 Yumuşak Anahtarlama Teknikleri

Yumuşak anahtarlama teknikleri, uygun bir anahtarlama şartı yaratmak için anahtarlama anında anahtarın akım veya gerilim dalga şeklini şekillendirir. Bu nedenle, anahtarlama kayıpları ve anahtarlama sırasında di/dt ve du/dt önemli derecede azalır ve yumuşak anahtarlama konverterlerin, geleneksel darbe genişlik modülasyonlu (PWM) güç konverterlerinden daha yüksek anahtarlama frekanslarında çalışmalarına olanak sağlar. Ayrıca, yumuşak anahtarlama konverterlerde di/dt ve du/dt 'nin daha düşük olmasının, eleman gerilimindeki sıçramalar, konverter güvenilirliği ve EMI gürültüsü üzerinde de olumlu bir etkisi vardır. Yüksek

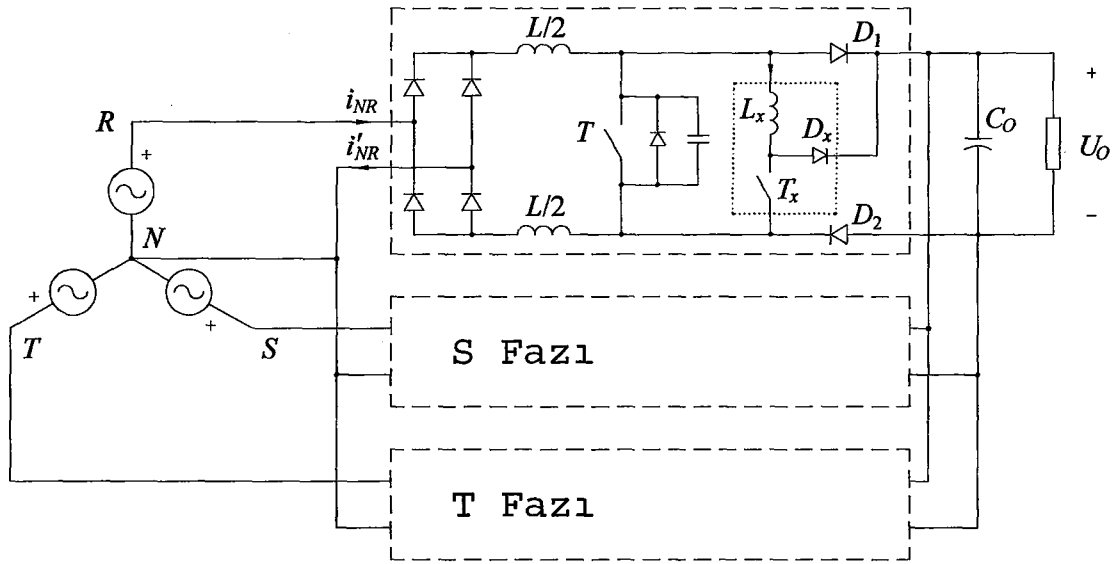
anahtarlama frekanslarından dolayı azalan reaktif eleman gereksinimleri ve daha düşük anahtar gerilim-akım sınır değerleri, maliyetin düşmesi anlamına da gelir. Bu nedenle, yumuşak anahtarlama bir GFD devresinde çok önemli bir konudur ve dikkatlice incelenmeyi gerektirir.

Çoğu yumuşak anahtarlama tekniği, dc-dc konverterler içinde ortaya çıkmış ve rezonans devreli, sözde-rezonans devreli konverterler, çoklu rezonans devreli konverterler, sözde kare dalgalı PWM konverterler ve sıfır gerilim geçişi (ZVT, *zero voltage transition*) ve sıfır akım geçişi (ZCT, *zero current transition*) içeren yumuşak geçişli PWM teknikleri ile gelişmiştir. Üç-fazlı konverterlerdeki yumuşak anahtarlama tekniklerinin gelişimi esasında dc-dc konverter karşılıkları ile bağdaşmaktadır.

Yumuşak geçiş teknikleri, anahtarlama geçişleri sırasında sadece kısa bir süre içinde konverterin çalışmasını değiştirir ve konverterin sabit frekanslı PWM ile kontrol edilebilmesine izin verir. Bir yumuşak geçişli konverter, PWM karşılığındaki gibi benzer gerilim/akım baskıları sirkülasyon enerjisine sahiptir. Üç fazlı GFD konverterleri genellikle oldukça yüksek güçlerle ilgili olduğundan, yumuşak anahtarlama fonksiyonunun anahtar gerilim/akım baskılarını ve konverterin kontrol karmaşıklığını önemli derecede arttırmaması önemlidir. Çoğu GFD uygulamaları için yumuşak geçiş teknikleri, diğer yumuşak anahtarlama tekniklerinden daha verimlidir.

Bir güç şekillendirme sisteminde gücü kontrol etmek için iki temel yaklaşım vardır. İlk yaklaşım, giriş akımı kontrolünü, yük gerilimi regülasyonunu ve olası giriş/çıkış izolasyonunu bir güç katında bütünleştiren tek katlı konverter devresidir. İkinci yaklaşım ise geleneksel iki katlı düzendir; yük regülasyonu ikinci bir çevirici kat ile sağlanırken, giriş katı (örneğin bir GFD konverteri) giriş akımlarını kontrol eder ve kabaca regülasyonlu bir çıkış gerilimi sağlar. Tek katlı yaklaşımda iki katlı yaklaşımdaki dc ara devre yoktur ve bazı uygulamalar için onu görünüşte çekici yapan daha basit bir yapıya sahip olabilir. Bununla birlikte, tek katlı yaklaşımla birlikte kontrol karmaşıklığı artar ve tüm yarı iletken elemanlar giriş gerilimindeki değişiklik ve bozukluklara maruz kalır ve iki katlı yaklaşımdakinden daha yüksek gerilim ve akım baskılarına sahip olabilir. Bu nedenle, tek katlı yaklaşım ister istemez performans ve maliyet avantajlarında iki katlı yaklaşımı geçemez. (Mao vd., 1997)

3.2.1 Üç tek-fazlı GFD konverterlerinden oluşan üç fazlı sıfır gerilim geçişli GFD konverteri



Şekil 3.18 Tek fazlı konverterlerden oluşan üç fazlı sıfır gerilim geçişli GFD konverteri

Bir üç fazlı uygulamada bir GFD konverteri gerçekleştirmenin basit bir yolu, her biri bir dc-dc konverter tarafından izlenen ve her faz için bir tane olmak üzere giriş tarafında üç tek-fazlı boost doğrultucuyu birleştirmektir. Bu konfigürasyon, Şekil 3.18'de görüldüğü gibi üç tek-fazlı GFD konverterinin çıkışları direk olarak birleştirilerek basitleştirilmiştir. Sadece bir dc-dc konverter gerektiği için bu basitleştirme maliyette önemli azalmaya neden olur. C_o çıkış kondansatörü, üç konverter tarafından paylaşılır ve üzerindeki gerilim dengeli şartlarda düşük frekanslı dalgalanma içermez. Bu nedenle, giriş akımı referanslarını bozmadan hızlı gerilim kontrolü kullanılabilir. Bu konfigürasyonun temel problemi, bir faz modülüne giren akım ile dönüş akımının aynı olmamasıdır ki bu, üç faz arasında kontrol karmaşıklığına neden olur. Örneğin Şekil 3.18'de i_{NR} , genellikle i'_{NR} ile eşit değildir. Akım kalitesi, tek fazlı GFD uygulamalarinkine nazaran ciddi şekilde bozulmaktadır. Üç faz arasındaki girişimi azaltmak için her tek fazlı doğrultucudaki boost endüktansı ve serbest geçiş diyodu, Şekil 3.18'de gösterildiği gibi ikiye ayrılır. Yine de bu önlemlerle bile, giriş akımının toplam harmonik distorsiyonu hala % 10 civarındadır.

Bu konfigürasyonun temel avantajı, iyi bilinen tek fazlı GFD tekniklerinin direk olarak kullanılabilmesidir, bu nedenle küçük bir geliştirme çabası gerektirir. Örneğin Şekil 3.18'de noktalı çerçeve içinde gösterilen ZVT devresi ile belirtildiği gibi tek fazlı GFD devreleri için uygulanan yumuşak anahtarlama teknikleri direk olarak kullanılabilir. R fazı için T_x , L_x ve D_x 'den oluşan yardımcı ZVT devresi, diyot ters algılama kaybı ve anahtar kapama kaybını

yok etmek için kullanılır. T_x yardımcı anahtarı daima T ana anahtarından önce kapatılır, böylece L_x 'in akım giriş endüktans akımları ile yüklenecektir ve D_1 ve D_2 ana diyodu sıfır akımla kesimdedir. L_x ve T 'nin paralel kondansatörü arasındaki rezonans, anahtar gerilimini sıfıra çeker ve sıfır gerilimli kapama şartı yaratır. Azalan anahtarlama kaybından dolayı konverter verimi sıfır gerilim geçişinin uygulanması ile artar. Üç fazın konverterleri bağımsız olarak çalıştırılabildiğinden bu düzenin tabiatında bazı üstünlükleri vardır. Bununla birlikte, ana akım yolu üzerinde, gerçek bir GFD konverterindekinden çok daha fazla yarı iletken eleman ve dolayısıyla da daha fazla güç kaybı vardır. Sonuç olarak verim, diğer birçok konfigürasyondan daha düşüktür. 1.7 kW çıkış gücü, 90 V efektif giriş ve 380 V çıkış gerilimlerine sahip 100 kHz'lik bir prototip üzerinde ölçülmüş verim % 90'dır. Oldukça düşük verimi ve yüksek giriş akımı distorsiyonundan dolayı, bu konfigürasyon yüksek güçlü yüksek performanslı uygulamalar için uygun değildir.

3.2.2 Üç fazlı tek anahtarlı DCM doğrultucular

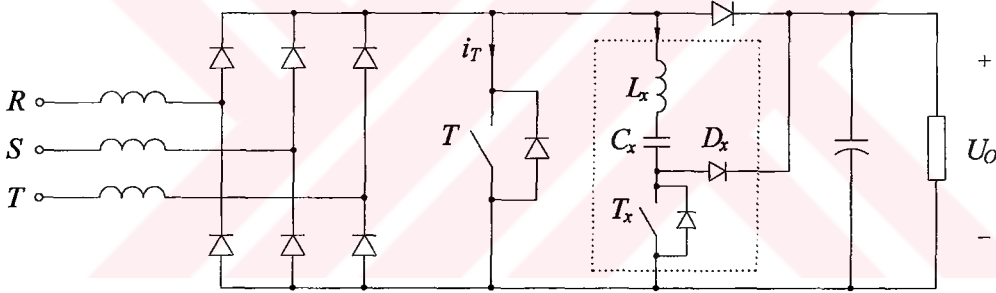
Boost, buck-boost, flyback, Sepic, Cuk ve zeta konverterleri sabit iletim süreli veya sabit bağımlı iletim süreli kesintili akım modunda (DCM) çalıştırılırlarsa yüksek güç faktörü kolaylıkla elde edilebilir. Sadece bir aktif anahtar gerektiren böyle birçok üç fazlı GFD konfigürasyonları geliştirilmiştir. Şekil 3.19'da gösterilen tek anahtarlı boost doğrultucu, basitliği ve oldukça iyi performansından dolayı bu kategorideki en popüler konfigürasyondur. Genellikle konverter, anahtarın bağımlı iletim süresini pratik olarak bir şebeke periyodu boyunca sabit tutan bir gerilim çevrimi tarafından kontrol edilir, böylece her giriş akımı ilgili faz gerilimleriyle orantılı bir zarfa sahiptir. Çıkış gerilimini ayarlamak için bir imkan sağlayan bağımlı iletim süresi, giriş akımının genliğini ve dolayısıyla giriş gücünü belirler. Giriş akımının tepe değeri, her anahtarlama periyodunda sinüsoidal giriş gerilimi ile orantılı olmasına rağmen ortalama giriş akımı, süresi, çıkış ve giriş gerilimleri arasındaki fark tarafından belirlenen deşarj safhası sırasında endüktans akımı tarafından bozulur. Bozulmayı azaltmak için, deşarj safhasının süresini sınırlamak için çıkış gerilimi, giriş geriliminin tepe değerinden yeterince daha yüksek olmalıdır.

Şekil 3.19(b), giriş akımı THD'nun, M gerilim kazancına bağlı değişimini göstermektedir. Giriş akımı THD'u, değişken bağımlı iletim süresi, değişken anahtarlama frekansı veya harmonik enjeksiyonu gibi değiştirilmiş kontroller ile belli bir dereceye düşürülebilir. Ancak yine de, bu artırılmış kontrol teknikleri ile bile giriş akımlarının THD'u M 'in büyük değerleri için hala yüksektir. Daha yüksek çıkış gerilimi, daha yüksek iletim kayıplarına ve anahtar baskılarına neden olduğundan ve daha büyük boost endüktansı gerektirdiğinden, maksimum uygula-

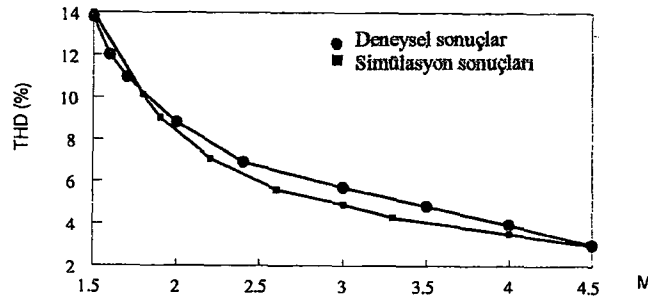
nabilir güç, pratik olarak çıkış gerilimi ve giriş akımı kalitesi arasındaki ilişki tarafından sınırlanır. Maksimum uygulanabilir güç 10 kW'ın altındadır.

DCM çalışmadan dolayı, üç fazlı tek anahtarlı ana anahtar daima sıfır akımla kapatılır ve bu nedenle çok düşük kapama kayıplarına sahiptir. Bununla birlikte, yüksek akım altında açılır ve bu nedenle yüksek açma kayıplarına sahiptir. Açma kayıplarını düşürmek için Şekil 3.19(a)'da gösterilen basit bir ZCT konfigürasyonu geliştirilmiştir. T_x daima T 'den önce kapatılır, böylece yardımcı devredeki rezonans akımı ana anahtarın akımını sıfır yapmaya zorlayarak sıfır akımlı açma şartı yaratır. 4 kW çıkış gücü, 120 V efektif giriş gerilimi ve 600 V çıkış gerilimi olan 50 kHz'lik bir prototip üzerinde ölçülmüş verim % 95.2'dir.

Boost topolojisinin çıkış katını değiştirerek, değişik birkaç topoloji geliştirilmiştir. Sepic ve Cuk düzenlerinde, ikinci kattaki dc-dc konverteri kolaylaştırmak için gerilim kazancı düşürülebilir. Çıkış endüktansını bir transformatörle ve giriş-çıkış izolasyonu ile değiştirerek tek katlı GFD devresi yapılabilir. Bununla birlikte, anahtar ve kondansatör, yüksek gerilim baskılarına maruz kalır ve artan sirkülasyon akımından dolayı iletim kayıpları artar.



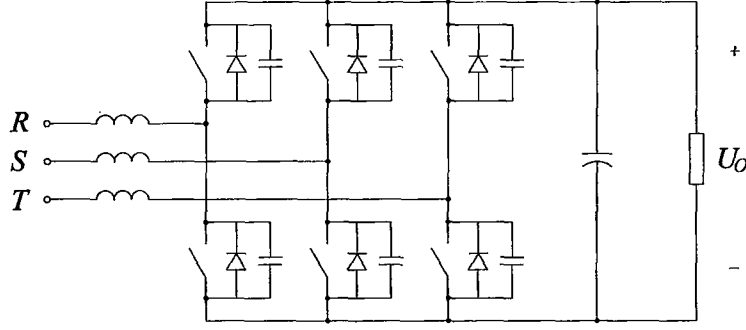
(a)



(b)

Şekil 3.19 Tek anahtarlı DCM boost doğrultucu (a) Topoloji (ZCT devresi noktalı çerçeve içinde gösterilmiştir.) (b) Gerilim kazancına göre akım kalitesi

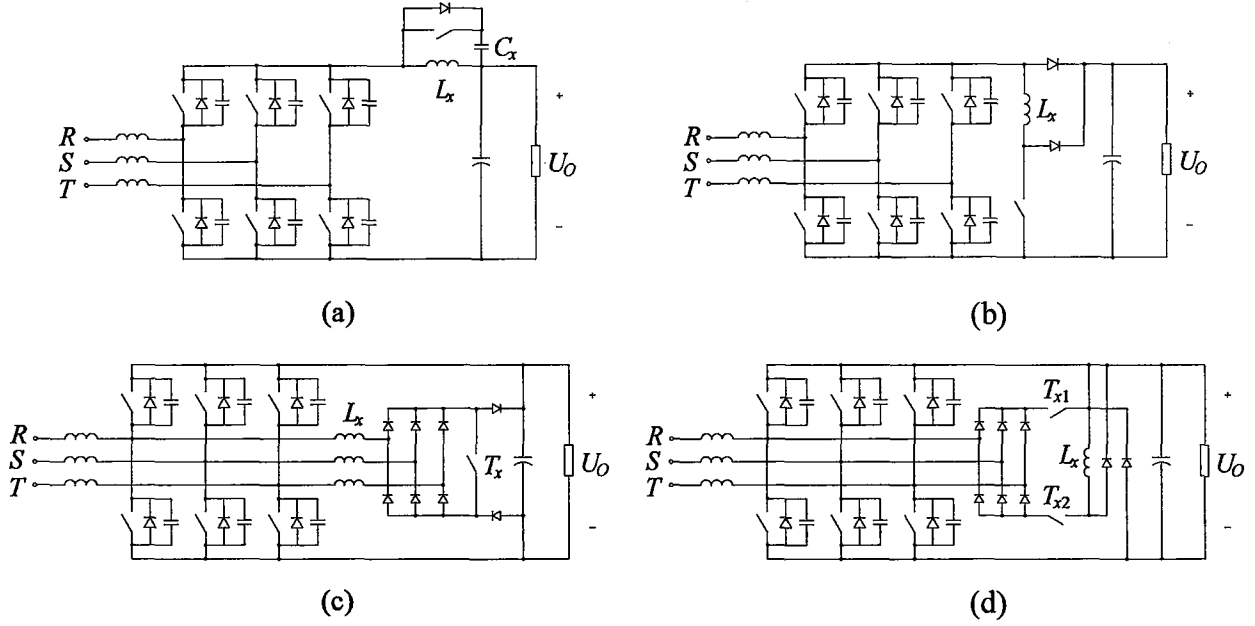
3.2.3 CCM boost doğrultucular



Şekil 3.20 Üç fazlı boost köprü doğrultucu

Yüksek güçlü uygulamalar için, özellikle yüksek performans gerektiği zaman yüksek verimi, iyi akım kalitesi ve düşük EMI yayılımından dolayı genellikle CCM (sürekli akım modlu) boost doğrultucu kullanılır. Üç fazlı CCM boost doğrultucuların gerilim kaynaklı bir invertere benzeyen temel devre şeması Şekil 3.20’de gösterilmektedir. Konverter, çıkış regülasyonu için bir çıkış gerilimi çevrimi ve giriş akımlarını kendi sinüsoidal referanslarına göre şekillendiren dahili akım çevrimleri tarafından kontrol edilir. Çok çevrimli kontrolün mevcudiyetinden dolayı çıkış gerilimi, giriş geriliminin genliğinden daha büyük olursa mükemmel kontrol karakteristikleri sağlanabilir. Kesintisiz giriş akımlarından dolayı, diferansiyel mod EMI yayılımı, endüktansın akım değeri ve anahtarın akım değeri de düşük tutulur.

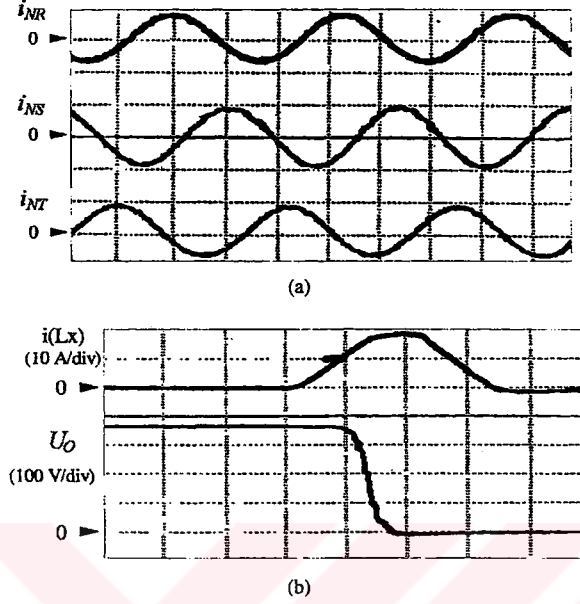
Diyodun sert ters algılama probleminden dolayı, bir CCM boost konverterin anahtarlama kaybının büyük kısmı genellikle kapama kaybıdır. Bastırma kondansatörlerinin kullanımı ile dolaylı olarak açma kaybını hafifletirken anahtarın kapama kaybını düşürmek veya yok etmek için birkaç sıfır gerilimli anahtarlama tekniği geliştirilmiştir. Yumuşak anahtarlama mekanizması ac taraf yerine dc bağlantıya uygulanırsa büyük kolaylık sağlanabilir. Şekil 3.21(a)’da gösterilen aktif olarak bastırılan rezonanslı dc bağlantı (RDCL, *resonant dc link*) devresinde, dc bağlantı sürekli olarak yüksek bir frekansta rezonansa girer böylece köprüdeki anahtarların sıfır gerilimli şartlarda açılmasını/kapatılmasını mümkün kılar. Elemanların anahtarlama kayıpları önemli derecede azalmış olmasına rağmen, yardımcı devredeki iletim kaybı çok yüksektir. RDCL konverterlerdeki anahtarlar ayrıca yüksek gerilim baskılarına (genellikle çıkış geriliminin yaklaşık 1.5 katı) ve yüksek sirkülasyon enerjisine maruz kalırlar.



Şekil 3.21 Üç fazlı boost köprü doğrultucularda yumuşak anahtarlama teknikleri (a) Aktif bastırmalı rezonanslı dc bağlantı (RDCL) konverteri (b) DC-bara anahtarlı sıfır gerilim geçişli (ZVT) boost doğrultucu. (c)-(d) Geliştirilmiş ZVT boost doğrultucular

Bağımsız darbe modülasyonu (DPM, *discrete pulse modulation*), faz gerilimlerini sentezlemek için RDCL konverterlerde genellikle kullanılır. DPM, benzer akım spektrumu performansı için dc bağlantı devresinin rezonans frekansının bir PWM konverterin anahtarlama frekansından 8-10 kat daha büyük olmasını gerektirir ve konverterin performansını sınırlar. Geniş ölçüde kullanılan PWM kontrolünün yumuşak anahtarlama konverterlerde de kullanılabilmesi arzu edilir. Ana köprü ile dc bağlantı gerilimini birbirinden ayıran dc-bara anahtarının kullanımından, bir yumuşak anahtarlama komütasyonu gerektiğinde köprü gerilimini rezonansla sıfır yapan paralel rezonans koluna kadar yumuşak anahtarlama PWM konverterler ile birleştiren birçok topoloji geliştirilmiştir. Bununla birlikte, aktif dc-bara anahtarı yüksek bir bağlı iletim süresi ile yüksek akım iletmek zorundadır ve önemli iletim kaybına neden olur. Neyse ki, çift yönlü güç akışının gerekmediği GFD uygulamalarında dc-bara anahtarı olarak bir diyot kullanılabilir. Sonuç olarak ortaya çıkan daha basit ve daha verimli ZVT konfigürasyonu Şekil 3.21(b)'de gösterilmektedir. Ayrıca dc-bara diyodu köprü anahtarlarının kısa-devre olma problemini de hafifletir ve böylece doğrultucunun çalışma güvenilirliğini artırır. Şekil 3.22, 10 kW ve 50 kHz'lik bir prototipin deneysel dalga şekillerini gösterir. Sıfır dc-bağlantı gerilimi ana anahtarların sıfır gerilimle kapatıldıklarını gösterir. Tüm ZVT'li yumuşak anahtarlamanın ortak bir özelliği olan anahtarlama hareketi sırasındaki düşük du/dt , anahtarlama gürültülerini de azaltır. EMI yayılımı, yavaş gerilim değişim hızından dolayı ge-

liştirilebilir. Yardımcı anahtarın düşük bağıl iletim süresinden dolayı güç değeri ana anahtarlarından çok daha düşüktür. 180 V efektif giriş ve 350 V'luk çıkış gerilimleri, 5 kW'lık çıkış gücünde % 97'nin üstünde verim ölçülmüştür. Bu konfigürasyon, güç kaynakları gibi tek yönlü güç akışı uygulamaları için oldukça caziptir.



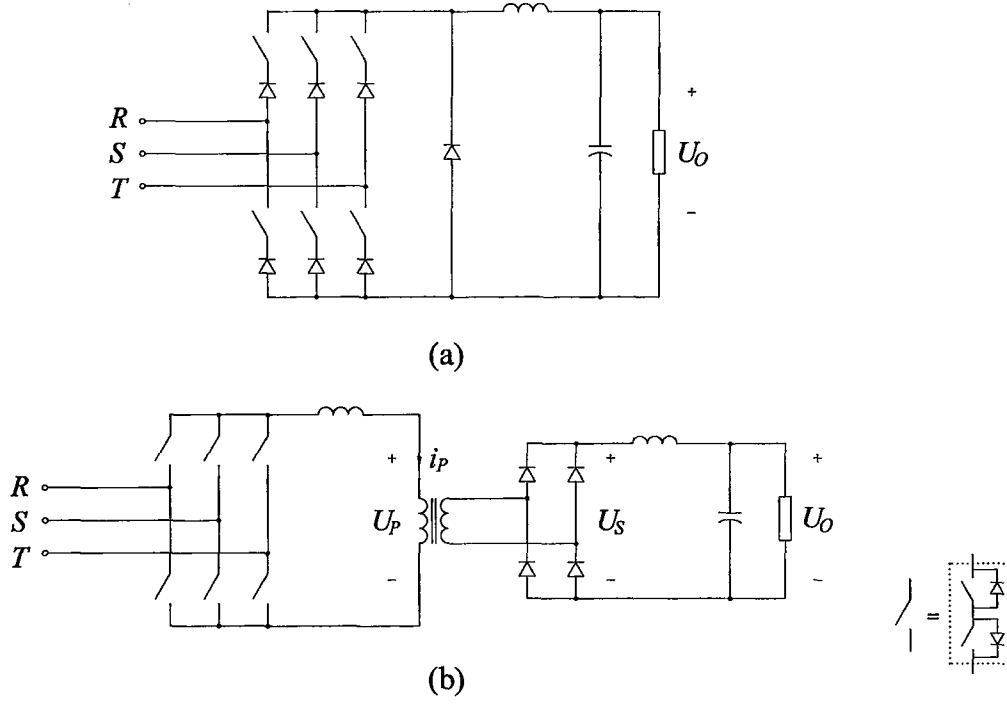
Şekil 3.22 Üç fazlı ZVT boost doğrultucunun deneysel dalga şekilleri (a) giriş akımları (5 ms/div, 20 A/div). (b) Rezonans dalga şekilleri (0.5 μ s/div)

Yardımcı devrenin iletim kayıplarını düşürmek ve çift yönlü güç akışını kolaylaştırmak için yumuşak anahtarlama devresi ac tarafa da yerleştirilebilir. Yardımcı rezonans komütasyonlu (ARCP, *auxiliary resonant commutated pole*) konverter ac taraf yumuşak anahtarlama için bir örnektir ve çok yüksek güçlü uygulamalar için caziptir. Başlıca problemi, altı yardımcı anahtarın karmaşıklığı ve maliyetidir. Şekil 3.21(c)'de gösterilen üç fazlı ZVT konfigürasyonu, yumuşak anahtarlama fonksiyonunu tek bir yardımcı anahtarla gerçekleştirerek ARCP topolojisini büyük ölçüde basitleştirir. Değişik bir uzay-vektör modülasyonu (SVM, *space-vector modulation*), üç fazın anahtarlarının senkronizasyonu için ve rezonans endüktanslarına deşarj gerilimi sağlamak için kullanılır. ARCP ve ZVT topolojilerinde, ana anahtarların yumuşak anahtarlama, rezonans endüktanslarını yeterli enerji ile aşırı şarj ederek sağlanır öyle ki her fazın kapasitesi tam olarak deşarj edilebilir ve tüm ana anahtarlar sıfır gerilim altında kapatılır. Bununla birlikte, bu aşırı şarj olayı ana anahtarlarda, standart SVM'dekinden daha çok açma olaylarına ve yardımcı anahtarlarda yüksek akım darbelerine neden olur. Yumuşak anahtarlama doğrultucuların yüksek frekanslı çalışmalarından dolayı, fazla kontrol karmaşıklığından kaçınmak için yumuşak anahtarlama komütasyonunda kontrol zamanlaması, pratikte genellikle maksimum giriş akımlarına göre tespit edilir. Ayrıca, rezonans endüktansının aşırı

şarjından dolayı ana anahtarın açma akımı, maksimum giriş akımı ile mukayese edilebilir düzeydedir ve önemli açma kayıplarına neden olur. Bu problem özellikle Şekil 3.21(c)'deki ZVT topolojisinde kötüdür, çünkü bir rezonans endüktansının, giriş akımının tepe değerinin yaklaşık iki katına şarj edilmesini ve her faz akımının, her anahtarlama peryodunda anahtarlanması gerektirir. Şekil 3.21(d)'de gösterilen değiştirilmiş bir ZVT topolojisi, rezonans endüktansının aşırı şarj edilme gereksinimini yok eder. Sonuç olarak, tüm ana anahtarlar sıfır gerilim altında kapatılırken, ana anahtar açma kaybı ve yardımcı anahtar akımının tepe değeri önemli derecede azalır. Doğrultucu modunda, ana anahtar açma olayları, sadece daha küçük iki faz akımının her anahtarlama peryodunda anahtarlandığı bir optimum SVM'deki gibidir. Bu prototip konverterde, her iki doğrultucu ve inverter modu için, 500 W çıkış gücü, 120 V dc ve 100 V ac tepe gerilimi ve 100 kHz anahtarlama frekansında deneysel verim % 97'nin üzerindedir.

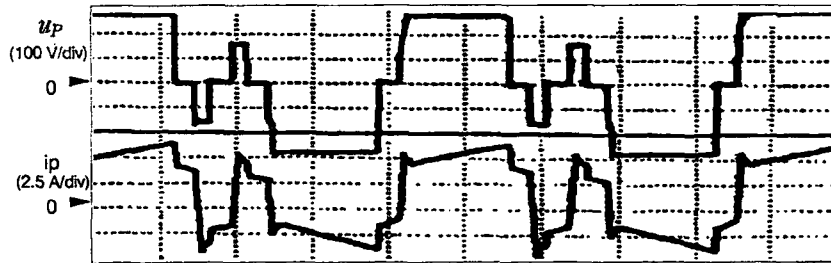
3.2.4 Üç fazlı buck doğrultucular

Bir buck doğrultucu; kısa devre koruması, devreye dışarıdan gelebilecek istenmeyen akımların kontrolü ve düşük çıkış gerilimi açısından, bir boost doğrultucuyla karşılaştırıldığında bazı çekici özelliklere sahiptir. Ayrıca, giriş akımları açık çevrim içinde kontrol edilebilir ve daha geniş gerilim çevrimi bant genişliği sağlanabilir. Serbest geçiş diyotlu bir buck doğrultucu Şekil 3.23(a)'da gösterilmektedir. Genellikle bir buck doğrultucu, boost karşılığında daha yüksek iletim kayıplarına sahiptir çünkü daha çok yarı iletken eleman seri bağlıdır ve giriş akımları kesintilidir. Bununla birlikte, bir buck doğrultucu genellikle daha düşük anahtarlama kayıplarına sahiptir, özellikle boost doğrultucunun anahtarlama kaybının (ve de iletim kaybının) maksimum olduğu alçak gerilim şartlarında. Bir üç fazlı buck doğrultucunun en kötü şarttaki güç kaybı yine de bir üç fazlı boost doğrultucununkinden daha yüksek değildir. Şu anda üç fazlı buck doğrultucular, üç fazlı boost doğrultucular kadar yaygın olarak kullanılmazlar çünkü bir tek fazlı buck doğrultucu, uygulanabilir bir teknik değildir ve buck doğrultucularına benzer topoloji kullanan serbest geçiş diyotsuz üç fazlı akım beslemeli inverterler de çok yüksek güçlü SCR uygulamaları dışında popüler değildir. Yine de, üç fazlı buck doğrultucuların bazı uygulamalar için boost doğrultucuların üzerinde bazı performans/maliyet avantajları sağlayabilmeleri mümkündür, özellikle eğer iki yönlü gerilim elemanlarının (örneğin simetrik IGBT'ler) performansı, gelecekte yarı iletken tekniklerinin gelişimi ile önemli derecede artırılabilirse.



Şekil 3.23 Üç fazlı buck doğrultucular (a) Yalıtımsız üç fazlı buck doğrultucu (b) Yalıtımlı tek katlı ZVS buck doğrultucu

Buck topolojileri ile tek katlı enerji dönüşümü, dc bağlantı endüktansının bir transformatör ile değiştirilmesi ile sağlanabilir. Transformatörü resetlemek için dc bağlantı gerilimi iki yönlü olmalıdır ve her köprü kolu, iki arka arkaya bağlı anahtar/diyot çiftleri ile gerçekleştirilebilen bir dört bölgeli anahtar olmalıdır. Şekil 3.23(b)'de gösterilen izolasyonlu bir buck doğrultucunun yumuşak anahtarlamalı versiyonu, ZVS faz kaydırmalı tam köprü dc-dc konverterlerdeki teknolojinin aynısını kullanarak, hiçbir ek eleman olmadan tüm anahtarlar için sıfır gerilimli kapama sağlar. Konverterin verimi ve maliyeti, yaklaşık olarak bir CCM boost doğrultucu ve bir dc-dc konverter içeren bir iki-katlı konfigürasyondaki gibidir. Şekil 3.24, bir 91 kHz'lik prototipte transformatörün deneysel primer gerilim ve akım dalga şekillerini göstermektedir. 2 kW çıkış gücü, 208 V giriş efektif ve 50 V çıkış gerilimlerinde ölçülmüş konverter verimi % 92.2'dir.



Şekil 3.24 ZVS buck doğrultucunun primer gerilim ve akımı

3.2.5 Kontrol ve sistem konuları

3.2.5.1 Kontrol dizaynı

Güç konverterlerinin kontrolü genellikle üç fonksiyona ayrılır: modülasyon, akım kontrolü ve bir çıkış değişkeninin regülasyonu (doğrultucularda çıkış gerilimi). Üç fazlı inverter uygulamalarında, sistem dinamikleri genellikle yavaş elektromekanik ve/veya büyük reaktif elemanlar kullanmaksızın yüksek kaliteli akım kontrolü GFD uygulamalarındaki en önemli konudur. Yumuşak anahtarlama tekniklerinin kullanılmasıyla mümkün olan yüksek anahtarlama frekanslarıyla yüksek performans ve çok büyük bant genişliğinde kontrol tasarlanabilir. Kontrol tasarımı, üç fazlı konverterlerin son gelişmeleri ile kolaylaştırılmaktadır.

İnverterler için geliştirilen tüm standart modülasyon teknikleri, doğrultucu uygulamalarında da kullanılabilir. Sinüsoidal PWM, analog yöntemler için uygundur ama daha yüksek anahtarlama kayıplarına ve akım distorsiyonuna neden olur. Boost doğrultucularda, minimum çıkış gerilimini % 15 azaltmak için üçüncü harmoniğin enjeksiyonu ile SPWM kullanılabilir. Benzer etki, anahtarlama kaybını ve yüksek frekanslı akım dalgalanmalarını da önemli derecede düşüren uzay-vektör modülasyonu ile otomatik olarak sağlanabilir. Çoğu yumuşak anahtarlama tekniği, üç fazın anahtar kapama anlarının senkronizasyonunun sağlanması gerektiğinden, tamamen farklı modülasyon teknikleri veya standart PWM düzenlerinde değişiklik gerektirir.

Boost doğrultucular için en basit akım kontrolü, tek bir fonksiyon içinde modülasyon ve akım kontrolünü birleştiren histerezis kontrolüdür. Ayrıca, tüm düzenler içinde en geniş akım çevrimi bant genişliğini de sağlar. Histerezis kontrolün en önemli problemleri, düzensiz konverter çalışması ve akım dalga şekillerine neden olan fazlar arası girişim ve anahtarlama frekansının yüke bağımlılığıdır. Bu problemler, iki fazlar arası akımın (faz akımları arasındaki fark) kontrol edilmesiyle iyileştirilebilir.

Ortalama akım kontrolü, üç fazlı doğrultucularda geniş ölçüde kullanılır. Bir üç fazlı doğrultucuda sadece iki bağımsız akım değişkeni olduğundan, sadece iki giriş akımının kontrol edilmesi gerekir. Modülasyon düzeneği, en yüksek akımı taşıyan fazdaki anahtarlar devre dışı bırakılarak sürekli ayarlanır, böylece anahtarlama kaybı yaklaşık % 50 azaltılır. Kontrol, analog ya da dijital sistemlerle gerçekleştirilebilir. Dijital yöntemlerde, genellikle dönen koordinatlarda iki akım kompanzatorü kullanılır. Dijital sistemin avantajı; dengeli bir sistem için tüm kontrol değişkenleri sürekli halde sabittir ve iyi bir sürekli hal akım kalitesi kolaylıkla elde edilebilir. Tam tersine, analog akım kontrolünde kontrol değişkenleri zamana bağlı ola-

rak değişir ve sıfır akım geçişinde ideal kontrol gerilimleri bile kesintili olabilir. Bu nedenle, iyi akım kontrolü sağlamak için çok hızlı analog kontrolörler kullanılmak zorundadır ve sonlu kontrolör kazançlarından dolayı akım distorsiyonu, dijital kontrolörlü sistemdekinden daha yüksektir.

Buck doğrultucularda, topolojik kısıtlamalardan dolayı, üç faz bağımsız olarak çalışamaz. Bu, giriş akımı histerezis kontrolörlerinin doğrudan kullanımına engel olur. Bunun yerine genellikle SVM veya değiştirilmiş SPWM teknikleri kullanılır. Açık evrim kontrolü ile mükemmelle giriş akımı kalitesi elde edilebilir.

3.2.5.2 Filtre tasarımı ve sistemle etkileşimi

Bir GFD konverteri, EMI şartlarını yerine getirmek zorunda olduğundan, genellikle bir giriş filtresi gereklidir. Filtre, girişteki kayma faktörünü düşük bir değerde tutarken yeteri derecede yüksek frekans gürültü zayıflatması sağlamalıdır ve güç yoğunluğunu arttırmak için mümkün olduğunca küçük ve hafif olmalıdır.

Konverter ve giriş filtresi (hat empedansı dahil) arasındaki karşılıklı etki önemli ve karışık bir konudur. Bir üç-fazlı konverter yüksek güçlü uygulamalar için tasarlandığından düşük giriş empedansı ile karakterize edilir. Diğer yandan, giriş filtresinin çıkış empedansı, kapasitansı kayma faktörü gereksinimleri ile sınırlandığından keyfi olarak düşürülemez. Sonuç olarak, filtre çıkış empedansı ve konverter giriş empedansı genellikle belli bir frekans bölgesi üzerinde çakışırlar ve özellikle yüksek şebeke frekansı kullanıldığı zaman sistemle etkileşim meydana gelebilir. İki katlı GFD konverterlerinde, sıkı çıkış gerilimi regülasyonundan dolayı ikinci kat giriş katındaki doğrultucuya sabit bir g sağladığı için dc bağlantıdaki etkileşim de kritik bir konudur. Genel bir kural olarak konverter, yüksek frekanslarda yeterince giriş empedansını arttırmak ve çıkış empedansını azaltmak için yeterli giriş endüktansı ve çıkış kapasitansı ile tasarlanmalıdır. Ayrıca kontrol tasarımı, sistemle karşılıklı etkileşimi hafifletmede önemli bir rol oynar.

3.2.6 Sonuçlar

Yumuşak anahtarlama konverterlerin, yıllardır sert anahtarlama konverterlerin sorunu olan bazı problemleri zebildiklerinden veya hafifletebildiklerinden, çoğu yüksek performanslı uygulamalarda geleneksel sert anahtarlama güç dönüşümüne gitgide artan derecede mümkün bir alternatif olacağı beklenebilir. En azından, yumuşak anahtarlama teknikleri GFD sistemini iyileştirmek için bir başka boyut sağlar. Çizelge 3.1, birkaç üç-fazlı yumuşak anahtarlama

GFD topolojisinin ana özelliklerini özetlemektedir. Yine de, yüksek güçlü konverterlerde yumuşak anahtarlama teknikleri hala gelişme aşamasındadır. Farklı uygulamalar için yumuşak anahtarlamanın tam potansiyelini anlamak için hala daha fazla değerlendirme ve pratik tasarım çalışmaları gereklidir. Yumuşak anahtarlama konverterlerin verim artışı yani güç kaybının azalması, önemli bir avantajdır ve bu, önceki birçok çalışmada ortaya çıkarılmıştır. Bununla birlikte, yumuşak anahtarlama çalışmaları, ayrıca güç anahtarları için uygun anahtarlama hareketleri yaratır böylece güvenilirlik, gerilim-akım baskıları ve güç konverterinin EMI yayılımı konularında gelişme sağlar. Bu faktörler, güç dönüşüm cihazının performansı, maliyeti ve tasarım uygulamaları üzerinde önemli bir etkiye sahiptir ve gelecekte daha detaylıca hesaplanmalıdır.

Çizelge 3.1 Üç fazlı yumuşak anahtarlama GFD konverterlerinin özelliklerinin karşılaştırılması

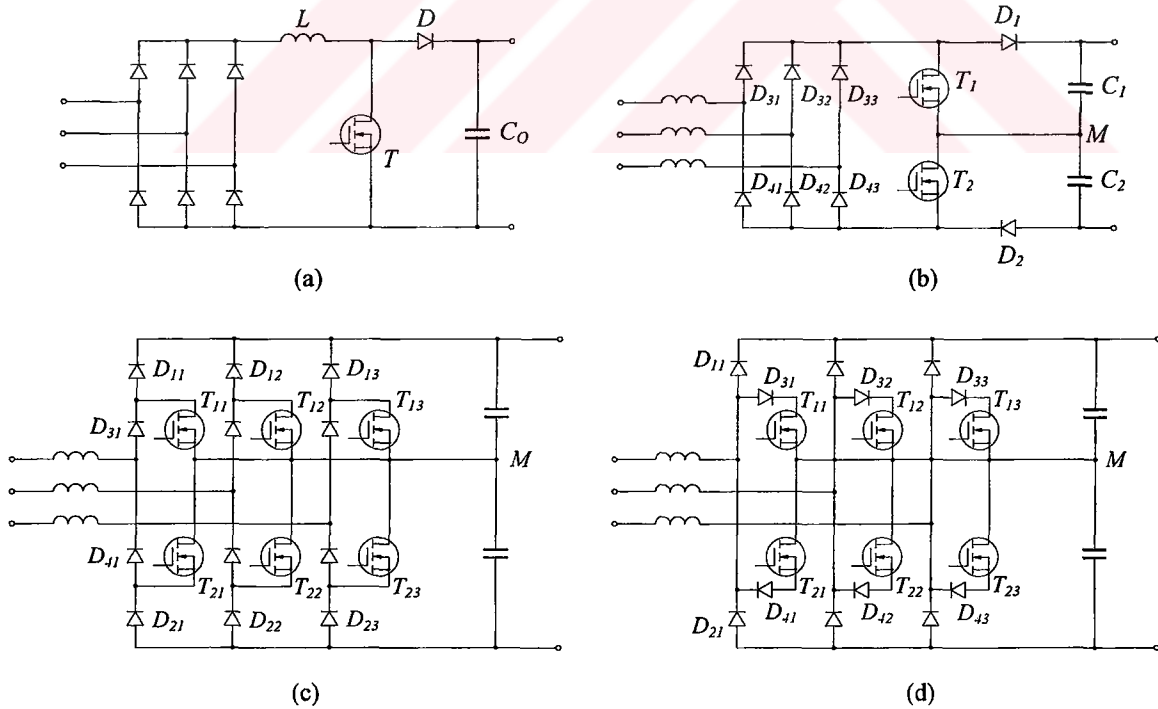
	Şekil 3.18	Şekil 3.19	Şekil 3.21(a)	Şekil 3.21(b)	Şekil 3.21(c)	Şekil 3.21(d)	Şekil 3.23
Ana anahtar sayısı	3	1	6	6	6	6	12
Ana anahtar açma gücü VA	$2U_O \hat{I}_N$	$U_O \hat{I}_N$	~ 0	$U_O \hat{I}_N$	$4U_O \hat{I}_N$	$U_O \hat{I}_N$	$\hat{U}_N I_O$
Yardımcı anahtar sayısı	3	1	1	1	1	2	0
Gerilim baskısı	U_O	U_O	$> 1.4 U_O$	U_O	U_O	U_O	-
Yardımcı anahtar tepe akımı	$> 2\hat{I}_N$	$\sim 1.5 \hat{I}_N$	#	$> \hat{I}_N$	$\sim 2 \hat{I}_N$	$> \hat{I}_N$	-
Yardımcı anahtar açma akımı	$> 2\hat{I}_N$	\hat{I}_N	#	$> \hat{I}_N$	~ 0	$> \hat{I}_N$	-
Yumuşak anahtarlama zamanlaması	Kritik değil	Kritik	Kritik	Kritik değil	Kritik	Kritik değil	Kritik
Konverter verimi	Orta	Mükemmel	Orta	İyi	Orta	İyi	İyi
Giriş akımı kalitesi	Orta	Orta	İyi	İyi	İyi	İyi	İyi
İletilen EMI	Düşük	Yüksek	Çok Düşük	Düşük	Düşük	Düşük	Yüksek
Çıkış gerilimi sınırı	$> \hat{U}_N$	$> 1.5 \hat{U}_N$	$> \hat{U}_N$	$> \hat{U}_N$	$> \hat{U}_N$	$> \hat{U}_N$	$< 0.87 \hat{U}_N$
Kontrol karmaşıklığı	Basit	Çok basit	Çok karmaşık	Karmaşık	Çok karmaşık	Karmaşık	Çok karmaşık

3.3 Üç Seviyeli Doğrultucular

Daha önceki bölümlerde belirtildiği gibi, boost konverterlerin şebeke üzerindeki etkileri bir bakıma gerilim transfer oranına ve dolayısıyla çıkış gerilimi seviyesine bağlıdır. Bununla birlikte, artan gerilim transfer oranıyla birlikte 1kV'tan büyük çıkış gerilimleri için yarı iletkenler üzerindeki tutma gerilimi baskısı da artarak sınırlayıcı bir etken oluşturur. Bu nedenle, yüksek çıkış gücü gereksinimi nedeniyle yüksek gerilimli uygulamalarda gerilim baskısını çıkış geriliminin yarısına düşüren alternatif üç seviyeli doğrultucular geliştirilmiştir. Üç seviyeli topolojiler, geleneksel iki seviyeli topolojilerden daha düşük anahtarlama kayıplarına ve giriş akımı dalgalanmasına sahiptir ve bazı yüksek gerilimli ve yüksek anahtarlama frekanslı uygulamalar için güç MOSFET'lerinin kullanımını sağlar. Anahtarların daha düşük güç kayıpları ve gerilim değerlerinden ve de daha küçük boost endüktansından dolayı bir üç seviyeli doğrultucu, iki seviyeli doğrultucuların üzerinde önemli performans ve maliyet avantajları getirebilir.

Bu kısımda, üç seviyeli GFD konverterleri, üç anahtarlı bir PWM doğrultucu örneği ile birlikte ele alınacaktır. (Kolar ve Zach, 1997)

3.3.1 Üç seviyeli doğrultucuların gelişimi ve üç anahtarlı devre yapısının çıkarılması



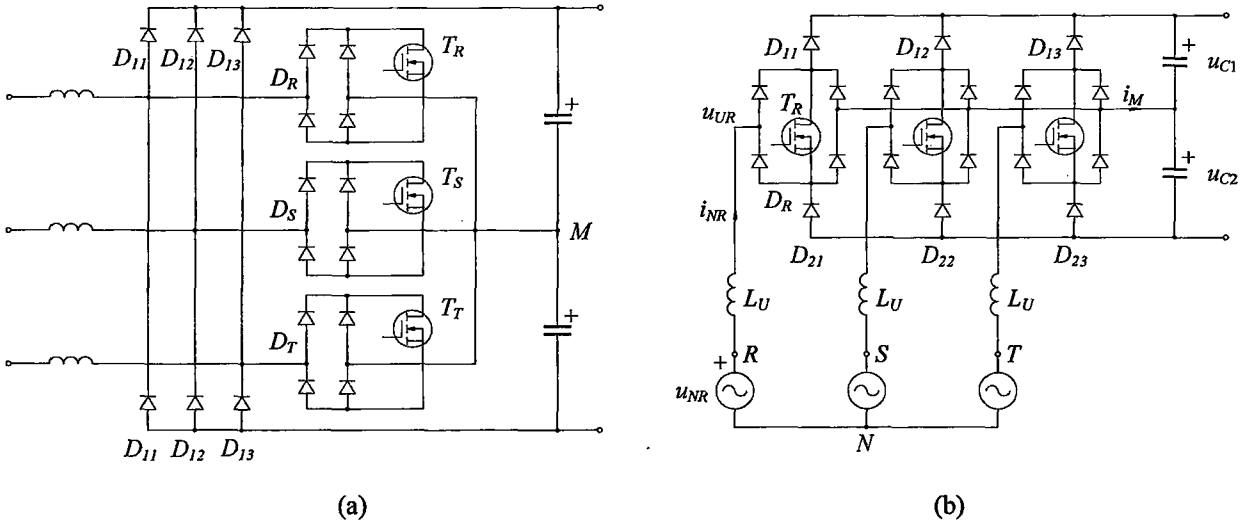
Şekil 3.25 Üç-fazlı bir diyot köprüsü ile bir dc/dc boost konverterin birleşimine (a) dayanan üç fazlı, üç-seviyeli PWM doğrultucuların temel devre yapılarının [(c) ve (d)] gelişimi

Kontrol edilebilir çıkış gerilimli, üç fazlı tek yönlü bir ac/dc konverterin gerçekleştirilmesi için, kontrolsüz bir diyot köprüsü ve bir dc/dc boost konverterin seri bağlanması en basit durumda kullanılabilir (Şekil 3.25(a)). Bununla birlikte, bu sistemde şebekeden çekilen akımın açılımında yüksek genlikli, düşük frekanslı harmonikler bulunur. Üç fazlı bir diyot köprüsünün çalışma prensibinden dolayı, sadece iki faz akımı iletir (komütasyon süreleri hariç).

Bu sistemin şebeke üzerine etkileri, L endüktansı ac tarafa yerleştirilerek ve konverteri kesintili iletim modunda çalıştırarak azaltılabilir. Bununla birlikte, yukarıda verildiği gibi sistem davranışının daha yakın bir analizi, kesintili giriş ifadelerinin filtrelenmesinden sonra kalan şebeke faz akımlarının harmonik içeriğinin çıkış gerilim seviyesi tarafından belirlendiğini gösterir. Büyük ölçüde sinüsoidal bir şebeke akımı şekli, fazlar arası şebeke geriliminin genliğine göre büyük olan bir çıkış gerilimine bağlıdır. Sistemi Avrupa'nın alçak gerilim şebekesi (nominal fazlar arası efektif gerilim: 400V) ile çalıştırmak için konverterin dc kısmını (1 kV'tan büyük bir çıkış gerilimi için dc taraftaki güç yarı iletkenleri üzerindeki tutma gerilimi baskısından dolayı), birlikte anahtarlanan ve her biri dc bağlantı geriliminin yarısını üzerine alacak olan iki kısma ayrılmalıdır (Şekil 3.25(b)).

Özellikle, yarı iletken elemanlar üzerinde yüksek akım baskısına neden olan kesintili giriş akımı şekli nedeniyle ve iletilen elektromagnetik girişimi (EMI) sınırlamak için filtreleme gerektirdiğinden şimdiye kadar tarif edilen devrenin uygulanması sınırlıdır. Yüksek bir dc bağlantı geriliminden beslenen bir konverterin yarı iletken elemanları üzerindeki yüksek tutma gerilimi baskısına ek olarak bu sorunlar da mevcuttur.

Şekil 3.25(b)'de gösterilen sistemin akım tüketimi, genel olarak girişte seri olarak bağlı endüktanslar üzerine düşen, şebeke gerilimi ve doğrultucu giriş gerilimi arasındaki fark ile tanımlanır. Kesintisiz, sinüsoidal bir şebeke akımı şekli, sadece sinüsoidal şekle sahip doğrultucu giriş gerilimi tarafından elde edilir. Bu nedenle bu, her faz gerilimi sentezinin ayrı ayrı kontrolünü veya T_1 ve T_2 'nin her faz için senkronize olarak kontrol edilen T_{1j} ve T_{2j} , D_1 ve D_2 'nin de D_{1j} ve D_{2j} ($j = 1,2,3$) olarak uygulanmasını gerektirir (Şekil 3.25(c)). Sistem fonksiyonunun çıkış geriliminin merkez noktasını içermesinden dolayı bütün güç yarı iletkenleri, çıkış geriliminin sadece yarısını üzerine almak zorundadır. Bununla birlikte, düşük tutma gerilimi baskısı avantajını oldukça yüksek iletim kayıpları dezavantajı takip eder çünkü bütün akım, konverterin doğrultucu fonksiyonundan dolayı diyot kollarından geçer.



Şekil 3.26 Üç fazlı/anahtarlı/seviyeli PWM doğrultucu sistemlerinin temel yapıları

D_{3j} ve D_{4j} diyotlarını, konverterin iletim durumunu kontrol eden kollarına kaydırarak iletim kayıplarında bir azaltma sağlanabilir (Şekil 3.25(d)). Bu devre değişikliğinin bir başka avantajı, her fazda ters paralel bağlı kontrol kollarının oluşturduğu bir iki yönlü bipolar anahtar olmasıdır (D_{3j} , T_{1j} ve T_{2j} , D_{4j}). Bu anahtar, Şekil 3.26(a)'da gösterildiği gibi bir tek fazlı diyot köprüsü (D_i) ve bir güç transistörünün (T_i) birleşimi ile değiştirilebilir ($i = R, S, T$). Şekil 3.25(c) ya da (d)'de gösterilen devrelere nazaran bu özellik, güç elemanlarının iletimden çıkma sayılarında % 50 azalma ve/veya azalmış kontrol çabası ve güç transistörlerinin daha yüksek verimli kullanımı anlamına gelir (bir fazın toplam transistör çip alanının sadece yarısı değil, tümü giriş akımının iletimi ve kontrolü için kullanılır). Bununla birlikte, şimdi D_{1j} ve D_{2j} diyotları, tıkama yönünde çıkış geriliminin tamamını üzerine almak zorundadır (Şekil 3.25(c)'deki gibi çıkış geriliminin sadece yarısını değil). Yine de, basit bir yolla D_i , T_i iki yönlü bipolar anahtarlarını giriş tarafındaki diyot köprüsünün kollarına yerleştirerek bu dezavantajdan sakımlanabilir. Böylece, üç-fazlı üç-anahtarlı üç-seviyeli (üç fazlı/anahtarlı/seviyeli) PWM (VIENNA) doğrultucu devresi elde edilir (Şekil 3.26(b)). Şimdi D_{1j} ve D_{2j} diyotları (aynı zamanda diğer tüm yarı iletken elemanlar) çıkış geriliminin yarısını üzerine almak zorundadır.

3.3.2 Çalışma prensibi

3.3.2.1 Temel fonksiyon

Şekil 3.26'da gösterilen doğrultucu sistemlerinin temel fonksiyonunun tanımlanması için analiz, ac taraftaki büyüklüklerin temel bileşenleri ile sınırlanmaktadır. Sistemin akım tüketimi

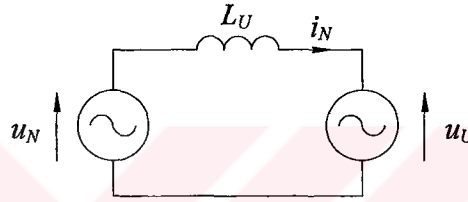
$$I_{N1} = \hat{I}_{N1} e^{j(\varphi_N - \varphi_1)} \quad (3.41)$$

ac tarafa seri olarak bağı endüktanslar üzerindeki gerilim ile belirlenir. Bu gerilim sinüsoidal şebeke gerilimi

$$U_N = \hat{U}_N e^{j\varphi_N} \quad (3.42)$$

($U_N = U_{M1}$) ile T_i güç transistörlerinin ($i=R,S,T$) uygun anahtarlanması ile genlik ve faz vasıtasıyla kontrol edilebilen U_{U1} doğrultucu giriş gerilimi temel bileşeni arasındaki farktır. Tek fazlı eşdeğer devreye göre (Şekil 3.27) doğrultucu giriş geriliminin temel bileşeninin fazörü aşağıdaki gibidir:

$$U_{U1} = U_N - j\omega_N L_U I_{N1} \quad (3.43)$$



Şekil 3.27 Üç fazlı/anahtarlı/seviyeli PWM doğrultucunun ac tarafının temel bileşene bağlı olarak tek fazlı eşdeğer devresi

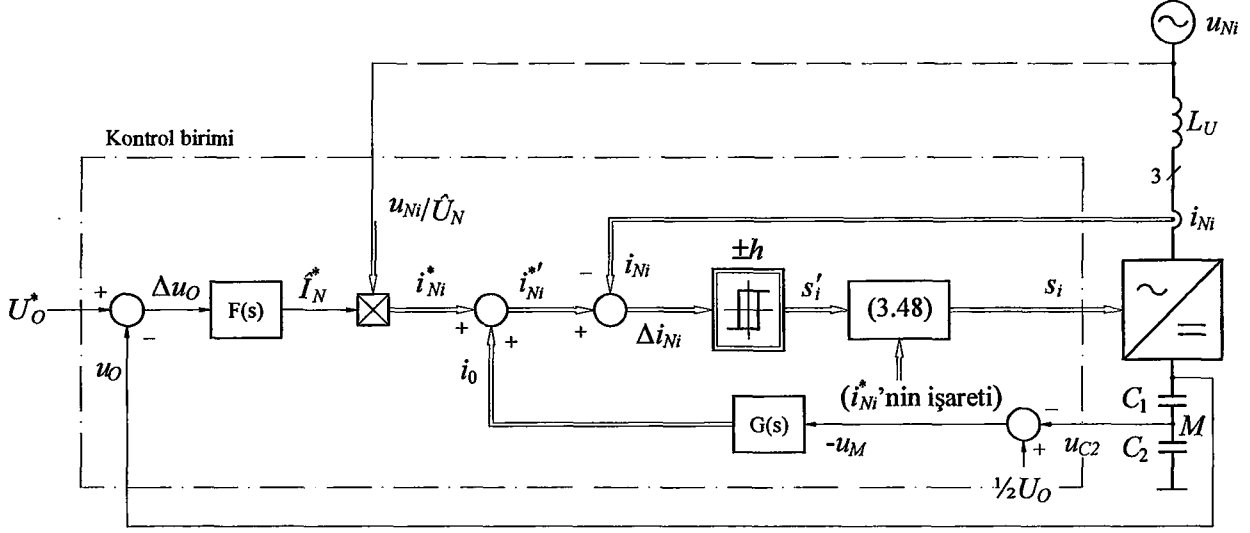
Güç dengesine dayanarak, (sistem kayıpları ihmal edilirse) dc tarafa verilen güç aşağıdaki gibidir:

$$P_O = U_O I_O = \frac{3}{2} \hat{U}_N \hat{I}_{N1} \cos \varphi_1 \quad (3.44)$$

3.3.2.2 Doğrultucu giriş gerilimi

Bir doğrultucu giriş faz gerilimi, bir ikili anahtarlama fonksiyonu s_i tarafından belirlenen T_i güç transistörünün anahtarlama durumu yanında ilgili i_{Ni} şebeke akımının yönüne (işaretine) de bağlıdır (U_{Ui} geriliminin referans noktasının dc bağlantı geriliminin merkez noktası seçilmesine göre).

$$u_{Ui} = \begin{cases} \{i_{Ni} \text{ 'nin işareti}\} \frac{U_O}{2} & s_i = 0 \\ 0 & s_i = 1 \end{cases} \quad (3.45)$$



Şekil 3.28 Bir üç fazlı/anahtarlı/seviyeli PWM doğrultucu sisteminin çok çevrimli kontrolü. Harici kontrol çevrimleri: $F(s)$; U_O çıkış geriliminin kontrolü, $G(s)$; u_{C1} ve u_{C2} kısmi çıkış gerilimlerinin dengelenmesi. Dahili kontrol çevrimi: i_{Ni} şebeke akımlarının tolerans bantlı (histerezis) kontrolü

Her köprü kolu üç seviyeli karakteristik gösterir, yani üç mümkün gerilim değeri $+(U_O/2)$, 0 , $-(U_O/2)$. Bundan dolayı bu sisteme *üç-seviyeli PWM doğrultucu* denir.

3.3.3 Sistem kontrolü

Şebeke akımının ve çıkış geriliminin kontrolünden başka, üç seviyeli doğrultucu sistemi için çıkış geriliminin merkez noktasının potansiyelinin de bir kontrolü sağlanmalıdır. Bu, alışılmış PWM doğrultucu sistemleri için gerekli değildir fakat aşağıda gösterileceği gibi, sadece küçük bir ek devre çabası gerektirir.

3.3.3.1 Şebeke akımı kontrolü

En basit durumda, faz akımlarının bağımsız faz akımı kontrolörleri tarafından bir tolerans bantlı veya histerezis kontrolü ile güç transistörlerinin ve doğrultucu giriş geriliminin kontrolü sağlanabilir.

Faz akımı referans değerlerinin

$$i_{Ni}^* = \hat{I}_N \frac{u_{Ni}}{\hat{U}_N} \quad (3.46)$$

(omik şebeke davranışı için doğrudan faz gerilimlerinden çıkarılır) genliği \hat{I}_N^* , akım kontrol çevrimi üzerine konulan bir çıkış gerilimi kontrolörü $F(s)$ tarafından verilir (Şekil 3.28).

Tolerans bant kontrolörünün anahtarlama kararı,

$$s'_i = \begin{cases} 0 & i_{Ni} > i_{Ni}^* + h \text{ ise} \\ 1 & i_{Ni} < i_{Ni}^* - h \text{ ise} \end{cases} \quad (3.47)$$

ile belirlenir. u_{Ui} doğrultucu giriş faz geriliminin işaretinin, ($s_i = 0$ için) ilgili faz akımının işaretine bağlılığı ((3.45)),

$$s_i = \begin{cases} s'_i & i_{Ni}^* \geq 0 \text{ ise} \\ s'_i \text{ DEĞİL} & i_{Ni}^* < 0 \text{ ise} \end{cases} \quad (3.48)$$

ile hesaba katılır.

Bütün fazların anahtarlama durumları tarafından etkilenen topraksız şebeke yıldız noktası (N) gerilimi nedeniyle ek bir akım değişikliği ortaya çıkar.

$$u_{NY} = \frac{1}{3} \sum_{i=R,S,T} u_{Ui} \quad (3.49)$$

Böylece, sistemin şebeke akımı tüketimini belirleyen endüktans gerilimleri:

$$L_U \frac{di_{Ni}}{dt} = u_{Ni} - (u_{Ui} - u_{NY}) \quad (3.50)$$

Bağımsız faz akımı kontrolörleri kullanılırsa, bu ek değişiklik anahtarlama peryotlarının sınırlandırılmasına neden olur ve bu nedenle konverter anahtarlama frekansının optimal olmayan kullanımına neden olur. Ayrıca kontrol hatası bant genişliği h ile sınırlı kalmaz. Maksimum faz akımı dalgalanması bant genişliği değerinin iki katı ile belirlenir. Faz akımı kontrolörlerinin anahtarlama işlemlerinin birlikte koordine edilmesiyle bu dezavantajdan sakınılabılır.

3.3.3.2 Kısmi çıkış gerilimlerinin dengelenmesi

Daha önce de belirtildiği gibi çıkış gerilimi ve şebeke faz akımlarının kontrolünden başka çıkış geriliminin simetrik bir ayırımı konverterin kontrol sistemi tarafından garanti edilmelidir.

$$u_{C1} = u_{C2} = \frac{U_o}{2} \quad (3.51)$$

Çıkış kondansatör gerilimlerinin (u_{C1} ve u_{C2}) (kapasitif M merkez noktasının bir dc akım veya düşük frekanslı ac akım tarafından yüklenmesiyle ortaya çıkan) bir simetrisizliği, çıkış geriliminin hayali (ideal) merkez noktasına göre ifade edilen bir gerilimle tanımlanabilir:

Çizelge 3.2 $\varphi_N \in (-\pi/6, +\pi/6)$ veya $i_{NR} > 0$, $i_{NS} < 0$ ve $i_{NT} < 0$ ($i_{NR} \geq |i_{NS}|, |i_{NT}|$) için konverter anahtarlama durumlarına bağlı olarak i_M merkez nokta akımı ve u_M merkez nokta geriliminin değişimi, $(dU_M/dt)_{ort}$

s_R	s_S	s_T	i_M	$(dU_M/dt)_{ort}$
0	0	0	0	0
0	0	1	i_{NT}	-
0	1	0	i_{NS}	-
0	1	1	$-i_{NR}$	--
1	0	0	$+i_{NR}$	++
1	0	1	$-i_{NS}$	+
1	1	0	$-i_{NT}$	+
1	1	1	0	0

$$u_M = \frac{1}{2}(u_{C2} - u_{C1}) \quad (3.52)$$

Bu simetrisizlik, bir çıkış kondansatörü üzerinde aşırı gerilim baskısına, kontrol kolları üzerine yerleştirilen yarı iletken elemanlar ve köprünün bir yarısındaki serbest geçiş diyotları üzerinde aşırı bir tutma gerilimi baskısına ve elemanlar üzerinde eşit olmayan bir akım baskısına neden olacaktır. (3.52)'ye göre çıkış geriliminin ideal, simetrik bir ayırımı $u_M = 0$ için verilir.

Kapasitif merkez noktasını yükleyen akım, güç transistörlerinin (T_i) anahtarlama durumlarına bağlı olarak faz akımlarının parçaları tarafından şekillenir.

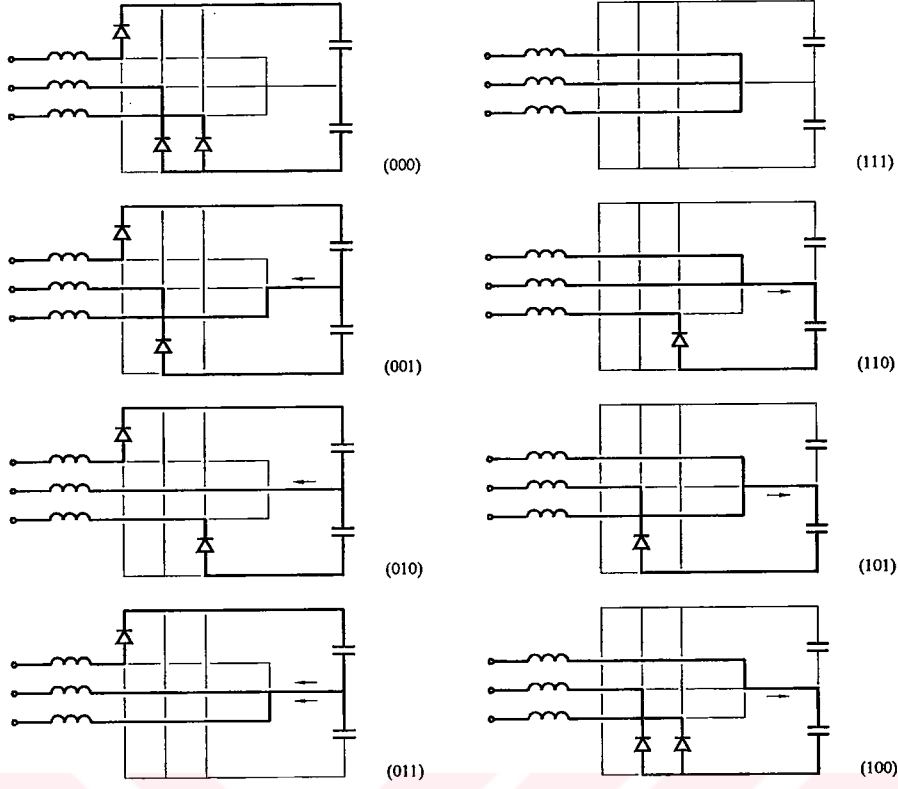
$$i_M = \sum_{i=R,S,T} s_i i_{Ni} \quad (3.53)$$

Merkez noktanın gerilim kayması aşağıdaki gibidir ($C_1 = C_2 = C$, Şekil 3.26)

$$\frac{du_M}{dt} = \frac{1}{2C} i_M \quad (3.54)$$

Konverterin davranışının açık bir tanımı için aşağıda şebeke faz akımlarının simetrik ve saf bir sinüsoidal şekle sahip oldukları veya i_{Ni}^* olduğu varsayılmaktadır.

$$\begin{aligned} i_{NR} &= \hat{I}_N^* \cos \varphi_N \\ i_{NS} &= \hat{I}_N^* \cos \left(\varphi_N - \frac{2\pi}{3} \right) \\ i_{NT} &= \hat{I}_N^* \cos \left(\varphi_N + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (3.55)$$



Şekil 3.29 $\varphi_N \in (-\pi/6), +(\pi/6)$ veya $i_{NR} > 0, i_{NS} < 0$ ve $i_{NT} < 0$ ($i_{NR} \geq |i_{NS}|, |i_{NT}|$) için konverter anahtarlama durumlarına (s_R, s_S, s_T) bağlı olarak i_M merkez nokta akımının belirlenmesi

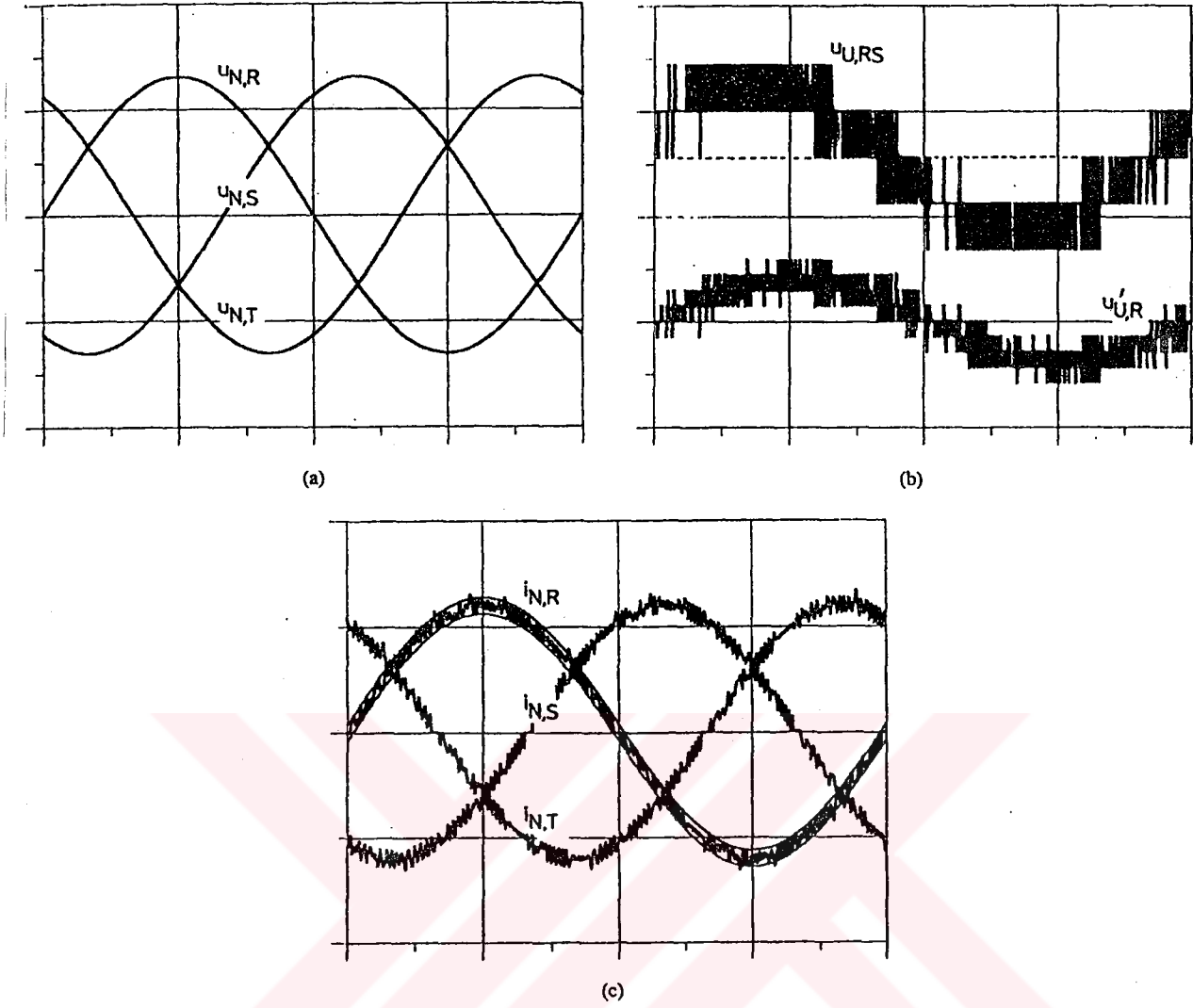
Ayrıca analiz, şebeke periyodunun bir aralığı ile sınırlanmaktadır $\varphi_N \in (-\pi/6), +(\pi/6)$ veya $i_{NR} > 0, i_{NS} < 0$ ve $i_{NT} < 0$ ($i_{NR} \geq |i_{NS}|, |i_{NT}|$).

Faz anahtarlama fonksiyonlarının (s_i) mümkün kombinasyonları (konverterin değişik anahtarlama durumları, Şekil 3.29) sonucunda ortaya çıkan merkez noktası akımları (i_M) Çizelge 3.2'de verilmektedir.

Anahtarlama durumlarının merkez nokta potansiyeli üzerindeki etkisi nedeniyle (Çizelge 3.2) zamanla sabit bir ortalama merkez nokta gerilimi (U_M) (u_M 'in şebeke periyodu üzerinden ortalaması) beklenemez. Çıkış geriliminin bir simetrisizliği (U_M), simetrisizliği arttıran bir ortalama akım değerinin (temel bileşen periyoduna göre) ortaya çıkmasına neden olur:

$$I_M = g_M U_M \quad g_M > 0 \quad (3.56)$$

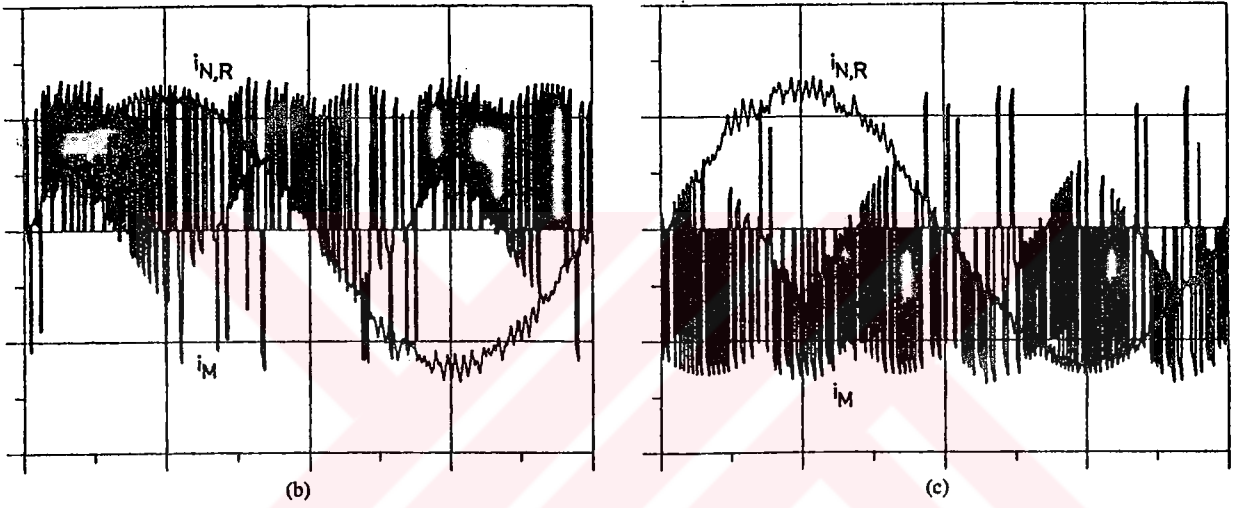
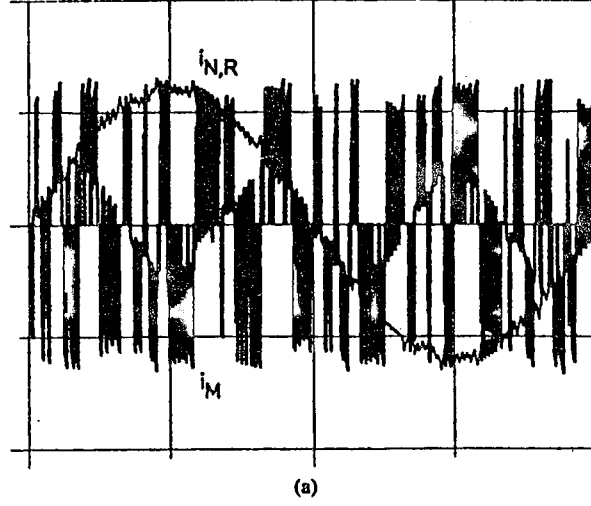
Bu nedenle, çıkış geriliminin simetrik bir ayırımı sadece, frekans ve anahtarlama durumlarının süresini etkileyerek u_M geriliminin kontrolü ile sağlanabilir.



Şekil 3.30 Bir üç fazlı/anahtarlı/seviyeli PWM doğrultucunun dijital simülasyonu. Bir şebeke periyodu için faz akımlarının histerezis kontrolü. (a) $u_{N(RST)}$ şebeke faz gerilimleri, 250 V/div. (b) $u_{URS} = u_{UR} - u_{US}$ fazlar arası doğrultucu gerilimi ve $u'_{UR} = u_{UR} - u_{NY}$ faz gerilimi, 800 V/div. (c) i_{Ni} şebeke faz akımları; R fazı için histerezis kontrolünün $i_{NR}^* + h$ ve $i_{NR}^* - h$ tetikleme eşikleri gösterilmektedir, 15 A/div. Parametreler: $U_N = 230$ V, $U_O = 700$ V, $I_N^* = 18$ A, $h = 1.5$ A, $L_U = 3.0$ mH, $f_P = 3.8$ kHz.

Konverterin anahtarlama durumu, doğrudan faz akımlarının referans ve gerçek değerleri arasındaki farktan çıkarıldığı için, kontrolün etkilenme olasılığını sınırlamak için akım referans değerinde bir modifikasyona gidilir. Bunun için, iletilecek güç ve sinüsoidal dalga şekli gereksinimi ile belirlenmiş I_N^* genliğini sağlayabilmek amacıyla tüm fazlar için eşit olan bir i_0 sıfır bileşeni eklenir:

$$\begin{aligned} i_{NR}^{*'} &= i_{NR}^* + i_0 \\ i_{NS}^{*'} &= i_{NS}^* + i_0 \\ i_{NT}^{*'} &= i_{NT}^* + i_0 \end{aligned} \quad (3.57)$$



Şekil 3.31 Faz akımının referans değerlerine bir I_0 dc bileşen eklenerek u_{C1} ve u_{C2} kısmi çıkış gerilimlerinin dengelenmesi işleminin dijital simülasyonu. Şebeke faz akımı i_{NR} ve merkez noktayı yükleyen i_M akımının gösterimi, 15 A/div. (a) $I_0 = 0$ (akım kontrolünün etkisi yok), $I_M = 0.16$ A. (b) $I_0 = +0.375$ A ($+h/4$), $I_M = 6.1$ A. (c) $I_0 = -0.375$ A ($-h/4$), $I_M = -6.0$ A.

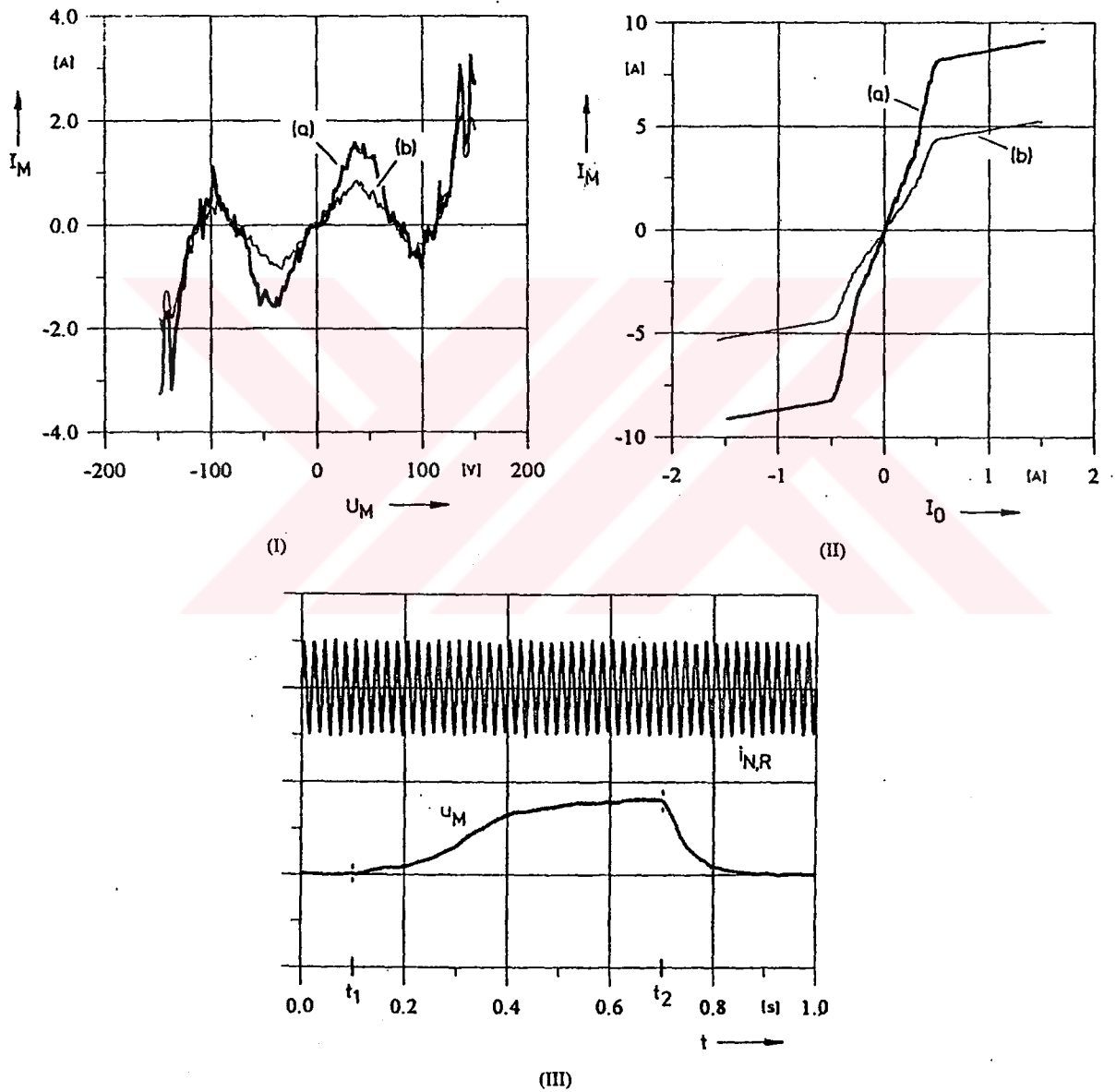
Sıfır bileşen i_0 , topraksız şebeke yıldız noktasından dolayı ($i_{NR} + i_{NS} + i_{NT} \equiv 0$) faz akımı kontrolörleri tarafından saptanamaz ve bu nedenle şebeke akımı şekli üzerine doğrudan bir etkiye neden olmaz. Bununla birlikte, şebeke akımının kontrolü için kullanılan anahtarlama durumlarının süresini ve bu nedenle de i_M merkez nokta akımı değerini de etkiler.

3.3.4 Dijital simülasyon

Sistemin çalışma davranışının dijital bir simülasyonunun sonuçları Şekil 3.30, 3.31 ve 3.32'de gösterilmektedir. Şekil 3.30(b)'de görüldüğü gibi konverterin köprü kollarının üç seviyeli karakteristiği, doğrultucu giriş geriliminin ($u'_{Ui} = u_{Ui} - u_{NY}$, (3.50)) ideal sinüsoidal şekle çok

iyi bir yaklaşımını verir. Bu nedenle, oldukça düşük ortalama anahtarlama frekansı veya düşük nominal endüktans gücü için bile, düşük bir efektif akım dalgalanması elde edilir.

Şekil 3.31’de gösterilen sinyal şekilleri ile, faz akımı referans değerinin I_0 kadar kaydırılması ile çıkış merkez noktası geriliminin (u_M) kontrolü ile ilgili hususlar kanıtlanmaktadır. İlişkilerin açıkça görülmesi amacıyla, çok büyük I_0 değerleri seçilmiştir. Genellikle, sonuç merkez nokta akımı ortalama değeri (I_M), esasen şebeke akımının \hat{I}_N genliği ve histerezis bant genişliğinin ($2h$) oranı vasıtasıyla belirlenir. Kısmi çıkış gerilimlerinin dengelenmesi h 'a göre küçük olan bir I_0 dc bileşeninin eklenmesi ile mümkün yapılabilir.



Şekil 3.32 Çıkış geriliminin kapasitif merkez nokta potansiyelinin kontrolü. (I) i_M merkez nokta akımının I_M ortalama değerinin, merkez nokta potansiyelindeki kaymaya (U_M) bağlılığı; $U_M = 0$ civarında karakteristik bir yaklaşımla düz bir çizgi ile değiştirilebilir. (a) $\hat{I}_N^* = 18$ A, $g_M \approx 0.04 \Omega^{-1}$ (b) $\hat{I}_N^* = 9$ A, $g_M \approx 0.02 \Omega^{-1}$. (II) Doğrultucu sisteminin $I_M = I_M \{I_0\}$ kontrol karakteristiği (a) $\hat{I}_N^* = 18$ A (b) $\hat{I}_N^* = 9$ A (III) Açık ($t \in [t_1, t_2]$) ve kapalı merkez nokta gerilimi kontrol çevrimi için u_M (100 V/div) ve i_{NR} (40 A/div) şekilleri ($\hat{I}_N^* = 18$ A, $C_1 = C_2 = 2$ mF).

Sistemin pratik olarak gerçekleştirilmesi için

$$I_0 \approx 0.01 \dots 0.05h$$

tipik değerlerdir. i_0 'ın eklenmesi ile akım harmoniklerinin genlikleri ve spektral dağılımları çok az etkilenir. Şebeke akımının düşük frekanslı distorsiyonları meydana gelmez. (faz akımı referans değerlerinin i_0 kadar kaydırılmasından dolayı olan simetrisizliğin neden olduğu) Çift mertebeli harmoniklerin genlikleri komşu tek mertebeli harmoniklerin değerleri ile sınırlı kalır.

Şekil 3.32(III), bir açık ve kapalı merkez nokta gerilimi kontrol çevrimi ($G(s)$), bir PI kontrolör için u_M 'in değişimini gösterir. u_M , t_1 anında kontrol çevrimi açılana kadar $u_M^* = 0$ 'da (referans değer), yani $u_{C1} = u_{C2}$ tutulur. Kontrol çevrimi kesilirse ($t \in [t_1, t_2]$ için $i_0 = 0$), merkez nokta potansiyeli pozitif geri beslemeli bir integratörün basamak cevabına uygun bir şekil gösterir. Şekil 3.32(I)'e göre simetrisizliğin artan yükselişi, pozitif geri beslemenin azalmasını ve nihayetinde g_M 'in işaretinin değişmesi sonucunu doğurur. Eldeki durumda, $|U_M| = 50 \dots 100$ V bölgesinde g_M negatif değerdedir. Bu nedenle, bu çalışma bölgesinde kararlılık vardır. Bu, Şekil 3.32(III)'de u_M 'in, $U_M \approx 80$ V için, $I_M = I_M \{U_M\}$ karakteristiğinin sıfıra doğru hareketiyle görülebilir. t_2 'de kontrol çevrimi tekrar kapanır ve $G(s)$ 'in doğru boyutlandırılmasından dolayı u_{C1} ve u_{C2} 'nin simetrisizliği düzeltilir.

3.3.5 Sistemin değerlendirilmesi

Sistemi değerlendirmek için, elemanlar üzerindeki karakteristik akım ve gerilim baskıları, Şekil 3.20'de gösterilen iki seviyeli altı-anahtarlı PWM doğrultucununkiler ile karşılaştırılmaktadır (Çizelge 3.3).

Karakteristik eleman baskıları aşağıda verilen nominal değerlere dayanarak dijital simülasyon tarafından belirlenmiştir.

$$P_o = 12.6 \text{ kW}$$

$$U_N = 400 \text{ V} / 230 \text{ V}$$

$$f_N = 50 \text{ Hz}$$

$$U_o = 700 \text{ V}$$

Şebeke akımının kontrolü histerezis kontrolü ile gerçekleştirilmiş, faz akımı referans değerleri, şebeke faz gerilimlerine orantılı olarak verilmiştir ((3.46)). Modülün dc/dc çıkış katının

verimi $\eta_{dc/dc} = 0.95$ olarak tahmin edilmiştir. Devre parametreleri için aşağıdaki değerler seçilmiştir.

$$L_U = 0.3 \text{ mH}$$

$$h = 1.5 \text{ A}$$

Çizelge 3.3 Üç fazlı/anahtarlı/seviyeli PWM doğrultucu sistemi (Şekil 3.26(b)) ile üç fazlı altı anahtarlı iki seviyeli bir PWM doğrultucu sisteminin (Şekil 3.20) eleman baskılarının karşılaştırılması; Üç seviyeli sistem için verilen diyot baskıları D_{1j} ve D_{2j} serbest geçiş diyotları ile ilgilidir. Parametreler: $P_O = 12.6 \text{ kW}$, $\eta_{ac/dc} \approx 0.96$, $U_O = 700 \text{ V}$, $U_N = 230 \text{ V}$, $L_U = 0.3 \text{ mH}$, $h = 1.5 \text{ A}$ ($\approx 0.05 \hat{I}_{N1}$)

Karakteristik Değer	Üç Seviyeli Sistem	İki Seviyeli Sistem
I_{N1} [A]	19.0	19.0
$I_{Ni_{max}}$ [A]	29.9	29.9
ΔI_N [A]	0.62	0.65
$I_{T_{ort}}$ [A]	5.1	1.3
I_T [A]	8.6	4.5
$U_{Ti_{max}}$ [V]	350	700
$I_{D_{ort}}$ [A]	6.0	7.3
I_D [A]	11.5	12.4
$U_{Di_{max}}$ [V]	350	700
I_C [A]	9.3	9.5
f_{Port} [kHz]	33.3	57.3

Konverter sistemlerinin elemanları üzerindeki baskıların karşılaştırılmasından (Çizelge 3.3) görülebileceği gibi, eşit histerezis genişliği ve yaklaşık olarak eşit şebeke akımı harmonik değeri ΔI_N ($\Delta i_{Ni} = i_{Ni}^* - i_{Ni}$) için üç anahtarlı, üç seviyeli PWM doğrultucuda önemli derecede daha düşük ortalama anahtarlama frekansı ortaya çıkar. Bu, üç seviyeli karakteristiktten dolayı doğrultucu giriş gerilimlerinin ideal sinüs şekline daha iyi yaklaşımları nedeniyle elde edilir. Bu nedenle, eşit bir anahtarlama frekansı için, iki seviyeli PWM doğrultucuya göre L_U değeri azaltılabilir. Ayrıca bu, konverterin daha yüksek bir güç/hacim oranına sahip olması demektir.

Üç seviyeli doğrultucu sisteminin bir başka avantajı da güç transistörlerinin ve serbest geçiş diyotlarının $U_{Ti_{max}}$ ve $U_{Di_{max}}$ tutma gerilimi baskılarının yarı yarıya düşmesidir. Bu, MOS-FET'in daha düşük tutma gerilimi ile ve diyotların daha düşük ters algılama zamanıyla kulla-

nılmasını mümkün kılar. Bununla beraber, daha düşük anahtarlama kayıpları ve (daha düşük tutma gerilimi için daha düşük $R_{DS,on}$ direncinden dolayı) daha düşük transistör iletim kayıpları elde edilir. Bu, daha yüksek verimli enerji dönüşümünü verir.

Ayrıca, transistörlerin toplam volt-ampere sınır değerlerinin karşılaştırılması üç seviyeli konverterin bir avantajını gösterir ($\sum U_{Ti,max} I_{Ti,max}$, $i = R, S, T$ ($I_{Ti,max} = \hat{I}_{Ni,max}$)); iki seviyeli doğrultucu sistemi dört kat daha büyük bir güç transistörü volt-ampere sınır değeri gerektirir.

Eğer, iki seviyeli altı anahtarlı doğrultucu sisteminin üç köprü kolunun her birine yerleştirilmiş iki güç yarı iletkeni (Şekil 3.20) her fazda paralel bağlanır ve üç seviyeli doğrultucunun ilgili güç anahtarının gerçekleştirilmesi için kullanılırsa her iki durumda da tek transistörler için yaklaşık olarak eşit bir akım baskısına sahip oluruz (I_T). Ayrıca, şebeke akımlarının efektif değerleri (I_N) ile ilgili olarak her iki sistemin güç akışını taşıyan diyotlar üzerindeki baskılar ile çıkış kondansatörleri üzerindeki baskılar arasında küçük farklar vardır.

Bu devrenin diğer bazı avantajları şunlardır:

- Basit yapılı güç ve kontrol devresi, faz başına sadece bir güç transistörü (düşük kontrol/sürme çabası);
- Analog tekniklerle kontrol devresinin tasarlanma imkanı;
- Köprü devreleri ile karşılaştırıldığında: 1) güç transistörlerinden önemli ölçüde daha çok faydalanma (her transistörün ilgili faz akımının pozitif ve negatif yarı periyodu süresince iletimi); 2) güç transistörleri olarak güç MOSFET'lerinin kullanılması durumunda elemanların dahili diyotlarından akım akışı meydana gelmez ve bu diyotların mümkün bir iletim olayının, güç transistörlerine seri diyotlar eklenmesi ile önlenmesi zorunlu değildir. 3) daha yüksek çalışma güvenirliliği – bir transistörün düzensiz bir kontrolü durumunda çıkış geriliminde kısa devre meydana gelmez; 4) daha düşük EMI filtreleme gereksinimi;
- Yükün pozitif ve negatif kısmı çıkış gerilimlerine dağıtılması imkanı; u_{C1} ve u_{C2} çok fazla asimetrik olarak yüklenebilir çünkü, uygun sistem kontrolü ile, birinin çıkış gerilimi merkez noktasında (M) yüksek akımı üzerine alma kapasitesi vardır.

Bunun yanında bazı dezavantajları:

- Bağımsız elemanlarla konverterin gerçekleştirilmesi için oldukça yüksek devre çabası; sistemin bir köprü kolunu bütünleştiren bir güç modülünün uygulanmasıyla bundan kaçınılabılır (örneğin IXYS VUM25-E modülü $U_N = 230$ V ve $U_O = 700$ V için tasarlanmış ve $P_O = 15$ kW, $f_p = 50$ kHz, $\eta_{ac/dc} = 0.96$ olan bir doğrultucu sisteminin gerçekleştirilmesine imkan verir).
- Bağımsız faz kontrolörleri ile giriş akımlarının histerezis kontrolü için, bazı akım kontrolü hatası olasılığı, periyot sınırlaması oluşması – konverter anahtarlama frekansının optimal olmayan kullanımı.

4. SONUÇLAR

Alışılmış doğrultucu sistemleri, 1. Bölümde gösterildiği gibi yüksek harmonik içerikli akım çekerler. Bu bozulmuş dalga şekline sahip giriş akımındaki distorsiyonu azaltmak için bugün genellikle pasif filtreler kullanılır. Ancak pasif filtreler çok büyük yer kaplarlar ve konverterlerin güç yoğunluğunu düşürürler. Bu çalışmada, pasif filtrelere alternatif olabilecek ve özellikle gelecekte çoğu uygulama alanında performans ve güç yoğunluğu bakımından pasif filtreleri geçebilecek aktif akım şekillendirme devreleri incelendi.

Kontrol teknikleri arasında kesintili iletim modu, pratikte, özellikle tek anahtarlı aktif doğrultucu sistemleri için kontrol kolaylığı nedeniyle uygulanabilir gözükmektedir. Ancak sürekli iletim moduna nazaran performansı daha kötüdür. Önceki bölümde de ele alındığı gibi özellikle 5. harmonik etkindir. Bu nedenle de hala pasif filtre gereklidir. Ayrıca M gerilim transfer oranının, şebekeden çekilen akımın harmonik içeriği üzerinde önemli bir etkisi vardır. Akımdaki distorsiyonu düşürmek ve dolayısıyla güç faktörünü yükseltmek için gerilim kazancının yüksek tutulması gerekir. Bununla birlikte, doğrultucunun yarı iletken elemanları üzerindeki maksimum gerilim baskısı artar. Elemanlar üzerindeki akım ve gerilim baskılarını düşürmek için yumuşak anahtarlama ve üç seviyeli doğrultucu sistemleri geliştirilmektedir.

Üç fazlı GFD devrelerinin kullanımının gelecekte oldukça artması beklenebilir. Gelişme, en çok telekomünikasyon, bağımsız ac enerji sistemleri (örneğin uçak ve gemiler) ve performans veya güç yoğunluğunun önemli olduğu diğer uygulamalarda gözle görülür olacaktır. Tüketici bakımından ve endüstriyel alanlarda, gelişim, alışılmış doğrultucu sistemleri ile doğrultma ve büyük pasif filtrelerle karşılaştırıldığında aktif doğrultucu devrelerinin önemli ek maliyetinden dolayı, esasen yeni enerji kalitesi standartları ve regülasyonları tarafından tayin edilecektir. Düşük güçlü uygulamalar için, basit üç fazlı GFD devreleri, memnun edici bir performansla maliyet bakımından da avantajlı bir çözüm sağlayabilirler. Ayrıca yüksek güçlerde, yüksek frekanslı EMI filtrelemenin gerektiği aktif akım şekillendirme devreleri ile pasif harmonik filtreleme arasındaki çekişme gelecekte aktif devrelerin lehine olma eğilimindedir. Üç fazlı inverter topolojileri ve kontrol teknolojilerinin çoğu GFD uygulamaları için kolaylıkla uyarlanabilir. Örneğin, motor sürücülerini gibi regeneratif, akım-regülasyonlu gerilim kaynaklı inverterler minimum değişikliklerle boost doğrultucular olarak doğrudan kullanılabilir. Bununla birlikte, yüksek frekanslı çalışma, giriş akımı kalitesi, EMI filtreleme, yüksek verim ve güç yoğunluğu konuları zorlayıcı güç olmayı sürdürür. Bu çalışmada incelenen devre ve tekniklerin çoğu hala endüstriyel olarak uygulanmadan önce uygulama alanlarında daha çok doğruluklarının kanıtlanmasına ihtiyaçları vardır.

KAYNAKLAR

Bose, B. K., (1992), *Modern Power Electronics - Evolution, Technology and Applications*, IEEE Press.

Gülgün, R., (1995), *Güç Elektroniği*, Yıldız Teknik Üniversitesi Yayınları, İstanbul.

Jang, Y., Jovanovic, M. M., (1995), "A Comparative Study of Single-Switch Three-Phase High-Power-Factor Rectifiers", *IEEE Transactions on Industry Applications*, 34:1327-1334.

Kolar, J. W., Ertl, H., Zach, F. C., (1995), "A Comprehensive Design Approach for a Three-Phase High-Frequency Single Switch Discontinuous-Mode Boost Power Factor Corrector Based on Analytically Derived Normalized Converter Component Ratings", *IEEE Transactions on Industry Applications*, 31:569-582.

Kolar, J. W., Zach, F. C., (1997), "A Novel Three-Phase Utility Interface Minimizing Line Current Harmonics of High Power Telecommunications Rectifier Modules", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 44:456-467.

Lander, C.W., (1993), *Power Electronics, Third Edition*, McGraw-Hill International Editions.

Mao, H., Lee, F. C. Y., Boroyevich, D., Hiti, S., (1997), "Review of High-Performance Three-Phase Power-Factor Correction Circuits", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 44:437-445.

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

Rashid, M. H., (1988), *Power Electronics – Circuits, Devices and Applications*.

Salmon, J. C., (1996), "Operating a Three-Phase Diode Rectifier with a Low-Input Current Distortion Using a Series-Connected Dual Boost Converter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 11:592-603.

Shepherd, W., Zand, P., (1979), *Energy Flow and Power Factor in Nonsinusoidal Circuits*, Cambridge University Press, Cambridge.

Tou, M., Al-Haddad, K., Olivier, G., Rajagopalon, V., (1997) "Analysis and Design of Single-Controlled Switch Three-Phase Rectifier with Unity Power Factor and Sinusoidal Input Current", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 12:608-614.

Wu, R., Dewan, S. B., Slemon, G. R., (1990) "A PWM AC-to-DC Converter with Fixed Switching Frequency", *IEEE Transactions on Industry Applications*, 26:880-885.

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi	13.05.1978	
Doğum yeri	Ağrı	
Lise	1987-1993	Karasu Lisesi, Karasu, Sakarya
Lisans	1993-1997	Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fak. Elektrik Mühendisliği Bölümü

Çalıştığı kurum(lar)

1999	AYKOR Denizcilik Mühendislik İnşaat Sanayi ve Ticaret A. Ş.
2000	AK Elektrik Proje ve Mühendislik A.Ş., Modern Karton Kağıt Fabrikası Şantiyesi Çorlu-Tekirdağ

