YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

168335

ÜÇ FAZLI AC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLERDE GÜÇ FAKTÖRÜNÜN DÜZELTİLMESİ

Elektrik Müh. Evren İŞEN

F.B.E Elektrik Müh. Anabilim Dalı Kontrol ve Otomasyon Programında Hazırlanan

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışması : Yrd. Doç. Dr. Gülderen YILDIRMAZ

Prof. Dr. Haci Bodur

Prof. Dr. Oruç Bilgiç

İSTANBUL, 2005

İÇİNDEKİLER

Sayfa

SİMGE LİSTESİ.....v

KISALTMA LİSTESİ.....vi

ŞEKİL LİSTESİ.....vii

ÇİZELGE LİSTESİ..... xi

ÖNSÖZ.....xii

ÖZET.....xiii

ABSTRACT.....xiv

1 GİRİŞ..... 1

2 TEK YÖNLÜ IPQC AC-DC KONVERTERLER..... 4

2.1 Tek Yönlü Boost Konverterler 4
2.1.1 Tek Anahtarlı Tek Yönlü Boost Konverter 4
2.1.1.1 Çalışma Prensibi 4
2.1.1.2 Giriş Akımı Analizi 6
2.1.1.3 Giriş Filtre Dizaynı 12
2.1.1.4 Deneysel Sonuçlar 13
2.1.1.5 Sonuç 13
2.2 Tek Yönlü Buck Konverterler 15
2.2.1 İki Anahtarlı Harmonik Enjeksiyonlu Tek Yönlü Buck Konverter 15
2.2.1.1 Güç Devresi ve Çalışması 15
2.2.1.1.1 Güç Devresi 15
2.2.1.1.2 Güç Devresinin Çalışması 16
2.2.1.2 Akım Ayarı ve Sentezi 17
2.2.1.3 Kontrolör/Modülatör 19
2.2.1.4 Deneysel Sonuçlar 21
2.2.1.5 Sonuç 23
2.3 Tek Yönlü Buck-Boost Konverterler 23
2.3.1 Anlık Akım Kontrollü Buck-Boost Konverter 24
2.3.1.1 Giriş 24
2.3.1.2 Önerilen Konverterin Güç Devresi 24
2.3.1.3 Konverterin Çalışma Prensibi 24
2.3.1.4 Kontrol Prensibi 26
2.3.1.4.1 Eşdeğer Devre 26
2.3.1.4.2 Anahtarlama Sinyali Üretimi 27
2.3.1.4.3 Önerilen Modülasyon 28
2.3.1.4.4 Modülasyon Hatası Kompanzasyonu 29
2.3.1.5 Deneysel Sonuçlar 31

2.3.1.5.1 Sürekli Akım Yöntemi 31
2.3.1.5.2 Süreksiz Akım Yöntemi 32
2.3.1.6 Sonuç 32
2.4 Tek Yönlü Çok Seviyeli Konverterler 34
2.4.1 Altı Anahtarlı Üç Seviyeli Tek Yönlü Konverter 34
2.4.1.1 Giriş 34
2.4.1.2 Çalışma Prensibi ve Kararlı Hal Analizi 34
2.4.1.3 Giriş Akımı ve DC Bara Nötr Noktası Gerilim Kontrolü 38
2.4.1.3.1 Nötr Noktası Gerilim Kontrolü 38
2.4.1.3.2 Akım Kontrol Tekniği 38
2.4.1.3.3 Anahtarlama Modları Seçimi 39
2.4.1.3.4 Mikroişlemci ile Anahtarlama Modları Seçimi Uygulaması 41
2.4.1.4 Sistem Uygulaması 41
2.4.1.5 Deneysel Sonuçlar 43
2.4.1.6 Sonuç 44
2.5 Tek Yönlü Çok Darbeli Konverterler 46
2.5.1 Tek Yönlü 24 Darbeli Diyot Doğrultucu 47
2.5.1.1 Giriş 47
2.5.1.2 Önerilen Devrenin Temelleri 47
2.5.1.2.1 Yardımcı Devre Çalışması 47
2.5.1.2.2 Giriş Akımı Analizi 49
2.5.1.2.3 Çıkış Gerilimi Analizi 50
2.5.1.2.4 Elemanların Akım Gerilim Aralıklarının Hesaplanması 52
2.5.1.3 Deneysel Sonuçlar 54
2.5.1.4 Sonuç 56

3 İKİ YÖNLÜ IPQC AC-DC KONVERTERLER 57

3.1 İki Yönlü Boost Konverterler 57
3.1.1 Azaltılmış Anahtarlı İki Yönlü Gerilim Beslemeli PWM Boost Konverter 57
3.1.1.1 Önerilen Yapının Konfigürasyonu 58
3.1.1.2 Sistem analizi 59
3.1.1.3 Gerilim Kontrolü 62
3.1.1.4 Deneysel Sonuçlar 64
3.1.1.5 Sonuç 64
3.2 İki Yönlü Buck Konverterler 67
3.2.1 Basitleştirilmiş ve Birleştirilmiş Ters-Paralel Bağlı Buck Konverter 67
3.2.1.1 Giriş 67
3.2.1.2 İki Yönlü Buck Doğrultucu 67
3.2.1.2.1 Doğrultucu Mod Çalışma 68
3.2.1.2.2 İnverter Mod Çalışma 70
3.2.1.2.3 Güç Devresi 71
3.2.1.2.4 Kararlı Hal Çalışma 71
3.2.1.3 Kontrol Sistemi Dizaynı 71
3.2.1.4 Sonuç 77
3.3 İki Yönlü Buck-Boost Konverterler 77
3.3.1 Üç Fazlı İki Yönlü Güç Akışı Olan Buck-Boost Konverter 77
3.3.1.1 Giriş 77
3.3.1.2 Güç Evresi Topolojileri 77
3.3.1.3 Çalışma Prensibi ve Modülasyon Yöntemi 79
3.3.1.3.1 Doğrultucu Çalışma 79

3.3.1.3.2 İnverter Çalışma 80
3.3.1.4 Devre Simülasyonu 82
3.3.1.5 Deneysel Uygulama 83
3.3.1.6 Sonuç 84
3.4 İki Yönlü Çok Seviyeli Konverterler 86
3.4.1 Beş Seviyeli İki Yönlü Konverter 86
3.4.1.1 Giriş 87
3.4.1.2 Çalışma Prensibi 87
3.4.1.2.1 Ana Devre 87
3.4.1.2.2 Giriş Akım Kontrolü 88
3.4.1.3 Önerilen Kontrol Metodu 88
3.4.1.3.1 +E ve –E Seviyeleri Kontrol Metodu 89
3.4.1.3.2 Nötr Noktası Potansiyeli Kontrol Metodu 91
3.4.1.3.3 Giriş Akım Analizi 91
3.4.1.4 Simülasyon Sonuçları 92
3.4.1.5 Uygulama 96
3.4.1.5.1 Deneysel Ayar 96
3.4.1.5.2 Deneysel Sonuçlar 96
3.4.1.6 Sonuç 97
3.5 İki Yönlü Çok Darbeli Konverterler 100
3.5.1 Yüksek Güçlü Uygulamalar İçin Altı Darbeli Tristör Konvertere Dayanan Darbe Çoğaltma Tekniği 100
3.5.1.1 Giriş 101
3.5.1.2 Önerilen 12-Darbeli Yöntem 101
3.5.1.3 Daha Fazla Darbeli Çalışma 106
3.5.1.4 Deneysel Sonuçlar 110
3.5.1.5 Sonuç 110

4 SONUÇLAR 112

KAYNAKLAR 115

ÖZGEÇMİŞ 117

SİMGE LİSTESİ

A_n	Fourier katsayısı
B_n	Fourier katsayısı
β	Boost anahtarı iletime girme açısı
C_d	Dc filtre kondansatörü
$\cos \varphi_1$	Kayma faktörü
C_p, C_Q	Harmonik filtre kondansatörü
C_{ia}, C_{ib}, C_{ic}	Ac giriş filtre kondansatörü
D	Boost anahtarı bağıl iletim oranı
f_b	Boost anahtarı anahtarlama frekansı
i_p, i_q	Buck konverterlerin dc akımları
i_p^*	i_p akımı referans değeri
i_N	Nötr hat akımı
i_N^*	Filtreleme öncesi nötr akımı
i_{Ldc}	Dc endüktans akımı
I_o	Dc çıkış akımı
$i'_{x,y,z}$	IFT'nin girişe enjekte ettiği akım
k	Transformatör sarım oranı
L_{ia}, L_{ib}, L_{ic}	Boost endüktansları
L_d	Dc filtre endüktansı
L_p, L_q	Harmonik filtre endüktansı
L_{i1}, L_{i2}, L_{i3}	Ac giriş filtre endüktansı
L_s	Kaynak ve hat endüktansı
m_{SR1}	Buck konverter bağıl iletim oranı
M	Modülasyon indeksi
N_p	Transformatör primer sarım sayısı
N_s	Transformatör sekonder sarım sayısı
η	Verim
n	Harmonik numarası
P_0	Çıkış gücü
R_0	Dc yük
SGN(.)	İşaret fonksiyonu
t_1	Boost anahtarının kesime girme anı
V_{an}	a fazı giriş gerilimi
V_d	Dc çıkış gerilimi
$V_{d,ref}$	Dc çıkış gerilimi referans değeri
V_{c1}, V_{c2}	Ayrık çıkış kondansatör gerilimleri
V_{o1}, V_{o2}	Doğrultucu çıkış gerilimleri
$X_{cia,1}$	Temel frekansta filtre kondansatör reaktansı
$L_{cia,1}$	Temel frekansta filtre endüktans reaktansı

KISALTMA LİSTESİ

ASD	Ayarlanabilir hızlı sürücü
AF	Aktif filtre
BPF	Band geçiren filtre
CCM	Sürekli akım modu
DCM	Süreksiz akım modu
DSP	Dijital sinyal işleyici
EMI	Elektro magnetik girişim
FRD	Hızlı ters toparlanma diyodu
HVDC	Yüksek dc gerilim
IC	Entegre devre
IPQC	İyileştirilmiş güç kalite konverteri
IFT	Arayüz transformatörü
LPF	Alçak geçiren filtre
MHC	Çok bandlı histeresiz komparatör
MMF	Magnetik motor kuvvet
NPP	Nötr nokta potansiyeli
NPVC	Nötr nokta gerilimi kontrol biti
PFC	Güç faktörü düzeltme
PSM	Darbe boşluk modülasyonu
RFI	Radyo frekans girişim
SMR	Anahtarlamalı doğrultucu
TPF	Toplam güç faktörü
THD	Toplam harmonik distorsiyon
UPS	Kesintisiz güç kaynağı
VSI-PWM	Gerilim kaynaklı inverter-PWM

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1 Geliştirilmiş Güç Kalite Konverterleri Konverter Tabanlı Sınıflandırma 3
Şekil 2.1 (a) Önerilen 3 fazlı ac-dc konverter (b) Tek fazlı eşdeğer devre 5
Şekil 2.2 Klasik üç fazlı ac-dc konverter 5
Şekil 2.3 Simülasyon dalga şekilleri (a) 3 fazlı ac kaynak faz gerilimleri (b) Boost anahtarı kapı sinyalleri (c) Doğrultucu giriş akımı (I_{ia}) ve spektrumu (d)Doğrultucu çıkış akımı (I_{dc}) ve spektrumu 9
Şekil 2.4 (a) Boost anahtar iletimdeyken eşdeğer tek fazlı devre (b) Boost anahtarı kesimdeyken eşdeğer tek fazlı devre 11
Şekil 2.5 Boost anahtarının bağıl iletim oranı ile minimum dc bara gerilimi değişimi... 11
Şekil 2.6 Giriş filtresiz boost anahtarının bağıl iletim oranı ile güç faktörü değişimi..... 12
Şekil 2.7 Giriş filtre dizaynı tek fazlı eşdeğer devre 13
Şekil 2.8 (a) Giriş akımı (Ii1) ve ac kaynak faz gerilimi 14
Şekil 2.9 Önerilen konverter sistemi 16
Şekil 2.10 Basitleştirilmiş eşdeğer devre 19
Şekil 2.11 Akım sentezi ve referanslar 20
Şekil 2.12 Kontrolör/Modülatör blok diyagramı 21
Şekil 2.13 Deneysel dalga şekilleri (a) AC faz gerilimi, kaynak hat akımları (b) Frekans spektrumu AC faz-faz gerilimi, kaynak hat akımı (alçak frekans) (c) Frekans spektrumu AC faz-faz gerilimi, kaynak hat akımı (yüksek frekans) (d) DC bağlantı akımları ve referansları (e) IFT faz gerilimi ve ac faz akımı (f) Faz-nötr akımı ve primer sargı akımları 22
Şekil 2.14 Deneysel sonuçlarla elde edilen karakteristikler 23
Şekil 2.15 Buck-Boost konverter 25
Şekil 2.16 Eşdeğer darbe akım kaynağı 28
Şekil 2.17 Anahtarlama sinyallerinin üretilmesi 30
Şekil 2.18 Kontrolör diyagramı 30
Şekil 2.19 Taşıyıcı sinyal üretici (a) Taşıyıcı sinyal üretici blok diyagramı (b) Taşıyıcı sinyal generatörü dalga şekilleri 31
Şekil 2.20 Sürekli akım dalga şekilleri (a) Endüktans akımı,kaynak faz gerilimi, kaynak faz akımı (b) Faz-faz gerilimi frekans spektrumu, kaynak hat akımı spektrumu (20kHz) (c) Faz-faz gerilimi frekans spektrumu, kaynak hat akımı spektrumu (1kHz) 33
Şekil 2.21 Statik karakteristikler 33
Şekil 2.22 Süreksiz akım dalga şekilleri (a) Kaynak hat akımları ve kaynak faz gerilimi (b) Giriş faz-faz gerilimi ve kaynak hat akımı spektrumu (20kHz) (c) Giriş faz-faz gerilimi ve kaynak hat akımı spektrumu (2kHz) 33
Şekil 2.23 Önerilen devre konfigürasyonu 35
Şekil 2.24 Anahtarlama modları ve sınırlandırılmalar 36
Şekil 2.25 Şebeke ve doğrultucu eşdeğer devresi 36
Şekil 2.26 Kritik çalışmadaki fazör diyagramları (a) 30^0 ileri (b) 30^0 geri 37
Şekil 2.27 Kararlı hal analizi sonuçları (a) Giriş akımı çalışma bölgesi (b) Maksimum güç,reaktif güç,güç faktörü 40
Şekil 2.28 Anahtarlama modu seçimi (a) Akım sapma vektörü türevleri ve giriş akımı vektörü belirli pozisyonları için anahtarlama modları (b) Giriş akım vektörü ve sapma akım vektörü bölgeleri (c) E vektörü bölgeleri 43
Şekil 2.29 Kontrol diyagramı 44
Şekil 2.30 Histeresiz akım kontrolörü kullanılan deney sonuçları (A,B,C fazı giriş akımları, nötr akımı In integrasyonu) 45

Şekil 2.31 Önerilen akım regülasyon (A,B,C fazı giriş akımları, nötr akımı In integrasyonu) 45
Şekil 2.32 30^0 geri çalışmada deneysel sonuçlar (A fazı gerilimi ve akımı) 45
Şekil 2.33 Birim güç faktörü çalışmada deneysel sonuçlar (A fazı gerilimi ve akımı) 46
Şekil 2.34 30^0 ileri çalışmada deneysel sonuçlar (A fazı gerilimi ve akımı) 46
Şekil 2.35 Önerilen 24 darbeli sistem 48
Şekil 2.36 Hesaplama sonuçları (k=0.984, Io=1(PU) ve VLL=1(PU) 51
Şekil 2.37 Tm transformatörünün çalışması (a) P-mod (I_m>0) (b) Q-mod (I_m<0) 52
Şekil 2.38 k değerine bağlı olarak THD değişimi 52
Şekil 2.39 Önerilen 24 darbeli sistem için deneysel sonuçlar (2A/Div) (a) Im akımı (b) Ip akımı(c) Doğrultucu çıkış akımı Io1 (d) Doğrultucu giriş akımı Ia1 (e) Giriş akımı (f) Ia FFT değeri 55
Şekil 2.40 Klasik 12 darbeli sistemin deneysel olarak elde edilen giriş akımı (2A/Div) .. 56
Şekil 3.1 Klasik VSI-PWM doğrultucu/inverter sistem 58
Şekil 3.2 Tek faz-Üç faz konverter 59
Şekil 3.3 Önerilen anahtar sayısı azaltılmış doğrultucu/inverter sistem 59
Şekil 3.4 İnverter kontrolü için sinüs üçgen PWM 62
Şekil 3.5 Doğrultucu dc bara gerilim kontrolü 63
Şekil 3.6 Giriş akımlarının sürekli hal dalga şekilleri 64
Şekil 3.7 Dc bağlantı referans gerilimindeki adım değişimine geçici cevap (a) DC bara referans gerilimi (b) Giriş akımı 65
Şekil 3.8 Yük değişimindeki geçici cevap (a)Dc bağlantı gerilimi (b)Giriş akımı 65
Şekil 3.9 Motor kalkışındaki geçici cevap (a)üst kondansatör gerilimi v_{c1} (b)alt kondansatör gerilimi v_{c2} 66
Şekil 3.10 Motor kalkışındaki geçici cevap (ac bileşenler) (a)İki kondansatörün gerilim toplamı $v_{c1}+v_{c2}$ (b)İki kondansatör gerilim farkı $v_{c1}-v_{c2}$ 66
Şekil 3.11 Ters-paralel bağlı buck konverter 68
Şekil 3.12 Basitleştirilmiş ve birleştirilmiş ters-paralel buck konverter 68
Şekil 3.13 Doğrultucu modda faz akımlarının sıfır geçişi ile oluşan bölgeler 69
Şekil 3.14 Senkronize darbe genişlik modülatörü 72
Şekil 3.15 Doğrultucu modda faz akımı ve faz gerilimi 72
Şekil 3.16 İnverter modda faz gerilimi ve faz akımı 72
Şekil 3.17 Çevrim sistemi blok diyagramı 73
Şekil 3.18 Açık çevrim M basamak değişiminde V_0 ve I_L cevabı simülasyon sonuçları .. 73
Şekil 3.19 Açık çevrim M basamak değişiminde V_0 ve I_L cevabı deney sonuçları 74
Şekil 3.20 V0ref değerinin 120V'tan 40V'a düşürülmesine sistem cevabı simülasyonu.. 75
Şekil 3.21 Deneysel olarak V_0^{ref} değerinin 120V'tan 40V'a düşürülmesine sistem cevabı (a)M ve mod sinyali (b) I_L akımı 2A/div (c) V_O gerilimi 20V/div 76
Şekil 3.22 İki yönlü Cuk-Cuk konverter türetilmesi 78
Şekil 3.23 İki yönlü SEPIC-Zeta konverter türetilmesi 78
Şekil 3.24 Herbir fazın eşdeğer devresi ve birim güç faktörü çalışmada fazör diyagramı (a)Kararlı halde her faz için temel bileşen eşdeğer devre (b)Birim güç faktörü çalışmada her birfaz için için fazör diyagramı 79
Şekil 3.25 Cuk-Cuk iki yönlü ac-dc konverterin doğrultucu çalışma analizi 79
Şekil 3.26 Doğrultucu çalışmada PWM işlemi ve konverterin güç transferi (a) Sinyal üretimi (b) Akım yolları 80
Şekil 3.27 Geri dönüşüm çalışmada PWM işlemi ve konverterin güç transferi (a) Sinyal üretimi (b) Akım yolları 81
Şekil 3.28 Devre simülasyonu kontrol blok diyagramı 82
Şekil 3.29 Boost çalışmada 115V faz-faz gerilimi, 300V dc gerilim ve i_{Load}=16.7A değerlerinde a fazı gerilimi ve a fazı akımları simülasyon sonuçları 83

Şekil 3.30 Buck çalışmada 230V faz-faz gerilimi, 150V dc gerilim ve i_{Load}=8.4A değerlerinde a fazı gerilimi ve a fazı akımları simülasyon sonuçları 83
Şekil 3.31 Doğrultucu modda geri dönüşüm moduna geçişte ani değişim sonuçları 84
Şekil 3.32 Kararlı halde doğrultucu çalışmada deneysel sonuçlar (Üst şekil: boost doğrultucu, A:faz-faz gerilimi v_{ac} B:faz b akımı i_b 10A/div,v_{cdc}=150V,i_{Load}=9.2A, ac faz-faz gerilimi 58V. Alt şekil: Buck doğrultucu,C:faz-faz gerilimi v_{ac} D:faz b akımı i_b 2A/div, v_{cdc}=74V, i_{Load}=4.5A,ac faz-faz gerilimi 115V) 85
Şekil 3.33 Kararlı halde inverter çalışmada deneysel sonuçlar (Üst şekil: buck doğrultucu, A:faz-faz gerilimi v_{ac} B:faz b akımı i_b 10A/div, v_{cdc}=150V, i_{Load}=10.2A, ac faz-faz gerilimi 57V. Alt şekil: Boost doğrultucu,C:faz-faz gerilimi v_{ac} D:faz b akımı i_b 2A/div, v_{cdc}=115V, i_{Load}=6.8A, ac faz-faz gerilimi 115V) 85
Şekil 3.34 Doğrultucudan geri dönüşüm moduna geçişte deneysel ani değişim sonuçları (A:S_3 için kapı darbesi B:S_7 için kapı darbesi C:dc çıkış gerilimi v_{cdc}=50V D:116V faz-faz geriliminde faz b akımı i_b 5A/div) 86
Şekil 3.35 Önerilen kontrol devresi ve ana devre 89
Şekil 3.36 Çok bantlı histeresiz komparatör (MHC) (olağan mod) 90
Şekil 3.37 MHC +E seviyesi potansiyel kontrol modu (a) +E seviyesi potansiyeli toleranstan yüksekse (b) Toleranstan düşükse 90
Şekil 3.38 MHC –E seviyesi potansiyel kontrol modu (a) –E seviyesi potansiyeli toleranstan düşükse (b) Toleranstan yüksekse 90
Şekil 3.39 MHC NPP kontrol modu (a) NPP referans değerinden büyükse (b) NPP referans değerinden küçükse 91
Şekil 3.40 Giriş akımı analizi 92
Şekil 3.41 Giriş akım 92
Şekil 3.42 DC yük (a) Güç aktarım modu (b) Geri dönüşüm modu 93
Şekil 3.43 Giriş faz akımı ve akım referansı (a) Ih=10A (b) Ih=5A 94
Şekil 3.44 Seviye gerilim kontrolü simülasyon sonuçları (a) Güç aktarım modu (b) Geri dönüşüm modu 94
Şekil 3.45 Dengesiz DC yük durumunda simülasyon sonuçları 95
Şekil 3.46 NPP kontrolü simülasyon sonuçları (a) Güç aktarım modu (b) Geri dönüşüm modu 95
Şekil 3.47 Faz akımı FFT analizi simülasyon sonuçları (güç aktarım modunda) 96
Şekil 3.48 Uygulama devresi 97
Şekil 3.49 Üç fazlı giriş akımları ve gerilimleri deneysel sonuçları (güç aktarım modu). 98
Şekil 3.50 Beş seviye potansiyelleri, giriş faz akımı ve faz gerilimi deneysel sonuçları .. 98
Şekil 3.51 Faz akımı FFT analizi deneysel sonuçları (güç aktarım modu) 99
Şekil 3.52 Üç fazlı giriş akımları ve faz gerilimleri deneysel sonuçları (geri dönüşüm modu) 99
Şekil 3.53 Beş seviye potansiyeli, giriş faz akımı ve faz gerilimi (geri dönüşüm modu) 100
Şekil 3.54 Önerilen 12 darbeli konverter 102
Şekil 3.55 Çeşitli dalga şekilleri (N_s/N_p=0.929, $\alpha=30^0$, $\beta_p=30^0$, $\beta_q=90^0$) 104
Şekil 3.56 İlave devrenin çalışması 104
Şekil 3.57 Anahtarlama fonksiyonları S_{a+} ve S_{a-} 105
Şekil 3.58 Optimum tetikleme açısı β ile faz açısı α 105
Şekil 3.59 Giriş akımı THD değeri 105
Şekil 3.60 İlave devre çalışması (a) 18 darbeli (b) 24 darbeli 106
Şekil 3.61 Giriş akımı ve çıkış gerilimi dalga şekilleri (a) 18 darbeli (b) 24 darbeli 107
Şekil 3.62 Deneysel dalga şekilleri (12 darbeli) (a) i_n (b) Giriş akımı i_a (c) Çıkış gerilimi v_0 110
Şekil 3.63 Deneysel dalga şekilleri (18 darbeli) (a) i_n (b) Giriş akımı i_a (c) Çıkış gerilimi

v_0 110
Şekil 3.64 Deneysel sonuçlar (24 darbeli) (a) i_n (b) Giriş akımı i_a (c) Çıkış gerilimi v_0 . 111

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 2.1 Konverter çalışma modları.....17
Çizelge 2.2 Anahtarlama durumları ve çeşitli akımlar.....28
Çizelge 2.3 Anahtarlama mod seçimi (Sadece giriş akımı kontrolü).....41
Çizelge 2.4 Anahtarlama mod seçimi (Giriş akımı ve nötr nokta gerilimi kontrolü).....41
Çizelge 2.5 Anahtarlama mod seçimi mikroişlemci tablosu..... 43
Çizelge 2.6 Eleman değerlerinin karşılaştırılması.....54
Çizelge 3.1 Anlık anahtarlama durumları, faz akımları, çıkış gerilimi..... 69
Çizelge 3.2 IGBT kapı değerleri.....88
Çizelge 3.3 Devre parametreleri.....93
Çizelge 3.4 Kontrol yöntemi ve performansı.....108
Çizelge 3.5 Transformatör VA değeri ve bileşen aralığı.....109

ÖNSÖZ

Klasik olarak güç elektroniği sistemlerinde ac şebeke gerilimini dc gerilime çevirmek için kontrolsüz doğrultucular 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 da şebekeye bağlı diğer elektronik yüklerde çalışma bozulmalarına neden olur.

Akımdaki bozulma oranı ile güç faktörü doğrudan ilişkilidir. Akım bozulma oranı arttıkça güç faktörü değeri düşer. Ayrıca kontrollü doğrultucular omik yükler için bile tetikleme açısına bağlı olrak reaktif akım çekerler ve düşük güç faktöründe çalışmaya neden olurlar.

Teknolojideki gelişmelerle birlikte güç elektroniği sistemlerini yaygınlaşması sonucunda enerji kalitesini koruyabilmek için çeşitli standartlar getirilmiştir. Bu standartlara uyum sağlamak ve yukarıda bahsedilen olumsuzlukları ortadan kaldırmak amacıyla klasik doğrultuculardan ziyade yüksek güç faktörü sağlayacak doğrultucu konverterlerin tasarlanma ihtiyacı ortaya çıkmıştır.

Beslenen dc yükün gücüne ve gerilimine bağlı olarak uygun doğrultucu konverterler kullanılmalıdır. Tek fazlı yüklerde tek fazlı ac-dc konverterler kullanılmakla birlikte yüksek güç gerektiren yüklerde üç fazlı ac-dc konverterler kullanılmaktadır. Dolayısıyla yüksek güç faktörü ile çalışan tek fazlı ve üç fazlı ac-dc konverterlerin ayrı ayrı geliştirilmesi gerekmektedir.

Bu çalışma süresince beni yönlendiren Yrd. Doç. Dr. Gülderen YILDIRMAZ hocama yardımlarından dolayı teşekkürlerimi sunarım.

ÖZET

Bu çalışmada şebekeden çekilen akımın aktif olarak şekillendirilmesi için kullanılan üç fazlı çeşitli doğrultucu devreleri incelenmiştir. Bu devreler çıkış gerilimi ve çıkış gücü gereksinimlerine göre sınıflandırılarak incelenmiştir. Bu incelemelerde devrelerin topolojileri, çalışma prensipleri, klasik yöntemlere göre farklılıkları ile simülasyon ve deneysel sonuçlar belirtilmiştir.

İlk bölümde tezin ikinci ve üçüncü bölümünde incelenecek olan yüksek güç faktörü özelliği olan üç fazlı ac-dc konverterlerin sınıflandırılması yapılmıştır. Temel olarak tek yönlü ve iki yönlü güç akışı ile bu konverteler iki başlıkta toplanmıştır. Daha sonra bunlar kendi aralarında yükseltici (boost), düşürücü (buck), yükseltici-düşürücü (boost-buck), çok seviyeli (multilevel) ve çok darbeli (multipulse) konverterler olarak beş kısıma ayrılmıştır. Herbir konverter tipi ile genel bilgiler verilmiştir.

İkinci bölümde tek yönlü yüksek güç faktörü özelliği olan ac-dc konverterler incelenmiştir. Bu konverterlerde güç akışı sadece şebekeden yüke doğrudur. Tek yönde bir güç akışı mevcuttur ve bu nedenle tek yönlü konverter adını almaktadırlar.

Üçüncü bölümde ise iki yönlü yüksek güç faktörü özelliği olan ac-dc konverterler incelenmiştir. Bu konverterlerde güç akışı iki yönlüdür. Tek yönlü konverterlerde olduğu gibi güç şebekeden dc yüke doğru akabildiği gibi aynı zamanda gerekli olduğu taktirde özellikle motor uygulamalarında yük tarafından şebekeye doğru ters yönde de akabilir. Hem şebekeden yüke hem de yükten şebekeye doğru enerji akışı gerçekleşmektedir.

Dördüncü son bölümde ikinci ve üçüncü kısımlarda anlatılan farklı özellikteki üç fazlı ac-dc konverterlerin temel özelliklerinin ve aynı kategoride yer alan diğer topolojilere nazaran farklılıklarının, avantajlarının ve dezavantajlarının belirtildiği sonuç kısmı bulunmaktadır.

Anahtar kelimeler: Üç fazlı ac-dc konverter, güç faktörü düzeltme, tek yönlü ve iki yönlü güç akışı, toplam harmonik distorsiyon.

ABSTRACT

In this theses, various three phase rectifier converters that are used for active shaping of the mains current are discussed. These converters are classified according to their power and voltage needs. In these discussions circuit topologies, operation principles, the diffrences from conventional methods, simulation and experimental results are explained.

In the first chapter, three phase ac-dc converters which have high power factor are classified. Converters are basically separated to two parts, called unidirectional and bidirectional. Then each part is separated to five parts. These are boost, buck, boost-buck, multilevel and multipulse converters. The necessary general information about each converter is given in this chapter.

In the second chapter, unidirectional three phase ac-dc converters which have high power factor are discussed. Power flow is just from ac supply to dc load so they are called unidirectional converters.

In the third chapter, bidirecitonal three phase ac-dc converter which have high power factor are discussed. These converters have bidirectional power flow. First flow direction is from ac supply to dc load like unidirectional converters and second direction is from dc load to ac supply. The second flow direction is necessary for applications of motor.

The last fourth chapter, the results, differences, advantages and disadvantages from conventional converters of each converter in the same category are explained.

Keywords: Three phase ac-dc converter, power factor correction, unidirectional and bidirectional power flow, total harmonic distortion.

1 GİRİŞ

Üç fazlı elektrik gücü ac-dc dönüştürücüsü ayarlanabilir hızlı sürücülerde (ASDs), kesintisiz güç kaynaklarında (UPSs), HVDC sistemlerde ve daha birçok alanda kullanılır. Doğrultucu olarak bilinen AC-DC konverterler kontrollü ve kontrolsüz tek yönlü ve iki yönlü güç akışını sağlamak için diyot ve tristör kullanarak oluşturulurlar. Bunlar düşük güç kalitesi sorunu yaşarlar. Akım harmonikleri, ortaya çıkan gerilim distorsiyonu ve düşük güç faktörü, düşük verim, dalgalı dc çıkış ve geniş ac ve dc filtreler bu sorunu ortaya çıkartır. Bu konverterlerin artan uygulamalarını göz önünde bulundurarak aynı çeşit yeni doğrultucular kendinden komütasyonlu yarı iletkenler (MOSFETs), izoleli kapılı bipolar transistörler (IGBTs), kapı kesimli tristörler (GTOs), vb kullanılarak geliştirildi. Bu tip konverterler genellikle anahtarlama modlu doğrultucular (SMRs), güç faktörü düzelticileri (PFCs), darbe genişliği modülasyonlu doğrultucular (PWM), çok seviyeli(multilevel) doğrultucular, çok darbeli (multipulse) doğrultuculardır. Güç kalitesindeki problemlerden dolayı çeşitli standartlar geliştirildi ve gerçekleştirilmesi zorunlu hale getirildi. Güç kalitesi problemlerinin öneminden dolayı pasif filtreler, aktif filtreler (AFs) ve hibrid filtreler gibi diğer seçenekler geliştirildi. Ancak bu filtreler oldukça maliyetli, hacimli ve toplam verimi azaltan kayıplara sahiptir.

Bu çalışma 3 fazlı ac-dc konverterler üzerine geniş kapsamlı bir inceleme sunmaktadır. Bu konverterler ilk olarak tek yönlü ve iki yönlü güç akışı olarak incelenmektedir. Bu konverterlerde kendi aralarında buck (düşürücü), boost (yükseltici), buck-boost (düşürücü-yükseltici), multilevel (çok seviyeli) ve multipulse (çok darbeli) ac-dc konverterler olarak ayrılırlar.

IPQC teknolojisi makul düzeylerde azaltılmış harmonik akımları, yüksek güç faktörü, düşük elektromanyetik girişim (EMI), radyo frekansı girişimi (RFI) ve birçok uygulamada kilowatt düzeyinden megawatt düzeyine kadar yüke güç verebilecek regülasyonlu ve iyi kaliteli dc çıkış ile geliştirilmiştir. Bunlar son birkaç on yılda yapıldı.

Bazı uygulamalarda (UPSs,air conditioners,ASDs,vb) tek yönlü güç akışı için dc çıkış geriliminin sabit tutulması gerekmektedir. Bazı uygulamalarda da iki yönlü güç akışı gerekmektedir. Bu nedenle IPQCs tek yönlü ve iki yönlü boost konverterler olarak sınıflandırılırlar. Ayrıca geniş sınırlar arasında ayarlanabilen dc gerilimler birçok uygulama alanlarında kullanılmaktadır. Klasik tristör tabanlı yarı ve tam kontrollü konverterlerin yerini alabilmeleri için yeni tür iyileştirilmiş güç kalitesi olan konverterler geliştirildi ve tek yönlü buck konverter ve iki yönlü buck konverter olarak sınıflandırıldı. Bunlarda PWM anahtarlama

yöntemiyle doğal komütasyonlu yarı iletken elemanlar kullanıldı. Ayrıca aynı konverterde buck ve boost çalışmaların gerektiği bazı uygulamalar vardır. Bu yüzden tek yönlü ve iki yönlü güç akışlı ilave bir buck-boost konverter sınıflandırması yapılmaktadır. Bunun yanında yüksek gerilim ve yüksek güçlü uygulamalarda çok seviyeli konverterler kullanılır ve bu konverterler düşük frekanslı transformatörden kaçınır ve elemanların anahtarlama frekansını düşürür. Bu nedenle çok seviyeli konverterler tek yönlü ve iki yönlü güç akışlı konverter olarak sınıflandırılabilir.

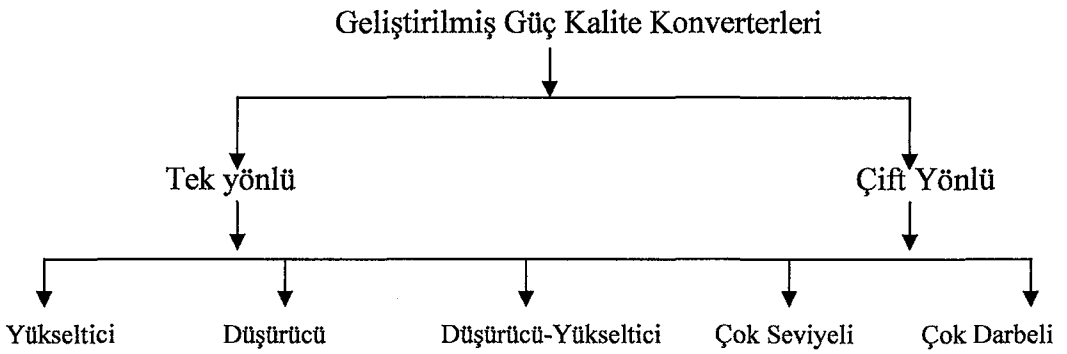
Yüksek güçlü uygulamalarda çok darbeli ac-dc konverterler ,12,18,24,30,36,48..darbe,ac şebekedeki akım harmoniklerini azaltmak için kullanılır. Bunlar hem diyot köprü hemde tristör köprü ve transformatör ve orta uçlu endüktanslar aracılığıyla özel düzenleme kullanırlar. Bu kategoride kendi içinde tek yönlü ve iki yönlü olarak sınıflandırılır.

Bu şekilde ac-dc konverterlerde yaygın bir gelişme olmasının en önemli sebeplerinden biri kendinden komütasyonlu elemanlardır. Düşük güç değerlerinde, MOSFET ihmal edilecek derecede kayıplar ile yüksek anahtarlama değerinden dolayı üstün bir performansa sahip olarak kullanılır. Orta güç değerlerinde IGBT PWM kontrollü konverterlerde ideal bir eleman olarak görülmektedir. Yüksek güçlü uygulamalarda GTO normal olarak birkaç kilo hertz frekanslarda ters gerilim tutma yeteneği ile kullanılır. Üreticiler düşük maliyetli ve uygun ebatlı akıllı güç modülleri geliştirmektedir. Birçok üretici , ABB, LEM, HEME, rekabetçi derecede düşük maliyetli seviyelerde sensörler sunmaktadırlar.

IPQC teknolojisi için temel boost konverterler mikroelektronikteki gelişmeler sonucu ortaya çıkmıştır. Yüksek güç ihtiyaçlarından dolayı üreticiler bu konverterlerin uygun kontrolü için ve maliyet uygunluğu için düşünülmüş IC elemanlar üretmiştir. Bunun ötesinde yüksek hızlı mikrokontrolörler ve dijital sinyal prosesörleri (DSP) maliyetleri dolayısıyla kullanılabilirdirler. Birçok prosesör direkt PWM çıkışı vermek için geliştirilmiştir. Bu prosesörler ile yeni ve geliştirilmiş kontrol algoritmalarında hızlı ve dinamik performans sağlamak için uygulamak mümkündür. Orantı integral kontrolör (PI), kayan mod, fuzzy logic ve sinir ağı tabanlı kontrolörler bu konverterlerin kontrolü için kullanılır. Ayrıca bu IPQC tekniklerinin performansını ölçmek için çeşitli ölçü cihazları kullanılır. Bunlar güç analizörleri, güç osiloskopları, güç monitörleri ve spektrum analizörleridir. Bunlar harmonik spektrumu, toplam harmonik distorsiyonu, güç faktörü,crest faktörü,kayma faktörü,vb gibi büyüklükleri ölçerler.

IPQC teknikleri, konverter devre topolojisine göre 6 kategoride sınıflandırılır. Şekil 1.1 bu

IPQC sınıflandırması ağacını göstermektedir. Bu konverterler çeşitli uygulamalarda gerekli gereksinimleri sağlamak için çeşitli konfigürasyonlardadır (Singh,2004).



Şekil 1.1 Geliştirilmiş Güç Kalite Konverterleri Konverter Tabanlı Sınıflandırma

2 TEK YÖNLÜ IPQC AC-DC KONVERTERLER

2.1 Tek Yönlü Boost Konverterler

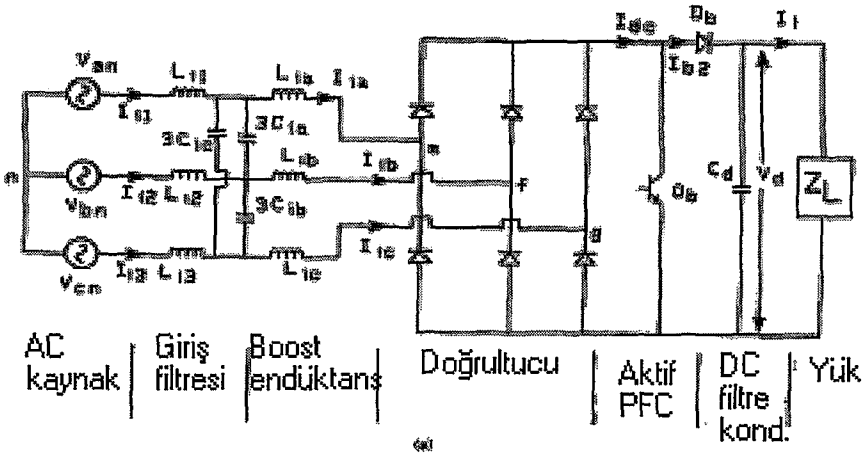
Bu tip konverterler birim güç faktörü elde etmek, THD değerini düşürmek, giriş gerilimindeki dalgalanmaya rağmen regüleli sabit bir çıkış elde etmek için günümüzde klasik diyot doğrultucular ile yer değiştirerek yaygın olarak kullanılmaktadır. Tek anahtarlı, iki anahtarlı, üç anahtarlı... birçok değişik ideal güç kalitesini hedefleyen konfigürasyonlar mevcuttur. Tek anahtarlı pasif filtreli , Minnesota doğrultucu , Vienna doğrultucu , ve izolasyonlu Scott-bağlantılı transformatörlü dual-boost PFC bu konverter tiplerinin birkaç öncüsüdür. Bununla beraber bu konverterlerin devrelerinin çoğu tek fazlı boost konverterlerin kombinasyonları olarak değerlendirilir ve diğer modifiye edilmiş topolojiler geniş ölçüde güç kaynaklarında ve motor hız kontrol sistemlerinde kullanılırlar.

2.1.1 Tek Anahtarlı Tek Yönlü Boost Konverter

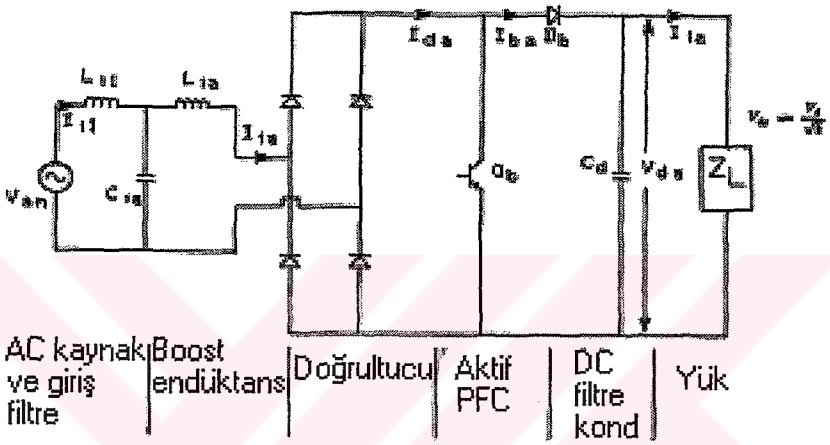
2.1.1.1 Çalışma Prensibi

Önerilen üç fazlı ac-dc konverter (şekil 2.1) iki ana güç dönüştürme evresi içerir. İlk evre giriş filtresi, boost endüktansı, üç fazlı diyot köprü, aktif güç faktörü düzeltme evresi ve dc filtre kondansatörü içeren üç fazlı ac-dc doğrultucudur. İkinci evre de regülasyonlu yada regülasyonsuz dc bara gerektiren yük tipi olarak modellenebilir. Giriş akımı dalga şeklinin aktif şekillendirilmesi boost kıyıcı elemanları L_b , Q_b ve D_b kullanılarak gerçekleştirilir. Boost anahtarı Q_b sabit frekansta iletime sokulur. Q_b elemanının bağıl iletim oranı yük değişimi ile değişir ve giriş akımı her zaman kesintilidir. Boost anahtarının iletimde olduğu aralık boyunca üç fazda L_{ia}, L_{ib}, L_{ic}, altı doğrultucu diyodu ve boost anahtarı üzerinden kısa devre olur. Bunun sonucunda I_{ia}, I_{ib}, I_{ic} giriş akımları faz gerilimlerinin anlık değerleri ile orantılı olarak eş zamanlı bir şekilde artmaya başlar. Ayrıca iletim aralığında spesifik peak akım değerleri (şekil 2.3c) aynı iletim aralığında giriş faz gerilimlerinin ortalama değeriyle orantılıdır. Bu gerilim ortalama değerleri sinüsoidal olarak değiştiğinden giriş akımı pikleri de sinüsoidal olarak (şekil 2.3c) değişir.

Ayrıca akım darbeleri her zaman sıfırdan başladığından dolayı ortalama değerler de sinüsoidal olarak değişir. Bunun sonucunda tüm üç giriş ac akım temel bileşen (50 Hz) ve boost anahtarın anahtarlama frekansı (f_b) civarında istenmeyen yüksek frekanslı bir band içerirler. Bu frekans (f_b) birkaç 10 kHz olabildiğinden istenmeyen giriş akım harmoniklerini filtrelemek kolay bir hal alır. Şekil 2.3'ten görülüyor ki giriş gücü kontrolü (ya da gerilim regülasyonu)

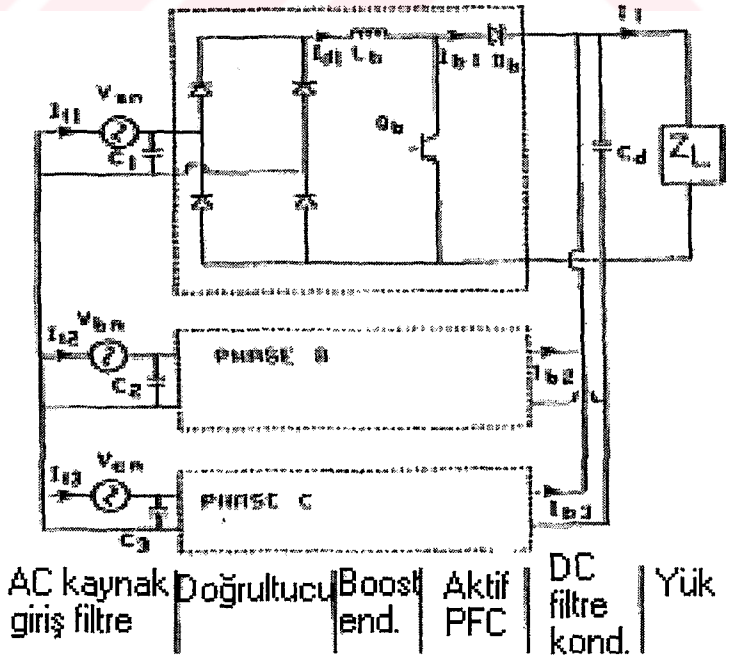


(a)



(b)

Şekil 2.1 (a) Önerilen 3 fazlı ac-dc konverter (b) Tek fazlı eşdeğer devre



Şekil 2.2 Klasik üç fazlı ac-dc konverter

sabit frekansta boost anahtarının iletim aralığının darbe genişlik modülasyonu ile başarılabilir (Prasad,1991). Ayrıca f_b anahtarlama frekansı darbe frekansı etkilerini yok etmek için kolaylıkla ana frekansa (50Hz) kilitlenebilir.

Sonuç olarak ifade edilen bu çalışma durumu altında filtreleme işlemi öncesinde kayma faktörü birim değerdedir ($\cos\varphi_1=1$).

$$güçfaktörü = \left[\frac{\frac{I_{ia,1}}{\sqrt{2}}}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty}(\frac{I_{ia,n}}{\sqrt{2}})^2}}\right].\cos\varphi_1 \tag{2.1}$$

Burada,

$I_{ia,n}$: I_{ia} akımının n.dereceden harmonik bileşeninin fourier bileşeni
$\cos\varphi_1$: kayma faktörü

Bilindiği gibi yüksek frekanslı akım harmonikleri girişte küçük bir kondansatör ve endüktans ile süzülebilirler. Bunun sonucunda güç faktörü birim değere çok yaklaşır.

2.1.1.2 Giriş Akımı Analizi

Şekil 2.1'e göre boost anahtarı (Q_b) iletimdeyken eşdeğer tek fazlı devre şekil 2.4(a) halini alır. Giriş akımı (I_{ia}), giriş kaynak gerilimi (V_{an}) ve endüktans (L_{ia}) tarafından belirlenen bir hızda yükselir. Endüktans akımı (I_{ia}) bu zaman aralığında ($\beta \le t \le t_1$),

$$E = V_{an}\sin(\omega t) = L_{ia}\frac{dI_{ia}}{dt} \tag{2.2}$$

Bu eşitlikte I_{ia} değerini elde etmek için,

$$I_{ia}(\omega t) = \frac{V_{an(peak)}}{\omega L_{ia}}\left[\cos(\omega\beta) - \cos(\omega t)\right] \tag{2.3}$$

Burada β boost anahtarının (Q_b) iletime girme açısıdır ve t_1 boost anahtarının (Q_b) iletim aralığı zamanıdır. Boost anahtarın kesimde olduğu aralıkta endüktans akımı, giriş gerilimi (V_{an}), çıkış dc gerilimi (V_d) ve endüktans (L_{ia}) değerlerinin belirlediği hızda azalır. Bu durumdayken ki tek fazlı eşdeğer devre şekil 2.4(b)'de görülmektedir. Boost anahtar kesimdeyken boost konverter teorisine göre doğrultucu girişi faz gerilimi,

$$V_{en}(\omega t) = \frac{1}{1-D} V_{an}(\omega t) \tag{2.4}$$

Burada D boost anahtarın (Q_b) bağıl iletim oranıdır. L_{ia} endüktans akımı (I_{ia}) boost anahtarının kesimde olduğu $t_1 \leq t \leq t_2$ aralığında,

$$V_{an} \sin(\omega t) = L_{ia} \frac{dI_{ia}}{dt} + V_{en} \tag{2.5}$$

Yukarıdaki eşitlikte I_{ia} akımını aldığımızda $t=t_1$ olduğunda $I_{ia}(wt)=I_{ia}(wt_1)$ olur.

$$I_{ia}(\omega t) = \frac{V_{an(peak)}}{\omega L_{ia}} [\cos(\omega\beta) - \cos(\omega t)] - \frac{V_{en}}{L_{ia}} (t - t_1) \tag{2.6}$$

Devreyi dizayn eden kişi için en kötü çalışma noktası peak giriş gerilimindeki ($V_{an(peak)}$) boost anahtarı anahtarlamasıdır. Bu durumda L_{ia} endüktans akımı t_1 süresi sonunda maksimum hızına ve maksimum değerine ulaşır. Ayrıca bu durumda I_{ia} akımının sıfıra düşmek için ihtiyaç duyduğu zaman da maksimum düzeydedir. Buradan,boost anahtar frekansı ac giriş gerilimi (V_{an}) ve çıkış dc geriliminin (V_d) bir fonksiyonudur. $\beta=90°$ ve $t=(90+t)$ değerleri (2.3)'te yerine konursa ,

$$I_{ia}(\omega t) = \frac{V_{an(peak)}}{\omega L_{ia}} \sin(\omega t) \tag{2.7}$$

Pratikte boost anahtarı anahtarlama frekansı f_b 20-40 kHz civarında ve boost anahtarı iletim aralığı (t_1) giriş kaynak gerilimi periyoduna oranla küçüktür. wt'nin küçük değerlerinde sinwt yaklaşık olarak wt değerine eşit olur. Sonuç olarak (2.7) şu hali alır.

$$I_{ia}(\omega t) = \frac{V_{an(peak)}}{L_{ia}} t \qquad 0 \leq t \leq t_1 \tag{2.8}$$

t_1 anında endüktans akımı (I_{ia}) maksimum değerine ulaşır boost anahtarı kesimdedir. $\beta=90°$ ve $t=(90+t)$ değerleri (2.6)'da yerine konursa,

$$I_{ia}(\omega t) = \frac{V_{an(peak)}}{\omega L_{ia}} \sin(\omega t) - \frac{V_{en}}{L_{ia}} (t - t_1) \tag{2.9}$$

Bu eşitlikte sin(wt) yerine wt konursa yukarıdaki formül aşağıdaki şekli alır.

$$I_{ia}(\omega t) = \frac{V_{an(peak)}}{L_{ia}} t - \frac{V_{en}}{L_{ia}}(t - t_1) \qquad t_1 \leq t \leq t_2 \tag{2.10}$$

(2.10)'da t = t_2 anında I_{ia}(wt)=0 olur ve bu değerler (2.10)'da yerine konursa,

$$\frac{t_2}{t_1} = \frac{V_{en}}{V_{en} - V_{an(peak)}} \tag{2.11}$$

Minimum dc çıkış gerilimi,

$$V_d = V_{en} * \sqrt{3} \tag{2.12}$$

Eğer dc çıkış gerilimi yukarıdaki değerden düşükse endüktans akımının (I_{ia}) sıfıra düşüşü yavaşlar. Bu nedenle boost anahtar frekansı, anahtar tekrar iletime sokulmadan endüktans akımı sıfır olacak şekilde azaltılmalıdır. Diğer bir deyişle boost anahtarının bağıl iletim oranı azaltılmalıdır. Bu duruma göre boost anahtarının anahtarlama frekansı dc çıkış geriliminin fonksiyonudur. Minimum dc bara geriliminin (V_d) boost anahtarının bağıl iletim oranına bağlı değişimi şekil 2.5'de görülmektedir.

Giriş akımı (I_{ia}) fourier serisi ile şu şekilde ifade edilebilir.

$$I_{ia}(\omega t) = \sum_{n=1,3}^{\infty} [A_n \cos(n\omega t) + B_n \sin(n\omega t)] \tag{2.13}$$

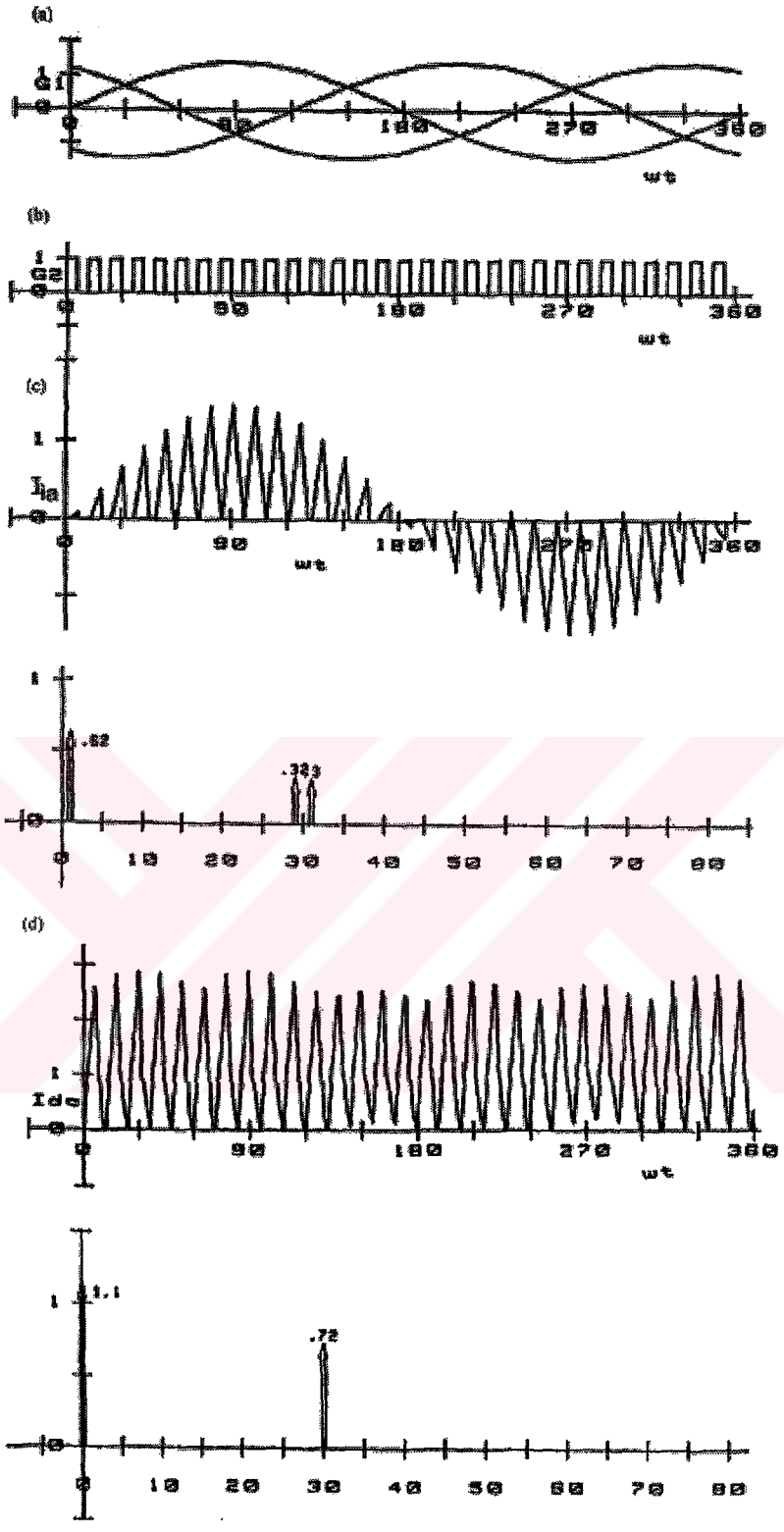
Burada A_n ve B_n değerleri I_{ia} akımının fourier katsayılarıdır. Yukarıdaki eşitlik şu şekilde basitleştirilebilir.

$$I_{ia}(\omega t) = \sum_{n=1,3}^{\infty} C_n \sin(n\omega t + \theta_n) \tag{2.14}$$

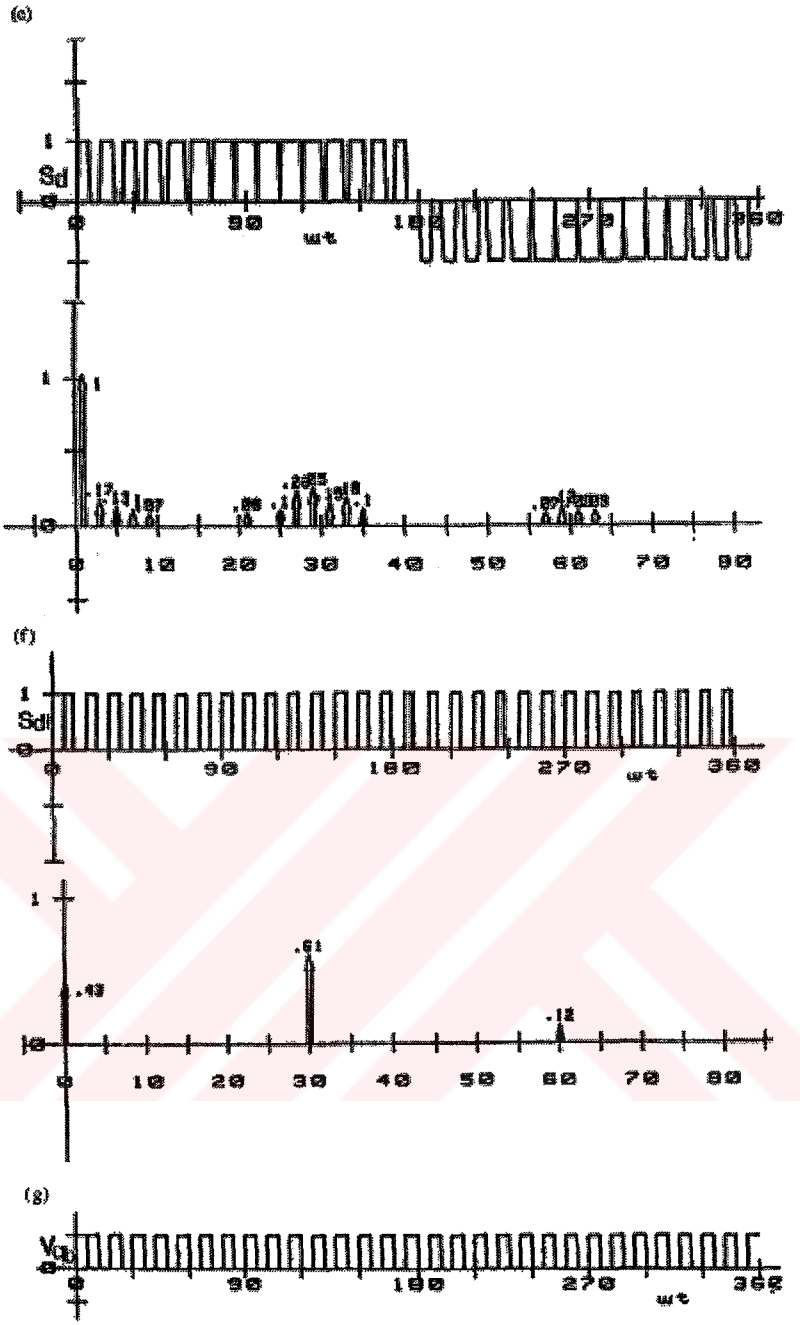
Burada

$$C_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \quad \text{ve} \quad \theta_n = \tan^{-1} \frac{A_n}{B_n} \tag{2.15}$$

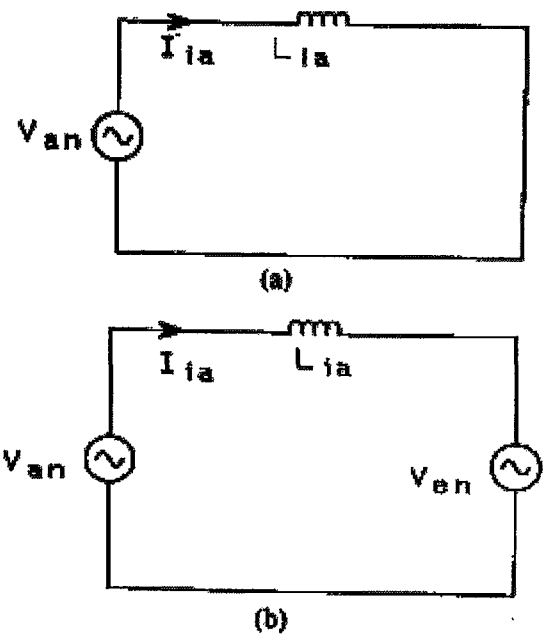
Belirlenen endüktans (L_{ia}) değerine göre C_n ve Θ_n değerleri boost anahtarının çalışma frekansına bağlıdır. Giriş filtresi olmadan boost anahtarının bağıl iletim oranı ile giriş güç



Şekil 2.3 Simülasyon dalga şekilleri (a) 3 fazlı ac kaynak faz gerilimleri (b) Boost anahtarı kapı sinyalleri (c) Doğrultucu giriş akımı (I_{ia}) ve spektrumu (d)Doğrultucu çıkış akımı (I_{dc}) ve spektrumu

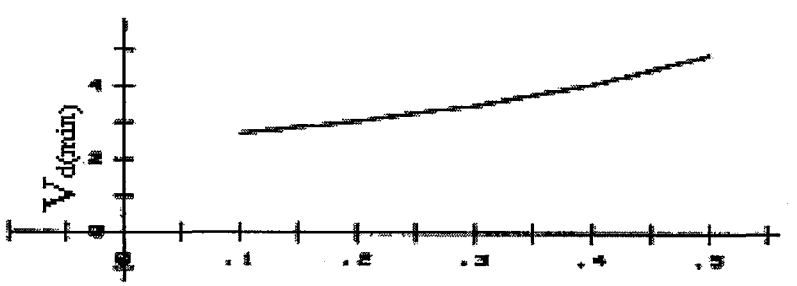


Şekil 2.3 (e) 3 fazlı diyot doğrultucu anahtarlama fonksiyonu ve spektrumu (f) Boost diyodu (D_b) anahtarlama fonksiyonu ve spektrumu (g) Boost anahtarı üzerindeki gerilim



Şekil 2.4 (a) Boost anahtar iletimdeyken eşdeğer tek fazlı devre (b) Boost anahtarı kesimdeyken eşdeğer tek fazlı devre

faktörü değişimi şekil 2.6'de görülmektedir. Girişteki düşük güç faktörü, (i_{ia}) akımının yüksek frekanslı harmonik bileşenlerinin bulunmasından kaynaklanmaktadır. Bu yüksek frekanslı akım harmonikleri küçük bir giriş filtresi ile kolaylıkla filtrelenebilir. Peak endüktans akımı (I_{ia}) endüktans değerine (L_{ia}), çalışma frekansına ve boost anahtarının bağıl iletim oranına bağlıdır.



Şekil 2.5 Boost anahtarının bağıl iletim oranı ile minimum dc bara gerilimi değişimi

Şekil 2.6 Giriş filtresiz boost anahtarının bağıl iletim oranı ile güç faktörü değişimi

2.1.1.3 Giriş Filtre Dizaynı

Güç kaynaklarının birçok uygulamalarında giriş hat akımı (I_{i1}) toplam harmonik distorsiyonu (THD) %5'ten küçüktür. Ayrıca belirtilebilir ki, eğer I_{i1} akımının baskın harmonik bileşeninin büyüklüğü temel bileşenin %3'üne düşürülürse THD≤%5 değeri temin edilebilir. Herbir fazın harmonik eşdeğer devresinin giriş filtresi şekil 2.7'de görülmektedir. Şekil 2.7'ye göre filtre endüktans akımı harmonik bileşenleri ($I_{i1,n}$),

$$I_{i1,n} = \frac{X_{Cia,1} I_{ia,n}}{n^2 X_{Li1,1} - X_{Cia,1}} \tag{2.16}$$

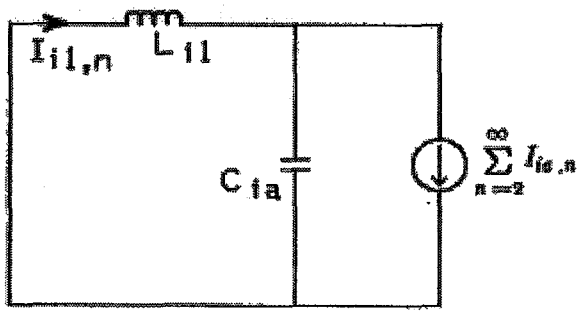
Burada

n harmonik numarası
$X_{Cia,1}$ temel frekansta filtre kondansatörü (C_{ia}) reaktansı
$X_{Lia,1}$ temel frekansta filtre endüktansı (L_{i1}) reaktansı

(2.16) eşitliği şu şekilde basitleştirilebilir.

$$\frac{X_{Li1,1}}{X_{Cia,1}} = \frac{1}{n^2}\left[\frac{I_{ia,n}}{I_{i1,n}} + 1\right] \tag{2.17}$$

(2.16)'nın değerlendirilmesi gösterir ki filtre elemanlarının boyutu boost anahtarlama frekansının fonksiyonudur. Bu filtre elemanlarının boyutları daha yüksek anahtarlama frekansında daha da küçülür. Sonuç olarak giriş akımının (I_{i1}) tüm harmonikleri küçülür ve giriş güç faktörü birim değere yaklaşır.



Şekil 2.7 Giriş filtre dizaynı tek fazlı eşdeğer devre

2.1.1.4 Deneysel Sonuçlar

Tahmin edilen sonuçların doğrululuğunu göstermek için 1.kVA değerinde konverter güç mosfeti kullanılarak aşağıdaki parametrelerle gerçekleştirilmiştir (Prasad,1991).

f_b=25.64 kHz

V_{an}=50V

I_{ia}=11.4 A

Q_b=0.5

L_{ia}=45μH

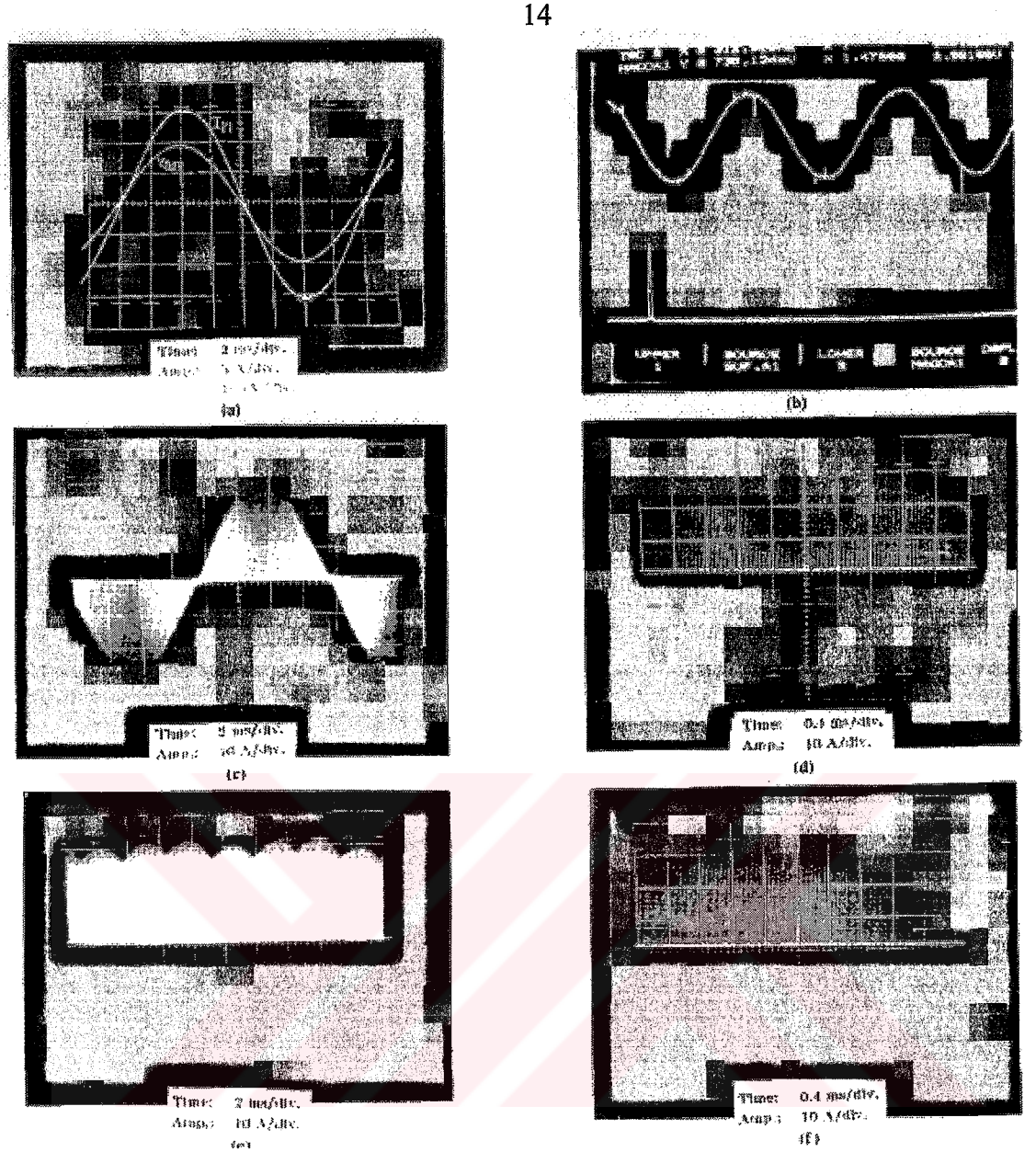
V_d=300V

I_{dc}=4.0 A

Deneysel dalga şekilleri şekil 2.8'de görülmektedir. Şekil 2.8 (a)'da şekillendirilmiş I_{i1} giriş akımının ac gerilim ile aynı fazda olduğu görülmektedir. Ayrıca endüktans akımı, doğrultucu çıkış akımı ve anahtar üzerindeki gerilim dalga şekilleri simülasyon sonuçları ile oldukça yakın bir formdadır. Ancak önerilen bu yöntemde klasik yönteme göre girişten daha yüksek akım çekmektedir.

2.1.1.5 Sonuç

Bu bölümde 3 fazlı diyot doğrultuculu aktif güç faktörü düzeltme metodu öne sürüldü ve analizi yapıldı. Doğrultucu kaynaktan birim güç faktöründe sinüsoidal akım çekti. Bunun yanında belirtilen metot karmaşık senkronizasyon mantığı ihtiyacını elimine eder, eleman sayısını ve filtre reaktif bileşenleri boyutunu küçültür. Sonuç olarak teorik sonuçlar deneysel olarak doğrulandı. Ancak önerilen metot anahtarlama elemanında geleneksel 3 fazlı ac-dc konvertere (şekil 2.2) nazaran anahtarlama stresi artışı dezavantajına sahiptir.



Şekil 2.8 (a) Giriş akımı (Ii1) ve ac kaynak faz gerilimi
(b) Giriş akımı spektrumu (c) Doğrultucu giriş akımı (Iia) (d) c'nin genişletilmişi
(e) Doğrultucu çıkış akımı (Idc) (f) e'nin genişletilmişi

2.2 Tek Yönlü Buck Konverterler

Bu konverterler ac şebeke ve çıkış dc baranın güç kalitesini geliştirmek için tristör yarı konverterler ile yer değiştirmiştir. Ana gerilimden aşağıda bir gerilim elde edilir. Bu durumda filtre gereksinimi yüksektir. Tek elemanlı, harmonik enjeksiyon transformatörlü iki elemanlı, üç diyotlu üç elemanlı ve serbest geçiş diyotlu altı elemanlı topolojiler güç faktörünü geliştirmek ve akım harmoniklerini azaltmak için literatürde belirtilmiştir. Yüksek frekanslı PWM kontrollü anahtarlama elemanları ile giriş ve çıkış filtrelerinin boyutları küçültülebilir ve sistemin verimi arttırılır. Bu konverterler geniş ölçüde otomotiv uygulamalarda ve dc motor hız kontrolü uygulamalarında kullanılır. Bu konverterlerde ani akımlar düşük değerlerde tutulur. Bunun sebebi kontrollü eleman IGBT'nin akım akış yönüne seri bağlanmış olmasıdır.

2.2.1 İki Anahtarlı Harmonik Enjeksiyonlu Tek Yönlü Buck Konverter

Bu bölümde çok yüksek giriş güç faktörü,yüksek kaliteli giriş hat akımları ve regüleli çıkış gerilimi içeren buck mod PFC doğrultucu anlatılmaktadır. Önerilen doğrultucu giriş karakteristiklerini iyileştirmek için yeni bir akım sentez prensibi ve basit bir ayar tekniği kullanmaktadır.

2.2.1.1 Güç Devresi ve Çalışması

2.2.1.1.1 Güç Devresi

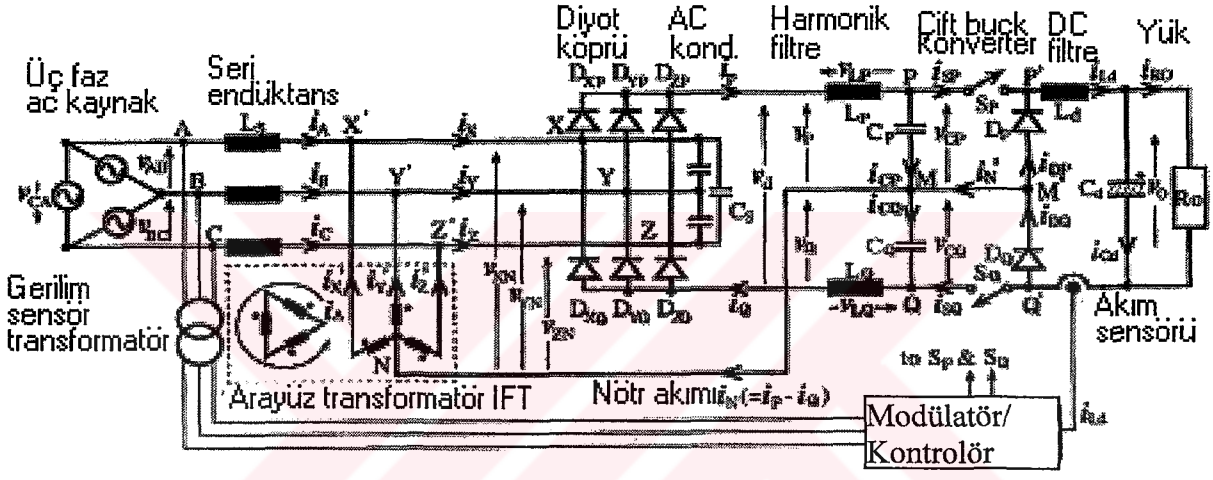
Şekil 2.9 önerilen üç fazlı buck mod PFC doğrultucu devresini göstermektedir. Bu devrede kaskad bağlantılı iki buck konverter, üç fazlı standart diyot köprü ve primeri yıldız, sekonderi delta bağlı üç fazlı transformatör IFT temel elemanlar olarak kullanılır. Diyot köprüsü düşük frekansta kullanılan genel diyotlar içerir ve dc taraf yüke (R_0) harmonik filtreli (L_p+C_p , L_Q+C_Q) kaskad bağlantılı buck konverterler , dc filtre endüktansı (L_d) ve dc filtre kondansatörü (C_d) üzerinden bağlanır.

Buck konverterler kaskad bağlantılı olmasına rağmen bunların dc çıkış devresi ayrı değildir. Önerilen topoloji ayrık dc çıkışlı bir tipe genişletilebilir ve bu daha yüksek maksimum çıkış gerilimi içerir. Ayrık dc çıkış çift endüktans gereksinimi doğurur ve dc kondansatör ile çıkış gerilim kontrolü gereklidir. Bu nedenle ayrık olmayan tip, bu tarz basitleştirme için uygundur. Özellikle büyük ve maliyetli dc endüktansın gerekli olduğu buck konverterde gereklidir. Ayrık olmayan tarzda doğrultucu basit bir güç devresi ve bir kontrolör içerir.

Nötr hat akımını i_N üç eşit parçaya bölen primer yıldız sargısı dc orta noktası M ve köprü giriş

tarafındaki üç fazlı hatlar arasına bağlanmıştır. Sekonder delta sargısı doğrultucu devreden izolelidir ve hiçbir şey bağlı değildir. Bu düzenlemeden dolayı nötr hat akımı tam olarak üç eşit parçaya bölünür ve köprü ac tarafında üç giriş hattına enjekte edilir. Seri endüktans (L_S) şebeke ve hat endüktansının seri bağlanmış eşdeğeridir.

Harmonik filtreleri buck konverter girişine dc akımların (i_p,i_q) yüksek frekanslı bileşenlerini (i_N) tutmak için bağlanır. Sonuçta kaynak hat akımlarının ($i_A=i_X-i_X'$) yüksek frekanslı bileşenleri yeterli ölçüde absorbe edilir. Ayrıca C_S kondansatör kombinasyonu diyotların kesime girme streslerini absorbe etmek için diyot köprü girişine doğrudan bağlanır ve hat seri endüktansı L_S kaynak hat akımlarını için harmonik filtresi görevi üstlenir.



Şekil 2.9 Önerilen konverter sistemi

2.2.1.1.2 Güç Devresinin Çalışması

Herbir buck konverterin çalışması buck anahtarının (S_p yada S_Q) iletim yada kesimde kaldığı iki mod içerir. Bu nedenle ikili buck konverterler çizelge 2.1'de görüldüğü gibi dört mod içerir.

Çizelge 2.1'den anahtar akımları ve nötr hat akımı i_N' (filtreleme öncesi) sırasıyla iki değer ve üç değer alırlar. Ayrıca anahtar akımlarının darbe genişliği bağımsız olarak kontrol edilir. Böylece filtrelenmiş giriş akımı (i_p yada i_Q) bağımsız olarak istenildiği gibi kontrol edilir. Bu yapılırken uygun ayar tekniği kullanılır. Nötr hat akımı (i_N), giriş akımlarının kontrolü ile doğrudan olmayan bir şekilde kontrol edilir.

Çizelge 2.1 Konverterin çalışma modları

Mod	Anahtarlama Durumu S_p S_Q	Anahtar Akımları i_{SP} i_{SQ}	Nötr Akımı $i_N^*=i_{SP}-i_{SQ}$
I	on on	i_{Ld} i_{Ld}	0
II	on off	i_{Ld} 0	i_{Ld}
III	off on	0 i_{Ld}	$-i_{Ld}$
IV	off off	0 0	0

Darbe boşluk ayarı dc endüktans akımındaki i_{Ld} dalgalanmalardan kaynaklanan hataları elimine etmek için kullanılır. Böylece dc endüktans akımı geniş dalgalanmalar içerse bile giriş akımları uygun bir şekilde ayarlanır. Bunun sonucunda PSM'li önerilen yöntem büyük bir dc endüktans gerektirmez.

Dc akımlar (i_p , i_Q) üç fazın herbirine diyot köprü ile köprü giriş akımlarını (i_x..) üretmek için dağıtılır. Çünkü üst yada alt koldaki diyotlar ilişkili giriş faz gerilimlerine bağlı olarak iletimde kalır. Böylece akımların herbiri dc akımlara eşit olur. Nötr hat akımı i_N IFT transformatörün yıldız bağlı primer sargısı ile eşit üç parçaya ayrılır. Daha sonra bu bölünmüş akımlar giriş hattına ve eklenen köprü giriş akımına (i_X..) enjekte edilir. Böylece kaynak hat akımının herbiri ($i_A=i_X-i_X'$) diyot köprü tarafından üretilen temel bileşen (i_X..) ve transformatör tarafından enjekte edilen (i_X') akım içerir.

Klasik PWM köprü topolojisi altı adet kendinden sönümlü eleman ve FRD gerektirir. Diğer taraftan önerilen doğrultucu sadece standart bir diyot köprü,iki kendinden sönümlü eleman ve iki FRD içerir. Böylece önerilen topoloji çok basit ve verimli bir çözüm verir.

2.2.1.2 Akım Ayarı ve Sentezi

Bu bölümde yeni hat akımı sentezi ve basit ayar tekniğinden bahsedilecektir. Köprü giriş gerilimleri simetrik tamamen sinüsoidal olarak ele alınmıştır.

$$v_A = V_{SM}\sin(\omega t), v_B = V_{SM}\sin(\omega t - 2\pi/3), v_C = V_{SM}\sin(\omega t - 4\pi/3) \quad (2.18)$$

Ek olarak şekil 2.10'daki devre durumu dikkate alınmıştır. Devrede üst diyot D_{XP} X fazında,alt diyot D_{YQ} Y fazında iletimdedir ve dc hat akımları (i_P ve i_Q) ve dc endüktans akımı i_{Ld} için üç eşdeğer akım kaynağı kullanılmıştır. Şekil 2.11 akım sentezi ve ayarını ele almak ve değerlendirmek için tipik dalga şekillerini göstermektedir. Üstteki diyot ilişkili faz gerilimi

üç faz arasında en yüksek değerini koruduğunda iletimde kaldığı için dikkate alınan devre durumu $\omega t=\pi/6 - \pi/2$ aralığında sağlanır. Yüksek güç faktörü elde etmek için ilişkili fazların gerilimleri ile aynı fazdaki sinüsoidal sinyaller (i_A^*...) kaynak hat akımları için referans olarak alınır. Şekil 2.10'dan ,

$$i_X = i_P, i_Y = -i_Q, i_Z = 0 \tag{2.19}$$

IFT transformatörü ile üç eşit parçaya bölünen nötr hat akımı ;

$$i_X^{'} = i_Y^{'} = i_Z^{'} = i_N/3 \tag{2.20}$$

Böylece kaynak hat akımları (2.19) ve (2.20) ve şekil 2.11'den şu şekilde elde edilebilir.

$$i_A = i_X - i_X^{'} = i_P - i_N/3, i_B = i_Y - i_Y^{'} = -i_Q - i_N/3, i_C = i_Z - i_Z^{'} = -i_N/3 \tag{2.21}$$

Şekil 2.10'dan nötr hat akımı i_N;

$$i_N = -i_P^{'} + i_Q^{'} = -(i_{Ld} - i_P) + (i_{Ld} - i_Q) = i_P - i_Q \tag{2.22}$$

$$i_A = i_p - (i_p - i_q)/3 \Rightarrow i_A = \frac{2i_p + i_q}{3} \tag{2.23}$$

$$i_B = -i_Q - (i_p - i_Q)/3 \Rightarrow i_B = \frac{-2i_Q - i_p}{3} \tag{2.24}$$

$$i_p = 2i_A + i_B, i_Q = -(i_A + 2i_B) \tag{2.25}$$

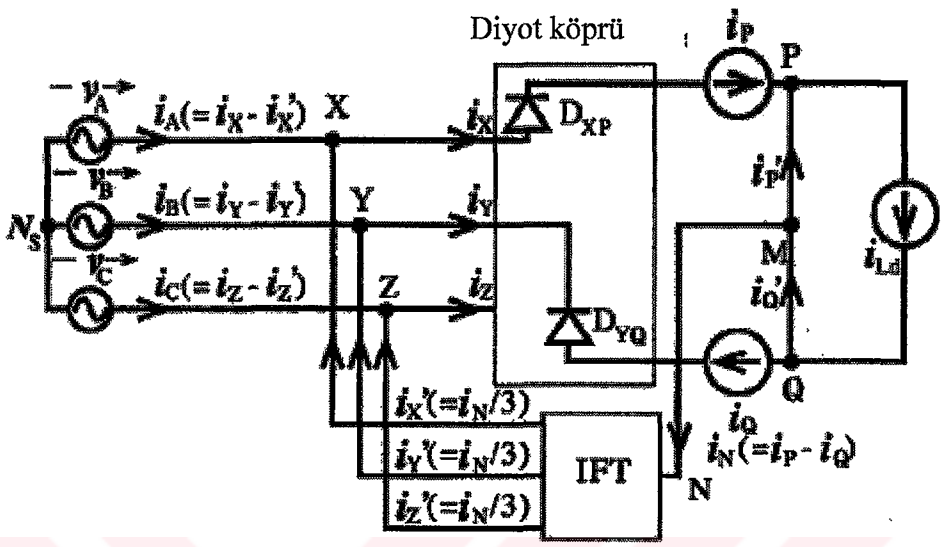
Kaynak akım referanslarını (2.25)'de kaynak hat akımları yerine koyarak dc yol akımları PFC elde etmek için oluşturulur.

$$i_P^* = 2i_A^* + i_B^*, i_Q^* = -(i_A^* + 2i_B^*) \tag{2.26}$$

Yukarıdaki eşitlikteki i_A^* ve i_B^* referansları üç referans arasında en yüksek ve en düşük değerde kalırlar. Ayrıca üç referansın toplamı herhangi bir anda sıfıra eşit olur. Böylece referanslar;

$$i_P^* = 2\left[i_A^*, i_B^*, i_C^*\right]_{MAX} + \left[i_A^*, i_B^*, i_C^*\right]_{MIN} \tag{2.27}$$

$$i_Q^* = -\left(\left[i_A^*, i_B^*, i_C^*\right]_{MAX} + 2\left[i_A^*, i_B^*, i_C^*\right]_{MIN}\right) \tag{2.28}$$



Şekil 2.10 Basitleştirilmiş eşdeğer devre

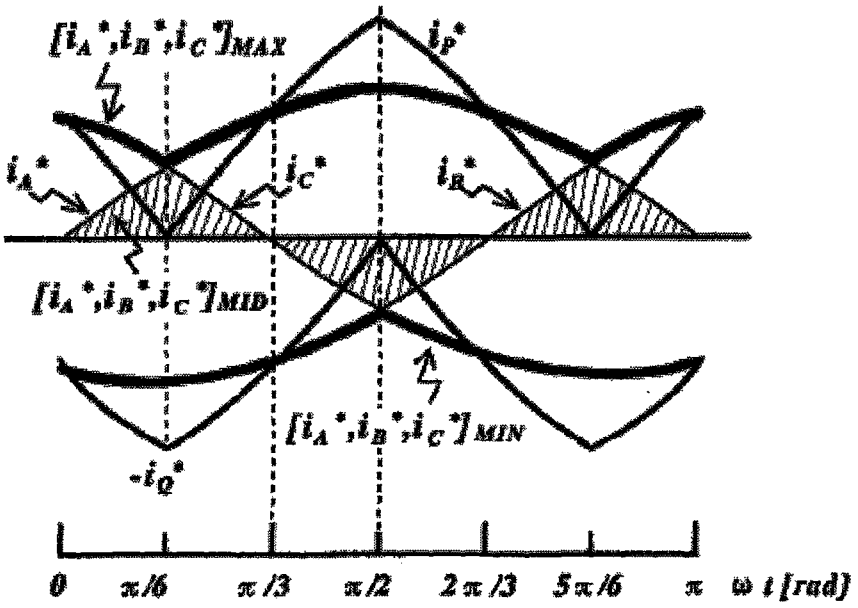
Doğrultucu çalışmanın analizi ωt=π/6 ile 5π/6 arasında yapılmasına rağmen akım referansları i_P^* ve i_Q^* diğer devre durumlarında yada diğer periyodlarda geçerlidir. Ayrıca çıkış geriliminin yada çıkış gücünün regülasyonu kolaylıkla hat akım referansının büyüklüğünün ayarı ile sağlanır.

Klasik basit üç fazlı boost mod PFC doğrultucu teorik olarak kaynak hat akımlarında düşük frekanslı bozulmalar yaratır. Diğer taraftan önerilen yöntem düşük frekanslı bozulma yaratmaz ve iyileştirilmiş akım referansı içerir. Ayrıca önerilen yöntem boost mod,buck-boost mod ve diğer doğrultucularda uygulanabilirdir. Bu nedenle önerilen yöntem universal ve uygun bir çözüm verir.

2.2.1.3 Kontrolör/Modülatör

Şekil 2.12 önerilen doğrultucunun kontrolör/modülatör blok diyagramını göstermektedir. Kontrolör/modülatör transformatör kullanarak kaynak faz-faz gerilimlerini saptar ve bunları yıldız bağlantılı simetrik direnç R_n kullanarak faz gerilimlerine dönüştürür. Kaynak gerilimleri bir miktar harmonik içerdiğinden band geçiren filtre (BPF) sinüsoidal referansları elde etmek için kullanılır. Takip eden bloklar "MAX" ve "MIN" referans akımlarının maksimum ve minimum değerlerini seçer. Seçilen referanslar (2.27) ve (2.28)'deki

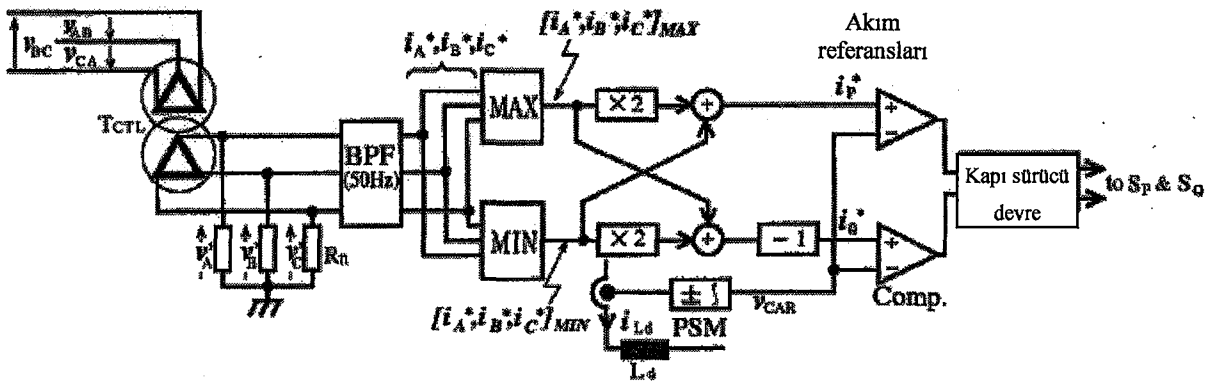
referansları elde etmek için kullanılır. Sonuçta referanslar (i_p^* ve i_Q^*) üçgen dalga ile karşılaştırılarak buck anahtarlarının kapı sinyalleri elde edilir.



Şekil 2.11 Akım sentezi ve referanslar

Yukarıda belirtildiği gibi modülatör dc endüktans akımının dalgalanmasından kaynaklanan modülasyon hatalarını elimine etmek için darbe boşluk modülasyonu sağlar. Bu modülasyonda darbe akımlarının her modülasyon periyodundaki boşluğu referans sinyalleri ile orantılı olarak kontrol edilir. Modülasyon periyodu sabit olduğundan oransal boşluk oransal kısmi ortalama değeri verir. Böylece PSM akımı her modülasyon periyodunda uygun kısmi ortalama değeri içerir. Bunu uygulamak için dc endüktans akımının i_{Ld} anlık değeri gereklidir. Bu nedenle şekil 2.12'de görüldüğü gibi akım akım sensörü ile algılanır.

PSM uygulanarak dc endüktans akımındaki geniş dalgalanmalar modülasyon hatalarına yol açmaz. Dahası , dc endüktans akımının dalgalarının sıkı bir şekilde filtrelenmesi gerekmez çünkü çıkış geriliminin dalgaları dc kondansatör C_d ile filtrelenebilir. Böylece küçük bir dc endüktans (1.6mH) uygulanabilir ve ekonomik ve yüksek güç yoğunluğu olan bir doğrultucu elde edilir.



Şekil 2.12 Kontrolör/Modülatör blok diyagramı

2.2.1.4 Deneysel Sonuçlar

Önerilen tekniğin geçerliliğini doğrulamak için 2kW değerde bir prototip PFC konverter sonuçları ele alınmıştır (Hatoyama,1996). Şekil 2.13 (a)–(c) giriş tarafındaki akım ve gerilim şekillerini göstermektedir. Şekil 2.13(a)'da görüldüğü gibi kaynak hat akımları hemen hemen sinüsoidaldir, simetriktir ve A fazı akımı i_A kaynak faz gerilimi v_{AN} ile aynı fazdadır. Yine şekil 2.13 (a)'da görüldüğü gibi hat akımlarında her $\pi/3$ [rad] aralıkta bir diyot köprü komütasyonundan kaynaklanan ufak bozulmalar oluşmaktadır ancak kısa sürelidir. Dolayısıyla düşük frekanslı harmonikler şekil 2.13 (b)'de görüldüğü gibi hemen hemen hiç oluşmaz. Ayrıca hat akımlarının yüksek frekanslı bileşenleri Şekil 2.13(c)'de görüldüğü gibi harmonik filtreler ile yeterli düzeyde absorbe edilir.

Dalga şekilleri ve spektrum gösteriyor ki , önerilen doğrultucu PFC gerçekleştirmek için uygun dalga şekilli kaynak hat akımları üretir. Hat akımı ve hat geriliminin THD değerleri THD_i=%2.37 ve THD_v=%2.70 seviyesindedir. Giriş toplam güç faktörü %99'dur. Bu ölçümler doğrultucunun uygun bir PFC performansına sahip olduğunu göstermektedir.

Şekil 2.13 (d)-(f) dc taraftaki dalga şekillerini göstermektedir. Şekil 2.13(d)'de görüldüğü gibi akım referansları dalga şekilleri teorik dalga şekilleri ile uyuşmaktadır ve buck konverterlerin giriş akımları referans değerlerini iyi bir şekilde takip eder. Ayrıca bu giriş akımlarının yüksek frekanslı bileşenleri buck konverter girişlerine bağlanan harmonik filtreleri ile absorbe edilir. Böylece ideale yakın akımlar buck konverter girişinde elde edilir.

Şekil 2.13(e)'de görüldüğü gibi diyot köprü giriş hat akımı i_X faz gerilimi v_{XN} diğer fazlar arasında en yüksek olduğunda akar. Faz gerilimleri şekil 2.13(e)'de görüldüğü gibi bazı bozulmalar yaratır. Bu bozulmalar kaçak endüktans ve primer sargı direnç değerinden oluşan

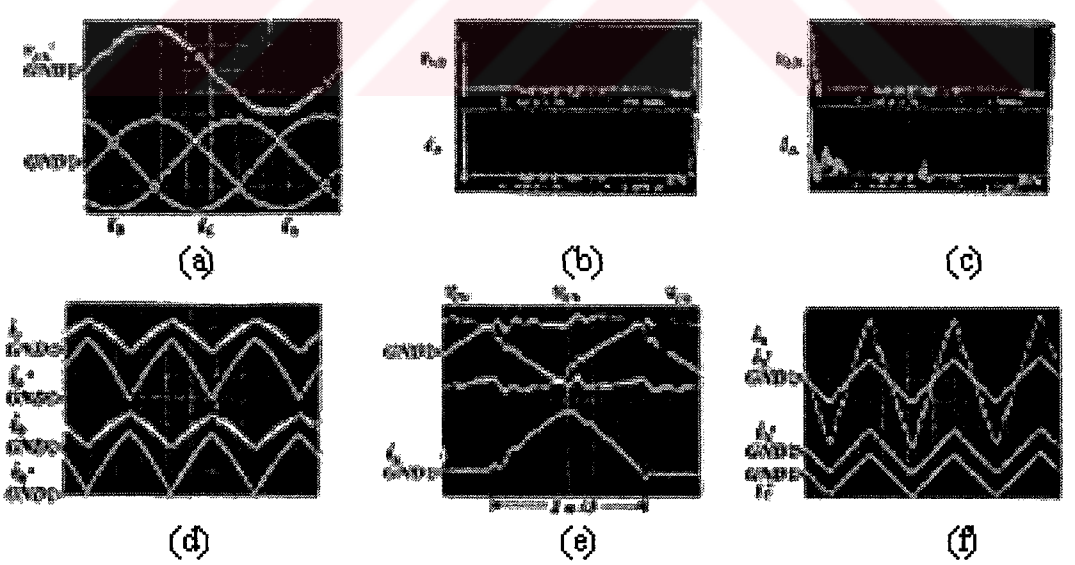
eşdeğer seri empedans ve sargılardan akan üçgen formda akımlardan kaynaklanır. Sargıların empedans değerleri simetrik kabul edildiğinden üç sargıdaki anlık gerilim düşümüde aynıdır. Böylece diyot köprü giriş akımı wt=π/6 - 5π/6 aralığında teoride belirtildiği gibi akar.

Ayrıca C_S kondansatörü seri hat endüktansı ile harmonik filtre görevi üstlenir. Böylece köprü giriş akımındaki yüksek frekanslı bileşenler dc bara akımlarınkine nazaran göre daha azdır.

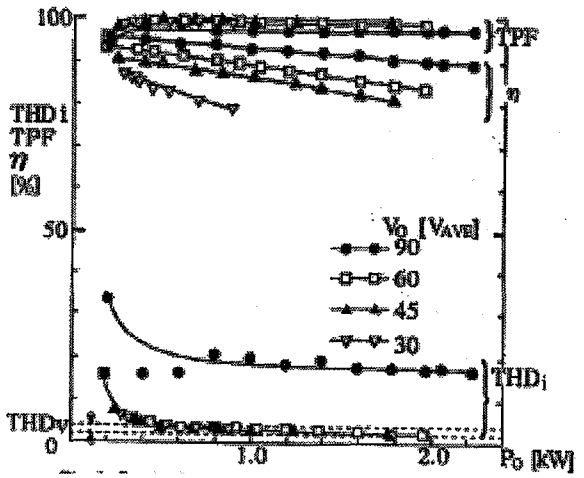
Şekil 2.13(f) nötr hattındaki ve dc orta nokta M ile üç fazlı giriş hatları arasında yerleştirilen arayüz devresi akım dalga şekillerini göstermektedir. Bu dalga şekilleri göstermektedir ki, nötr hat akımı i_N 150Hz frekansta üçgen yapıya benzer bir dalga şekline sahiptir ve tam olarak üç eşit parçaya ayrılır.

Şekil 2.14 toplam güç faktörü, toplam harmonik distorsiyon ve verim eğrilerini göstermektedir. Bu değerler 2 kW güçte ve çeşitli 30V-90V değerlerde çıkış gerilimlerinde elde edilmiştir. Ölçümlerde THD_V değeri çok az değişim göstermektedir ve her zaman %2.7 civarında belirtilen kesikli çizgiler arasında kalmaktadır.

V_0=90V durumunda TPF ve THD_I iyi değerler alır. Bu prototip konverterde ilişkili faz gerilimi ile aynı fazda akım referansları ile kaynak hat akımı THD_I=%2.2 elde edilir.



Şekil 2.13 Deneysel dalga şekilleri (a) AC faz gerilimi, kaynak hat akımları (b) Frekans spektrumu AC faz-faz gerilimi, kaynak hat akımı (alçak frekans) (c) Frekans spektrumu AC faz-faz gerilimi, kaynak hat akımı (yüksek frekans) (d) DC bağlantı akımları ve referansları (e) IFT faz gerilimi ve ac faz akımı (f) Faz-nötr akımı ve primer sargı akımları



Şekil 2.14 Deneysel sonuçlarla elde edilen karakteristikler

2.2.1.5 Sonuç

Bu bölümde iyileştirilmiş giriş karakteristikli üç fazlı buck mod PFC konverter elde edilmiştir. Basit güç devresi , ideal akım sentez yöntemi ve basit modülasyon yöntemi akım sentezini gerçekleştirmek için tanımlanmıştır. Ayrıca düzgün giriş akımı dalga şekli elde etmek için düzenek detaylı olarak incelenmiştir. Çeşitli deneysel sonuçlardan önerilen teorinin uygunluğu ve konverterin uygulunabilirliği pratik olarak doğrulanmıştır. Giriş güç faktörü diyot köprü ile tristör köprünün yer değişmesi ile kontrol edilebilir.

2.3 Tek Yönlü Buck-Boost Konverterler

Tek yönlü buck-boost konverterler çeşitli konfigürasyonlara sahiptirler. Bunların bazıları dört anahtarlı, SEPIC, flyback ile oluşturulmuş izolasyonlu cuk ve dört anahtarlı anlık akım kontrollü olanlardır. Buck-boost konverterler buck ve boost evrelerinin farklı konfigürasyonları ile oluşturulur. Bu konverterlerin çıkış gerilimi aralığı yüksektir. Çünkü bu konverterler giriş gerilimi düşürme ve yükseltme özelliğine sahiptirler. Dolayısıyla giriş geriliminden aşağıda veya yukarıda bir değerde gerilime ihtiyaç duyan yük durumunda bu konverterlerin kullanılması mümkündür. Bu konverterler akü şarj devreleri, telekomünikasyon güç kaynakları gibi uygulamalarda yüksek güç yoğunluğu, yüksek verim özellikleri ile uygulanır.

2.3.1 Anlık Akım Kontrollü Buck-Boost Konverter

2.3.1.1 Giriş

Ac-dc konverterlerden kaynaklanan harmonik kirliliği önemli ve dikkat edilen bir konudur. Bu problemin üstesinden gelebilmek için çeşitli PFC konverterler geliştirilmiştir. Buck-boost konverterler uygun kontrol tekniği ile PFC çalışmada geniş çıkış gerilim aralığına ve iyi performansa sahiptir. Bu konverterler PFC çalışmada geniş çıkış gerilimi aralığı ile harmoniksiz ve verimli güç dönüştürücülerin gerçekleştirilmesinde uygundurlar.

Bu bölümde anlık akım kontrolörlü, yüksek giriş güç faktörlü ve geniş çıkış gerilimli üç fazlı buck-boost konverter incelenecektir.

Kontrolör iki teknik kullanmaktadır. Birincisi PSM denilen darbe boşluk modülasyonudur. PSM dc endüktanstaki dalgalanmalardan kaynaklanan modülasyon hatalarını kompanze eder. Bu teknik dc endüktans boyutunu önemli derecede küçültür. Diğer teknik ise anahtarlama darbelerini üreten algoritmadır. Burada eşdeğer üç fazlı delta bağlı darbe akım kaynağı modellemesiyle faz arayüzü hesaba katılmaz ve darbe üretim işlemi basitleştirilir.

2.3.1.2 Önerilen Konverterin Güç Devresi

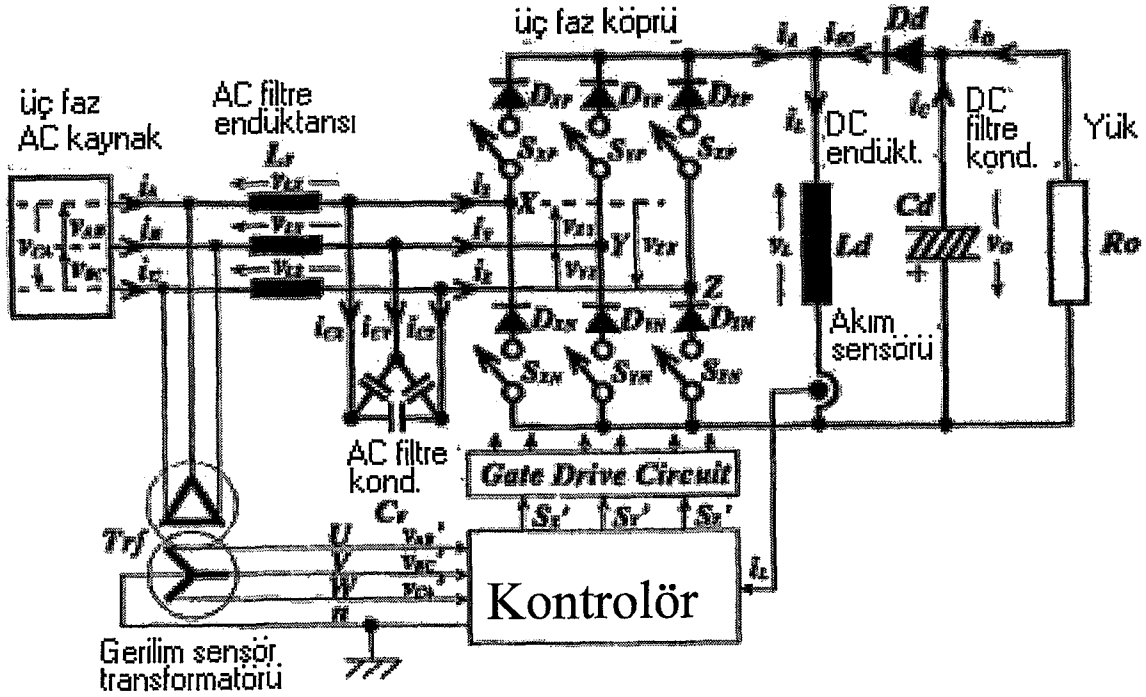
Şekil 2.15 konverter sistemi göstermektedir. Burada konverter üç fazlı güç kaynağı, L-C harmonik filtresi, üç fazlı diyot doğrultucu, dc bara devresi ve dc yük R_0 içerir. Üçgen bağlı paralel kondansatör C_F ve seri endüktanstan oluşan harmonik filtresi güç kaynağı ve köprü arasına bağlanmıştır. Üç fazlı köprü, doğal sönümlü ve ters gerilim tutma özelliğine sahip anahtarlara gereksinim duyar. Bu nedenle MOSFET, IGBT gibi modern anahtarlama elemanları ve ters gerilim tutma işlemi için hızlı ters toparlanma özellikli diyotlar kullanılmalıdır.

2.3.1.3 Konverterin Çalışma Prensibi

Buck-Boost konverter sürekli ve süreksiz çalışma olarak sınıflandırılır. Süreksiz akım çalışmada i_L dc endüktans akımı herbir modülasyon periyodunda sıfır olacak şekilde kontrol edilir. Diğer taraftan sürekli modda akım sürekli olarak akar ve sıfır değerini almaz.

Buck-boost konverter çalışması üç moda ayrılabilir. Bir tanesi şarj modudur. Bu modda dc endüktans L_d üç fazlı köprü ile ac kaynağa bağlanır. Böylece dc endüktans kaynak enerjisini depolar ve endüktans akımı i_L bu modda yükselir.

Dc endüktans kaynağa bağlı olduğundan köprü girişindeki faz-faz gerilimlerinin mutlak



Şekil 2.15 Buck-Boost konverter

değerleri dc endüktansa uygulanır ve dc endüktans akımı endüktansa bağlı ac taraftaki iki koldan akar. Bu durumda D_d diyodu dc endüktans gerilimi v_L ve dc çıkış gerilimi v_0 toplamı ile ters kutuplanmıştır. Böylece dc çıkış kısmı dc endüktanstan kopuk durumdadır.

İkinci mod ise deşarj modudur. Bu modda dc endüktans kaynağa bağlanmaz çünkü tüm anahtarlar kesimdedir ve köprünün ac tarafındaki hat akımları i_x , i_y , i_z sıfırdır. D_d diyodu dc çıkış gerilimi v_0 ile ileri yönde kutuplanır ve dc endüktans diyot ile dc çıkışa bağlanır. Sonuç olarak endüktans deşarj olur ve enerjisini dc çıkışa verir böylece dc endüktans akımı düşer.

Eğer deşarj modu yeteri kadar uzun olursa dc endüktans akımı sıfıra düşer. Burada üçüncü çalışma modu ortaya çıkar. Bu mod sıfır akım modudur. Bu modda dc endüktans akımı sıfırda kalır ve endüktans hem ac kaynaktan hemde dc çıkıştan ayrılır. Bunun nedeni anahtarların ve dc diyodun kesimde olmasıdır.

Süreksiz akım çalışmada köprüdeki anahtarlar öyle anahtarlanır ki şarj, deşarj ve sıfır akım modu sırasıyla oluşur. Sıfır akım modu sürekli akım çalışmada ortaya çıkmaz.

Üç fazlı buck-boost konverterler hakkında çeşitli araştırmalar yapılmıştır. Üç adet tek fazlı sürekli akım modunda konverter kullanan, süreksiz akım modunda farklı bir yöntem ve sürekli modda digital yaklaşımlı çeşitli konfigürasyonlar oluşturulmuştur. Ancak bu

konfigürasyonlar gereken büyük değerli endüktanslardan, kullanılan dijital sinyal işleyiciler ve A/D dönüştürücülerden, oluşan enerji kayıplarından, komplike güç devresi gereksiniminden dolayı karmaşık yapıda olma ve maliyet açısından yüksek olma sorunları yaşarlar.

Tipik üç fazlı köprü ve bir dc endüktans barındıran üç fazlı buck-boost konverterlerde (şekil 2.15) dc endüktans akımındaki dalgalanmalar tek fazlı konverterlere kıyasla küçük değerli bir dc endüktans ile önemli derecede azaltılır. Bu nedenle sürekli akım modlu çalışma basit modülasyonla (referansların ve üçgen taşıyıcı dalganın karşılaştırılması gibi) köprü tip üç fazlı buck-boost PFC konverterlerde uygundur.

Üç fazlı konverterlerde güç değeri genellikle yüksektir ve dolayısıyla dc endüktansın boyut, ağırlık ve maliyeti artar. Endüktansın düşürülmesi önemlidir ve modifiye edilmiş modülasyon tekniği dc endüktans akımındaki dalgalanmalardan kaynaklanan modülasyon hataları kompanze etmek için gereklidir.

Şekil 2.15'deki üç fazlı köprüde her bir kolun alt ve üst elemanlarının iletime girmesiyle dokuz adet anahtarlama durumu ortaya çıkar. Bir koldaki alt ve üst taraftaki elemanların iletimde olmasıyla (S_{XP}+D_{XP} ve S_{XN}+D_{XN}) dc endüktans akımının serbest dolaşım modu oluşur.

Konverterde dc çıkış geriliminin dalgalanması önemli derecede uygun bir serbest dolaşım ile azaltılabilir. Bu çalışma dc kondansatörün kapasitans değerini düşürmek için yararlıdır.

2.3.1.4 Kontrol Prensibi

2.3.1.4.1 Eşdeğer Devre

Klasik gerilim beslemeli konverterlerde üç fazlı anahtarlama sinyalleri üç fazlı referans sinyallerin üçgen taşıma sinyali ile karşılaştırılması sonucu üretilir. Diğer taraftan akım beslemeli konverterlerin modülasyonunda ek bilgi ve işlemler gereklidir. Bunlar referans sinyallerinin mutlak değerleri ve referanslar arasındaki maksimum ve minimum olanların tespit edilmesidir.

Akım beslemeli konverterlerde sinyal üretim işlemi daha karmaşıktır. Bu işlemi basitleştirmek için önerilen fikir şekil 2.16'da görülmektedir. Burada eşdeğer devre, köprü ve dc bara devresini barındırmaktadır.

Şekil 2.16'dan anlaşılıyor ki, gerçek hat akımları ve ideal delta akımları arasındaki ilişki

aşağıdaki gibidir,

$$i_X = i_{XY} - i_{ZX}, i_Y = i_{YZ} - i_{XY}, i_Z = i_{ZX} - i_{YZ} \quad (2.29)$$

Ayrıca,

i_{XY}, i_{YZ} ve i_{ZX}=+$i_L/2$ yada $-i_L/2$ (2.30)

Burada i_L dc endüktans akımıdır ve akımların polariteleri birbirinden bağımsız olarak kontrol edilir.

2.3.1.4.2 Anahtarlama Sinyali Üretimi

Taşıyıcı frekansı yüksek olduğu durumda hat akımlarının taşıyıcı frekanslı bileşenleri düşük devre sabitleri ile harmonik filtre yardımıyla absorbe edilir. Bu nedenle harmonik filtre güç faktörü analizinde ihmal edilebilir böylece faz-faz gerilimlerinin doğrudan ilişkili darbe akım kaynaklarına uygulandığını söyleyebiliriz.

Üçgen akımlar için faz-faz gerilimleri ile orantılı sinyaller (i_{XY}^*,i_{YZ}^*,i_{ZX}^*) referans olarak kullanılır. Referansları elde etmek için faz-faz gerilimleri transformatör ile dönüştürülür ve büyüklükleri, çıkış gücü ve çıkış gerilimi şekil 2.18'de görüldüğü gibi ayarlanır.

Şekil 2.18'te görüldüğü gibi eşdeğer darbe akım kaynakları (S_{XY},S_{YZ},S_{ZX}) anahtarlama durumları referans sinyalleri ile üçgen taşıyıcı sinyalin karşılaştırılması sonucu (şekil 2.17a) elde edilir.

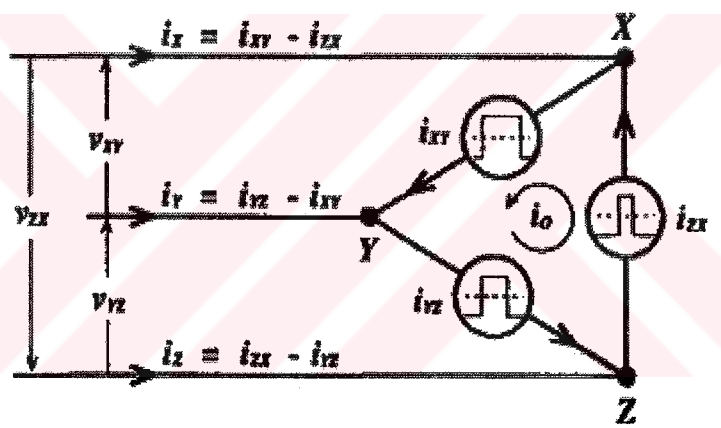
Sürme sinyallerinin elde edilmesi için ideal delta akımlarının tersine gerçek hat akımlarına dönüştürülmesi gerekmektedir. Bu prosedür (2.29) eşitliği ile gerçekleştirilir ve burdan anlaşılır ki üç ideal delta akımından ikisinin farkı herbir gerçek hat akımını vermektedir.

Herbir durum pozitif ve negatif iken alt ve üst taraftaki elemanlar sırasıyla ilişkili fazlara göre sürülür. Diğer taraftan eğer darbeler sıfır noktasında kalırsa elemanların hiçbiri sürülmez. S_X, S_Y ve S_Z darbelerinin mutlak değerleri ilişkili fazlarda alt ve üst elemanların sürülmesi için kullanılır. Ayrıca mutlak değerler EX-OR kullanımı ile gerçekleştirilir. Böylece sinyaller şekil 2.17(d)'de görüldüğü gibi sürme sinyali olarak kullanılır.

Önerilen modülasyon tekniği anahtarlama sinyali üretme prosesini oldukça kolaylaştırır ve şekil 2.18'de bu durum blok diyagramı ile kolayca anlaşılabilir.

Çizelge 2.2 Anahtarlama durumları ve çeşitli akımlar

	Modlar			I^+	I^-	II^+	II^-	III^+	III^-	IV^+	IV^-
(a)	Anahtar durumu	Üst taraf	S_{XP}	●	—	—	—	—	●	—	—
			S_{YP}	—	●	●	—	—	—	—	—
			S_{ZP}	—	—	—	●	●	—	—	—
	● ON — OFF	Alt taraf	S_{XN}	—	●	—	—	●	—	—	—
			S_{YN}	●	—	—	●	—	—	—	—
			S_{ZN}	—	—	●	—	—	●	—	—
(b)	Giriş faz akımı	$i_X = i_{XY} - i_{ZX}$		$+i_L$	$-i_L$	0	0	$-i_L$	$+i_L$	0	0
		$i_Y = i_{YZ} - i_{XY}$		$-i_L$	$+i_L$	$+i_L$	$-i_L$	0	0	0	0
		$i_Z = i_{ZX} - i_{YZ}$		0	0	$-i_L$	$+i_L$	$+i_L$	$-i_L$	0	0
(c)	Eşdeğer devre akım kaynağı		i_{XY}	$\frac{+i_L}{2}$	$\frac{-i_L}{2}$	$\frac{-i_L}{2}$	$\frac{+i_L}{2}$	$\frac{-i_L}{2}$	$\frac{+i_L}{2}$	$\frac{+i_L}{2}$	$\frac{-i_L}{2}$
			i_{YZ}	$\frac{-i_L}{2}$	$\frac{+i_L}{2}$	$\frac{+i_L}{2}$	$\frac{-i_L}{2}$	$\frac{-i_L}{2}$	$\frac{+i_L}{2}$	$\frac{+i_L}{2}$	$\frac{-i_L}{2}$
			i_{ZX}	$\frac{-i_L}{2}$	$\frac{+i_L}{2}$	$\frac{-i_L}{2}$	$\frac{+i_L}{2}$	$\frac{+i_L}{2}$	$\frac{-i_L}{2}$	$\frac{+i_L}{2}$	$\frac{-i_L}{2}$



Şekil 2.16 Eşdeğer darbe akım kaynağı

2.3.1.4.3 Önerilen Modülasyon

Şekil 2.16'daki eşdeğer üçgen bağlı devrede ek sirkülasyon akımı i_0 ele alınmıştır. Bu sirkülasyon akımı üçgen devre akımlarına i_X, i_Y, i_Z aynı ek bileşeni verir. Bu nedenle herbir üçgen akımı orjinal bileşen i_{XY}, i_{YZ} ve i_{ZX} ve ek bileşeni içerir.

i_X, i_Y, i_Z hat akımları (2.29) eşitliği ile ifade edildiği üzere i_X^*, i_Y^* ve i_Z^* hat akımları aşağıdaki şekilde hesaplanır,

$$i_X^* = i_{XY}^* - i_{ZX}^* = (i_{XY} + i_0) - (i_{ZX} + i_0) = i_{XY} - i_{ZX} = i_X$$

$$i_Y^* = i_{YZ}^* - i_{XY}^* = (i_{YZ} + i_0) - (i_{XY} + i_0) = i_{YZ} - i_{XY} = i_Y \quad (2.31)$$

$$i_Z^* = i_{ZX}^* - i_{YZ}^* = (i_{ZX} + i_0) - (i_{YZ} + i_0) = i_{ZX} - i_{YZ} = i_Z$$

(2.31) eşitliğinden görülüyor ki bu sirkülasyon akımı hat akımları modülasyonunda etkili değildir. Modülasyon tekniğinde ek bileşen büyüklüğü ayarlanır böylece maksimum ve minimum büyüklüklü toplam referans sinyali taşıyıcı sinyalin maksimum ve minimum değerine eşit olmaya zorlanır.

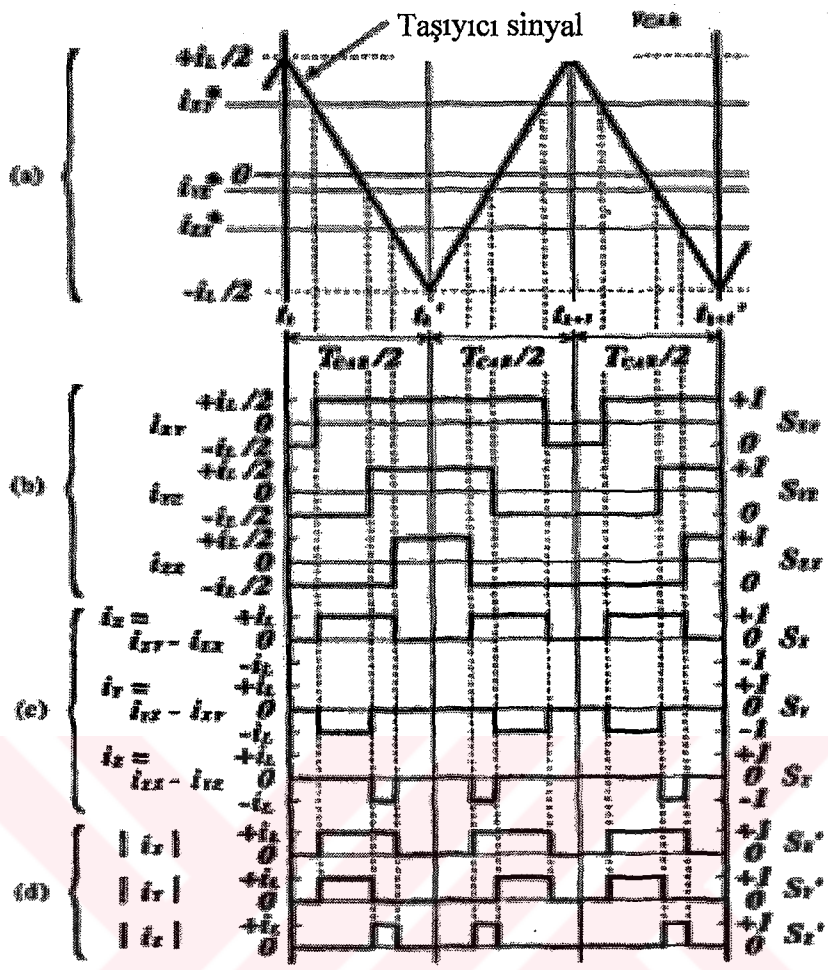
Pratikte elemanlar üzerindeki güç dağılımı önemlidir. Bunu gerçekleştirmek için ek bileşen büyüklüğü kontrol edilir böylece en büyük referans sinyali taşıyıcı sinyalin maksimum değerine eşit olur. Böylece anahtarın en yüksek kesim gerilimi seçilir ve anahtarlama durdurulur. Bunun sonucunda anahtarlama kayıpları azaltılır.

2.3.1.4.4 Modülasyon Hatası Kompanzasyonu

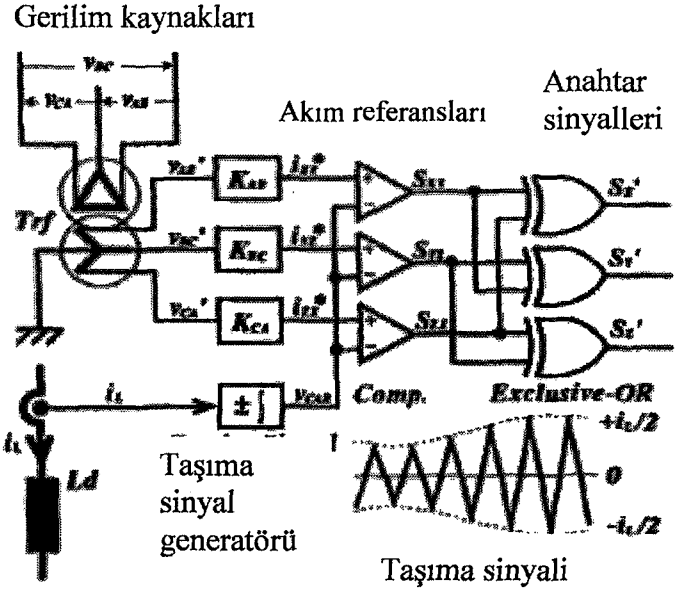
Referans sinyalleri ile taşıyıcı dalganın karşılaştırılması sonucu üretilen anahtarlama durumları dalgalı dc endüktans akımı durumunda modülasyon hataları üretir. Hataları kompanze etmek için çeşitli yöntemler gerçekleştirilmiştir. Bu yöntemler başarılı sonuçlar vermiştir ancak analog ve dijital olarak ta maliyet açısından elverişli değillerdir. Bu problemin üstesinden gelmek için şekil 2.19'da görüldüğü gibi yeni bir taşıyıcı sinyal üretici kullanılan kompanzasyon yöntemi belirtilmiştir.

Klasik yöntemde darbe genişliği ayarlanırken darbe boşluğu önerilen bu yöntemde ayarlanır. Taşıma sinyali dc endüktans akımının integrasyonu ile üretilir. Böylece taşıyıcı ve referansların kıyaslanmasıyla elde edilen anahtarlama durumları referanslar ile orantılı doğru zaman integral değerleri yada boşluklar üretir.

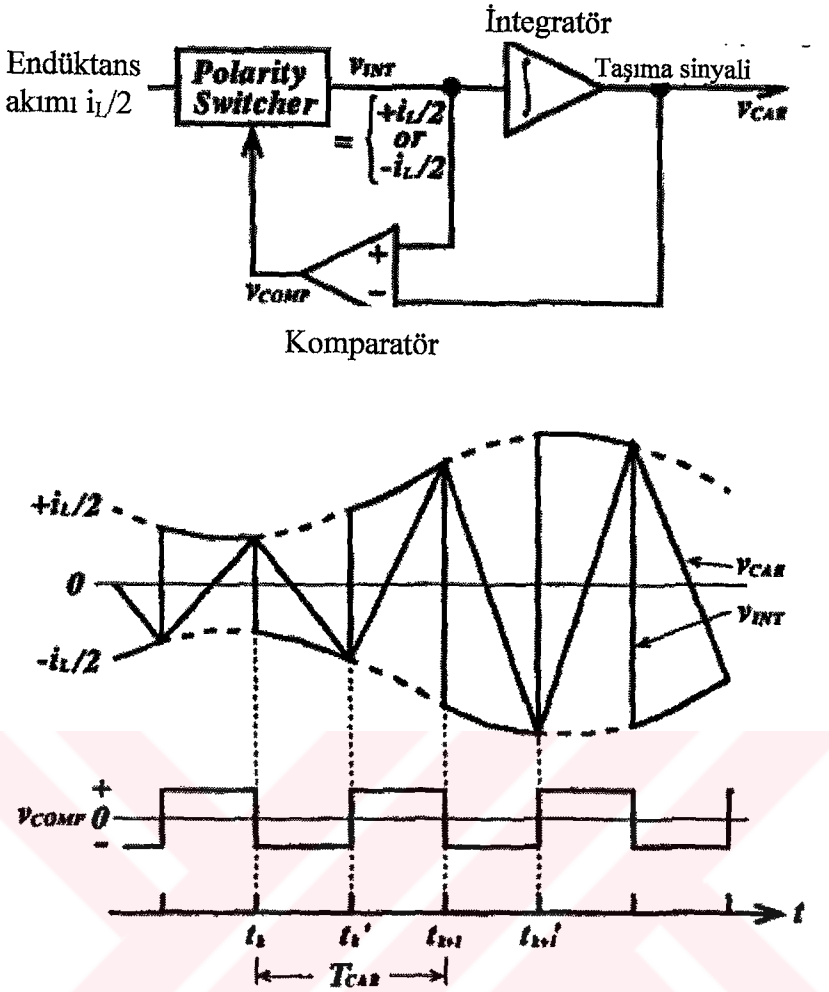
Şekil 2.19'dan görülebiliyor ki, üretici bir integratör, bir komparatör ve bir polarite değiştirici gibi ekonomik elemanlar kullanmaktadır. Ayrıca taşıyıcı frekansı kolay bir şekilde integratör katsayılarının değiştirilmesi ile ayarlanabilir. Böylece PSM dc endüktans akımındaki dalgalanmalardan kaynaklanan modülasyon hatalarını kompanze ettiği gibi taşıyıcı frekanslı harmonikleri azaltırken ekonomik açıdan da tatmin etmektedir.



Şekil 2.17 Anahtarlama sinyallerinin üretilmesi



Şekil 2.18 Kontrolör diyagramı



Şekil 2.19 Taşıyıcı sinyal üretici (a) Taşıyıcı sinyal üretici blok diyagramı (b) Taşıyıcı sinyal generatörü dalga şekilleri

2.3.1.5 Deneysel Sonuçlar

2.3.1.5.1 Sürekli Akım Yöntemi

Sürekli akım yöntemi ile elde edilen deneysel sonuçlar şekil 2.20 ve şekil 2.21'de görülmektedir (Nishida,1995).

Şekil 2.20(a)'da hat akımı i_A dalgalı i_L akımı altında faz gerilimini v_{AN} takip eder. Şekil 2.20(b) ve şekil 2.20(c)'de görüldüğü gibi kaynak gerilmi v_{AB} ve hat akımı i_A harmonik içeriği hemen hemen aynıdır. THD değeri 1kHz aralıkta gerilim için %4.5, akım için %5.9'dur. Böylelikle PFC işlemi gerçekleştirilmiştir ve TPF değeri %97'dir. Ancak modülatör hat akımlarının sıfır geçişinde çok dar darbeler üretir ve darbeler kapı sürücü devrenin ve anahtarlama elemanının gecikmesinden dolayı algılanmaz. Böylece köprü anahtarlaması elimine edilmiş olur ve hat akımlarının herbiri sıfır geçişte bir miktar bozulur.

Bunun sonucunda THD_i değeri THD_v değerinden biraz daha büyük olur.

Şekil 2.21'deki eğrilerden TPF değeri geniş bir P_0 ve V_0 aralığında çok yüksek bir değer alır. THD_i değeride çıkış gücünün artmasıyla azalır ve ağır yüklerde hemen hemen THD_v değerine ulaşır.

2.3.1.5.2 Süreksiz Akım Yöntemi

Şekil 2.22 konverterin deneysel dalga şekillerini ve spektrumunu süreksiz akım durumunda göstermektedir. (Nishida,1995). Şekil 2.22(a)'da görüldüğü gibi kaynak hat akımları hemen hemen kaynak faz gerilimleri ile aynı dalga şeklini oluşturmaktadır. Bunun sonucunda PFC işlemi TPF=%99.3 değeri ile gerçekleştirilir.

Şekil 2.22(b) ve şekil 2.22(c) hat akımları ve faz gerilimlerinin yüksek frekans aralığında oldukça az harmonik içerdiğini göstermektedir. Bu grafikler sürekli anahtarlama yöntemi ile aynıdır.

Anlaşılıyor ki sürekli ve süreksiz yöntemde önerilen konverter tatmin edici PFC performansı göstermektedir. Dc endüktans akımındaki dalgalanmadan kaynaklanan modülasyon hataları etkili bir şekilde kompanze edilmektedir.

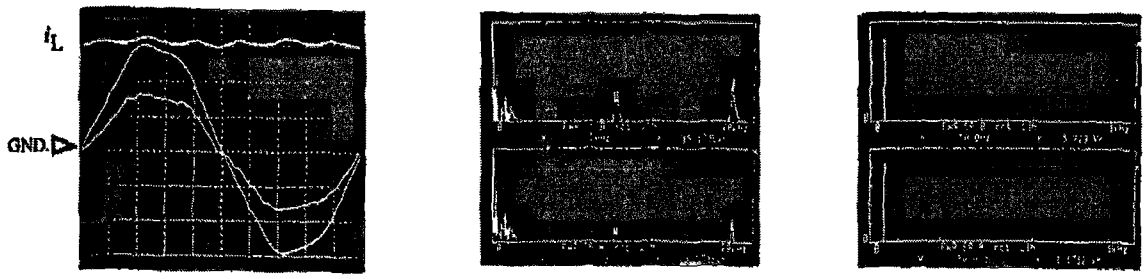
2.3.1.6 Sonuç

Bu bölümde anlık akım kontrollü üç fazlı köprü bulunan buck-boost konverter incelenmiştir. Eşdeğer darbe akım kaynağı kullanılarak kontrolör üç fazlı anahtar darbelerini üretmektedir. Ek olarak önerilen PSM dc endüktans akımındaki dalgalanmadan kaynaklanan modülasyon hatalarını elimine eder. Ayrıca iki taraflı üçgen taşıyıcı ayarlanmış hat akımındaki taşıyıcı frekanslı bileşenleri azaltır.

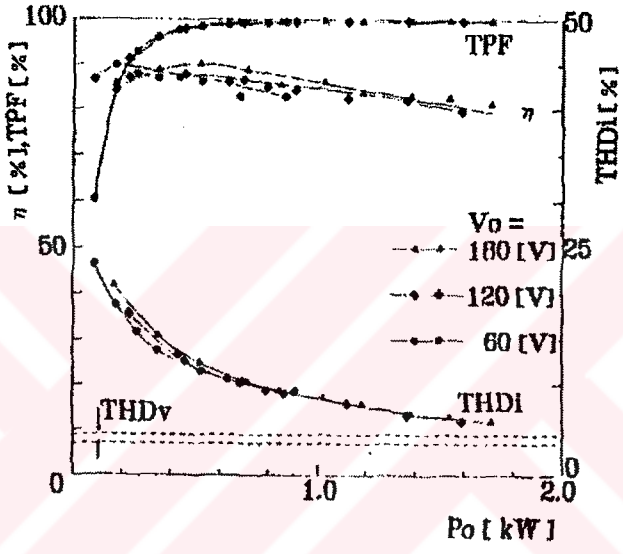
Teorinin geçerliliği çeşitli deneysel sonuçlar ile doğrulanmaktadır. Konverter aktif güç filtresi olarak çalışmada yeterli cevabı vermektedir.

Önerilen konverterin özellikleri:

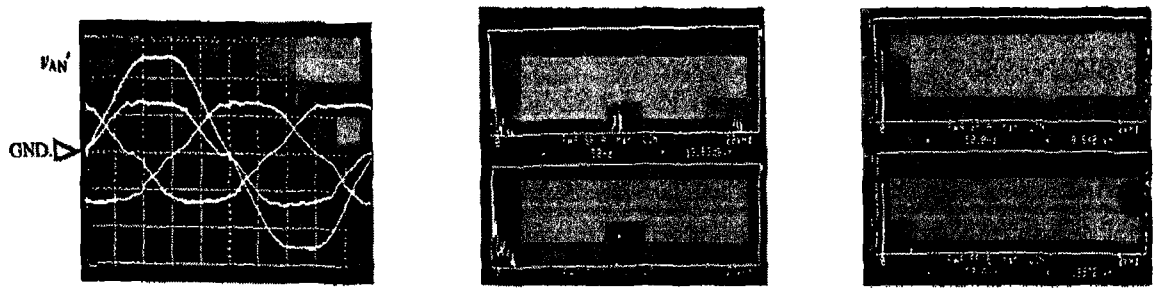
- PFC (yüksek giriş güç faktörü)
- Geniş çıkış gerilimi kontrol aralığı
- Endüktans boyutunda, ağırlığında ve maliyetinde azalma sağlayan dc akımındaki dalgalanmadan kaynaklanan modülasyon hatalarını elimine eden kompanzasyon yeteneği
- Önerilen modülasyon yöntemi ve PSM tekniği ile kontrolör/modülatör basitliği



Şekil 2.20 Sürekli akım dalga şekilleri (a) Endüktans akımı,kaynak faz gerilimi, kaynak faz akımı (b) Faz-faz gerilimi frekans spektrumu, kaynak hat akımı spektrumu (20kHz) (c) Faz-faz gerilimi frekans spektrumu, kaynak hat akımı spektrumu (1kHz)



Şekil 2.21 Statik karakteristikler



Şekil 2.22 Süreksiz akım dalga şekilleri (a) Kaynak hat akımları ve kaynak faz gerilimi (b) Giriş faz-faz gerilimi ve kaynak hat akımı spektrumu (20kHz) (c) Giriş faz-faz gerilimi ve kaynak hat akımı spektrumu (2kHz)

2.4 Tek Yönlü Çok Seviyeli Konverterler

Çok seviyeli konsept, düşük anahtarlama frekansında anahtarlama elemanları ile çalışmada harmonikleri ve anahtarlama kayıplarını azaltmak için kullanılır. Bu konverterler tek tönlü güç akışında çıkış gerilimi için boost çalışma gerçekleştirir. Elemanlar üzerindeki gerilim stresi azdır ve PWM anahtarlamadan kaçınılır. Dolayısıyla yüksek gerilim ve yüksek güçlü uygulamalarda idealdirler. Bu konverterlerin seviye sayıları arttırılarak THD değeri düşürülür, şebeke akımlarındaki güç faktörü iyileştirilir ve çıkış gerilimi regülasyonu sağlanır.

2.4.1 Altı Anahtarlı Üç Seviyeli Tek Yönlü Konverter

Bu bölümde altı anahtarlı üç seviyeli bir boost tipi doğrultucu sunulmaktadır. Bu doğrultucu birim güç faktörü ile sinüsoidale yakın bir akım çekmektedir. Burada çalışma prensibi, kararlı hal analizi, giriş akımı ve nötr noktası gerilim kontrolü tekniği deneysel sonuçlarla da bu bölümde incelenmektedir.

2.4.1.1 Giriş

Tristör köprü doğrultucu, dc güç kaynaklarının gerekli olduğu yerlerde veya güç elektroniği sistemleriyle besleme sistemi arasında genişçe kullanılan bir arayüzdür. Tristör köprü doğrultucu uygulamada çok basit ve büyük güçlerde kullanılabilmesine rağmen büyük değerli harmonik akımlarına ve dolayısıyla şebekede kirliliğe sebep olma dezavantajlarına sahiptir. Güç elektroniği sistemlerinin endüstride yayılması ile harmoniklerin engellenmesi ihtiyacı daha da artmıştır ve çeşitli standartlar getirilmiştir.

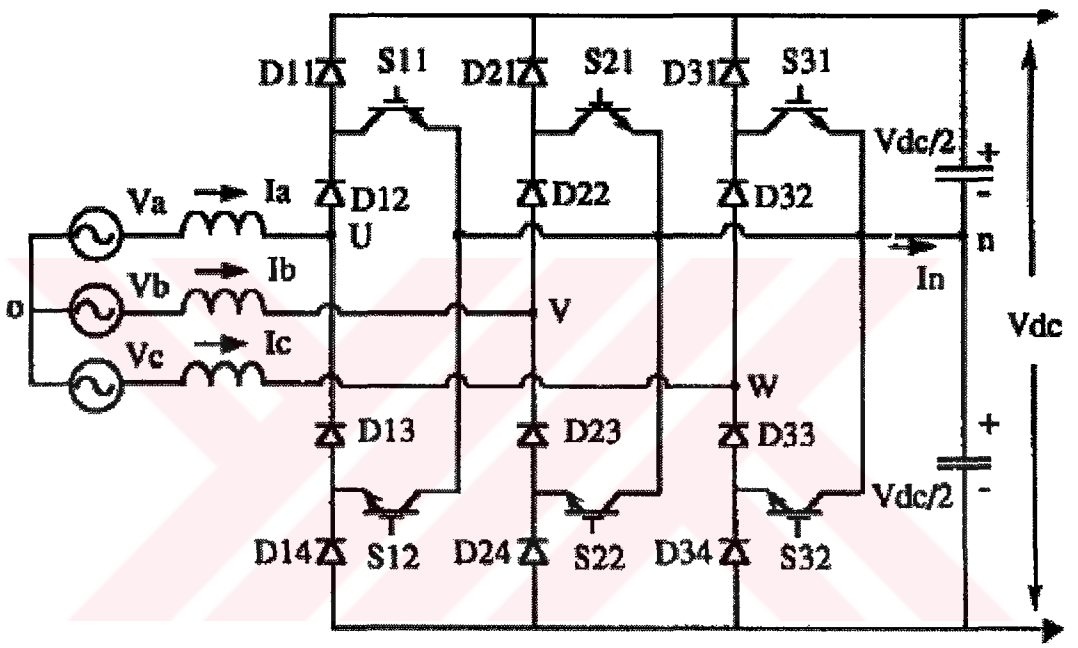
Bu bölümde altı anahtarlı üç seviyeli bir arayüz topolojisi incelenmektedir. Önerilen doğrultucu beslemeden birim güç faktöründe sinüsoidale yakın bir değerde akım çekmektedir. Bu inceleme çalışma prensibi, çalışma aralığı ve giriş akım kontrolü tekniği üzerine yoğunlaşmıştır. Deneysel sonuçlar verilmiştir. Çok seviyeli konverterlerde ortak bir sorun olan seri bağlı dc kondansatörler arasındaki gerilim dengesi yine bu incelemede ele alınmıştır.

2.4.1.2 Çalışma Prensibi ve Kararlı Hal Analizi

Önerilen üç seviyeli boost tipi doğrultucu şekil 2.23'te görülmektedir. Devre üç anahtarlama kolu içermektedir ve her bir kol dört diyot ve iki aktif anahtar barındırmaktadır. Çalışma prensibi şu şekildedir. Anahtarlama kolu 1 için, doğrultucu giriş uç gerilimi u_{un}, S_{11} ve S_{12} anahtarları iletimdeyken dc baranın nötr noktasına uygulanır. S_{11} ve S_{12} kesimdeyken u_{un} gerilimi A fazı geriliminin polaritesine göre $+V_{dc}/2$ yada $-V_{dc}/2$ olabilir. Bu yüzden anahtarlama kolu 1 üç anahtarlama durumuna sahiptir ve bunlar "1", "0" ve "-1" şeklindedir.

Bu değerler pozitif dc bara, nötr noktası ve negatif dc bara anlamına gelmektedir. Aynı analiz diğer anahtarlama kolları için de geçerlidir. Doğrultucu üç anahtarlama koluna sahip olduğundan dolayı doğrultucu toplam anahtarlama modu 3^3=27 tanedir. Yirmi yedi anahtarlama modu ile ayırt edilebilir gerilim vektörleri sayısı 19'dur. Anahtarlama modları ve gerilim vektörleri şekil 2.24'te görülmektedir.

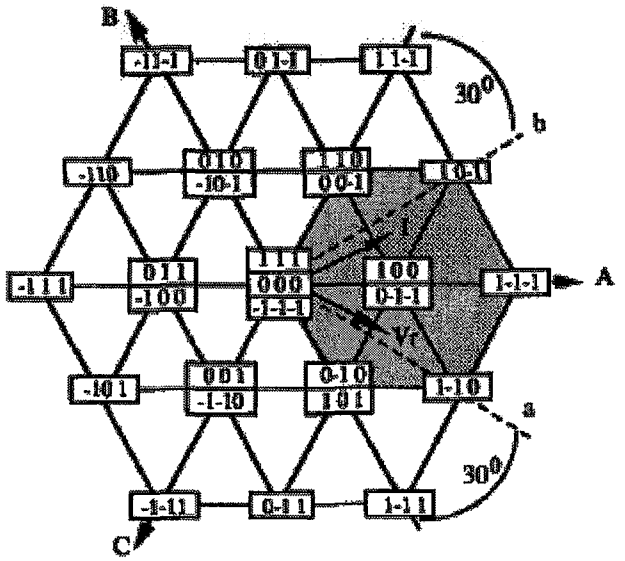
Dc bara nötr noktası bulunmasından dolayı her bir elemandaki maksimum gerilim stresi $V_{dc}/2$ değerindedir. Bu özellik doğrultucu çıkış gerilimini klasik PWM tip doğrultucuya kıyasla aynı anahtarlama elemanı gerilim değerinde dc bara gerilimini ikiye katlamayı mümkün kılar.



Şekil 2.23 Önerilen devre konfigürasyonu

Diğer bir önemli avantajı shoot-though akımının aynı koldaki anahtarlama elemanları iletimde olsa bile dc baralara bağlı olan diyotlar ile bloke edilmesidir. Bu da doğrultucunun güvenilirliğini arttırır.

Besleme-doğrultucu eşdeğer devresine (şekil 2.25) başvurursak temel devre teorisinden şu belirlenebilir ki, giriş akımının sinüsoidal olması için doğrultucu giriş uç gerilimi V_{u0}, V_{v0}, V_{w0} değerleri de sinüsoidal olmalıdır. Bu imkansız olmasına rağmen, şekil 2.24'deki vektörler kullanılarak tasarlanabilir. Bu prosedür ile giriş harmonik akımı giriş endüktansının alçak geçiren karakteristiğinden dolayı küçülecektir. Ayrıca doğrultucu giriş uç gerilimi faz açısı ve büyüklüğü kontrol edilebilir olmalıdır. Bu giriş akımının büyüklüğünü ve faz açısını kontrol



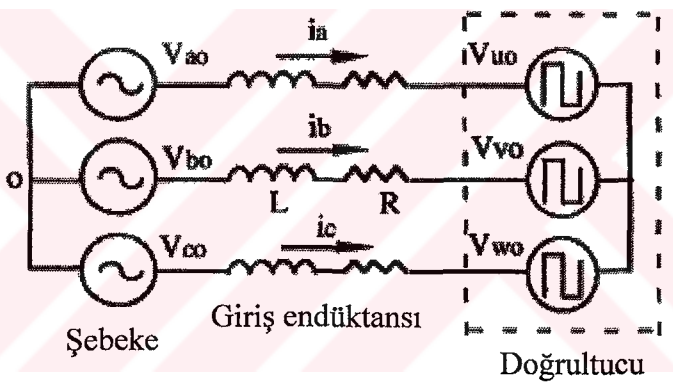
$D_aD_bD_c$

D=1 doğrultucu giriş ucu pozitif dc baraya uygulanır

D=0 doğrultucu giriş ucu dc bara nötr noktasına uygulanır

D=-1 doğrultucu giriş ucu dc negatif dc baraya uygulanır

Şekil 2.24 Anahtarlama modları ve sınırlandırılmalar



Şekil 2.25 Şebeke ve doğrultucu eşdeğer devresi

etmek için gereklidir. Önerilen devre konfigürasyonunda şuna dikkat edilmelidir ki 19 gerilim vektörünün bir kısmı herhangi bir anda gerçekleştirilebilir. Şekil 2.24 ele alınırsa akım vektör pozisyonları $i_a>0$, $i_b<0$ ve $i_c<0$ şeklindedir. Burada anahtarlama durumu "-1" kol 1'de gerçekleştirilemez çünkü faz A pozitif akımı D_{13} ve D_{14} diyotları üzerinden akamaz. Aynı sebepten durum "+1" de kol 2 ve kol 3 için mümkün değildir. Gerçekleştirilemeyen durumları içeren tüm anahtarlama modlarını elimine ederek altıgen şekilli koyu renkli alan belirlenebilir. Bu alanda gerçekleştirilebilir anahtarlama modları ve gerilim vektörleri bulunmaktadır.

Yine şekil 2.24'ten akım vektörü I kesik çizgili a ve b doğruları ile sınırlandırılmış bölgede kaldığı sürece koyu renkli altıgen alan görüldüğü pozisyonda duracaktır. V_r gerilim vektörü

daha önce değinilen sınırlamadan dolayı bu alanda kalmalıdır. İki en kötü durum şu durumlarda ortaya çıkar. Birincisi akım vektörü I a doğrusunda ve I ile V_r arasındaki açı ileri yönde 30°'den çok olduğu durumdur. İkincisi ise I akım vektörü b doğrusunda ve açı geri yönde 30°'den çok olduğu durumdur. Her iki durumda da vektör V_r altıgenin dışındadır. Her iki durumun fazör diyagramı şekil 2.26'da görülmektedir. Burada giriş endüktansı R ihmal edilmiştir.

Şekil 2.26(a)'daki fazör diyagramından aşağıdaki eşitlik elde edilebilir.

$$I_{\max}(pu) = 1.155\sin(\phi + 30^{o}) \tag{2.32}$$

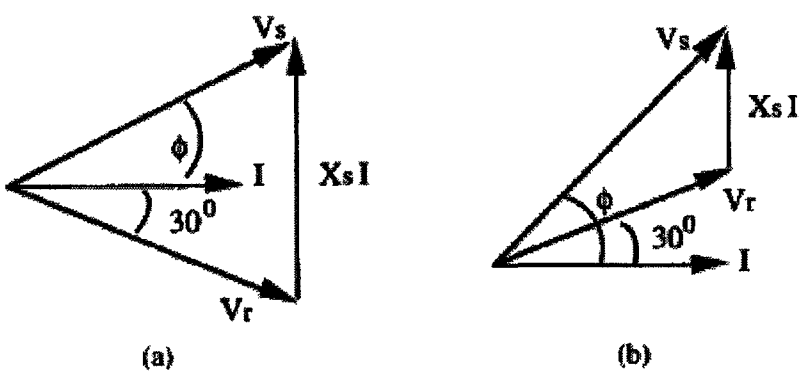
burada ϕ giriş akımı kayma açısıdır.

I_{max} akımı doğrultucunun çekebildiği düşük frekanslı harmonik distorsiyonu olmayan maksimum akımdır. Bu p.u. değeridir ve V_b=V_s'dir. $I_b = \frac{V_b}{X_s}$ doğrultucu giriş ucu kısa devre akımıdır ve burada X_s=wL'dir.

Bir diğer eşitlik şekil 2.26(b)'den elde edilebilir.

$$I_{\max}(p.u.) = 1.155\sin(\phi - 30^{o}) \tag{2.33}$$

I_{min} değeri doğrultucunun düşük frekanslı harmonik distorsiyonsuz bir akım çekmesi için gerekli olan minimum değerdir.



Şekil 2.26 Kritik çalışmadaki fazör diyagramları (a) 30^0 ileri (b) 30^0 geri

(2.32) ve (2.33) eşitlikleri şekil 2.27(a)'da görülen önerilen doğrultucunun çalışma sahası sınırlarını tanımlamaktadır. Maksimum giriş gücü ve reaktif güç (2,32) eşitliğinden elde

edilebilir ve şekil 2.27(b)'de görülmektedir.

$$P_{\max}(p.u.) = 1.155\sin(\phi + 30^{o})\cos(\phi) \tag{2.34}$$

$$Q_{\max}(p.u.) = 1.155\sin(\phi + 30^{o})\sin(\phi) \tag{2.35}$$

2.4.1.3 Giriş Akımı ve DC Bara Nötr Noktası Gerilim Kontrolü

Kararlı hal analizi bir önceki başlık altında dc bara kondansatörlerindeki gerilimin dengede olduğu varsayılarak yapılmıştır. Gerçekte devredeki ufak kusurlardan dolayı meydana gelebilecek dengesiz çalışma nedeni ile nötr noktası gerilimi stabil değildir. Bu nedenle doğrultucunun doğru çalışmasını garanti altına alabilmek için giriş akım kontrolü ile nötr noktası gerilim kontrolü beraber uygulanmalıdır.

2.4.1.3.1 Nötr Noktası Gerilim Kontrolü

Nötr noktası gerilim kontrolü koyu renkli altıgenin merkezindeki gerilim vektörlerini kullanarak yapılabilir. Şekil 2.24'deki bu vektör anahtarlama modları 1,0,0 ve 0,-1,-1 ile elde edilir. Eğer gerilim vektörü akım kontrolörü tarafından gerekli görülürse anahtarlama modu 1,0,0 ve 0,-1,-1 bu gerilim vektörünü oluşturmak için seçilir. 1,0,0 seçildiğinde doğrultucu giriş değerleri V ve W nötr noktasına uygulanır. I_b ve I_c giriş akımı negatif olduğundan nötr akımı I_n nötr noktasının dışında akmaya zorlanır. Sonuç olarak, nötr noktası gerilimi negatif dc baraya doğru kayacaktır. Diğer taraftan, eğer 0,-1,-1 anahtarlama modu seçilirse, nötr noktası gerilimi pozitif dc baraya doğru kayacaktır çünkü nötr akımı pozitiftir.

2.4.1.3.2 Akım Kontrol Tekniği

Teorik olarak inverter akım kontrolü için geliştirilmiş hemen hemen tüm kontrol teknikleri bu konverterin akım kontrolü için uygulanabilir. Bu teknikler arasında histeresiz kontrolör uygulamanın kolaylığını sağlayacak bir metottur. Histeresiz kontrolör kullanıldığında, gerilim vektörleri yedi ihtimal içeren altıgen alandan serbest bir şekilde seçilir. Bu kontrol nötr nokta gerilimi kontrolü için yeterli değildir. Devre ile ilgili deneyimlere dayanarak görülüyorki önerilen doğrultucu için en iyi akım kontrol tekniği giriş akım hatasına hızlı cevap verdiği gibi nötr noktası gerilim kayması problemini de kontrol altında tutmalıdır. Bu amaçla özel bir akım kontrol tekniği bazı modifikasyonlarla adapte edilmiştir.

Akım kontrol tekniği prensibi aşağıdaki şekildedir.

Şekil 2.25'deki güç kaynağı-doğrultucu eşdeğer devresi gerilim eşitliği şu ifade ile

tanımlanabilir.

$$V_s = L\frac{dI}{dt} + RI + V_r(k) \tag{2.36}$$

burada V_s:güç kaynağı faz gerilim vektörü, I:doğrultucu giriş akım vektörü, $V_r(k)$:anlık giriş uç gerilimidir. k=0,.....,18 değerlerini almaktadır.

$\Delta I = I^* - I$ şeklinde tanımlanarak (2.36)'da yerine konursa:

$$L\frac{d(\Delta I)}{dt} = V_r(k) - E \tag{2.37}$$

Burada,

$$\Delta I = \begin{bmatrix} i_a^* - i_a \\ i_b^* - i_b \\ i_c^* - i_c \end{bmatrix}, \text{ akım değişim vektörü}$$

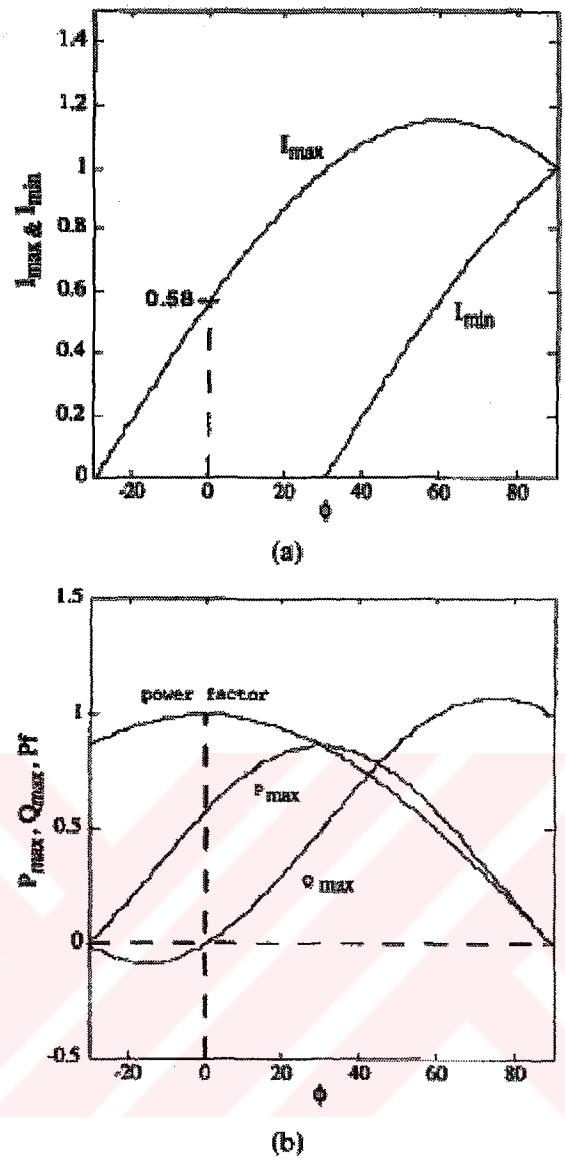
$$I^* = \begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix}, \text{ giriş akımı referans vektörü}$$

$$E = V_s - (L\frac{dI^*}{dt} + RI^*) = \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \tag{2.38}$$

2.4.1.3.3 Anahtarlama Modları Seçimi

I, E vektörleri ve uygun gerçekleştirilebilir anahtarlama modlarının şekil 2.28(a)'da görülen pozisyonda olduğu varsayalım. Bu şekildeki altıgen şekil 2.24'deki koyu bölge ile aynıdır. $\frac{d(\Delta I)}{dt}$ vektörleri şekil 2.28(a)'da görülmektedir.

Şekil 2.28(a) ve (b)'den, eğer sadece giriş akım kontrolü dikkate alınırsa, ΔI pozisyonu ve anahtarlama modları arasındaki ilişki çizelge 2.3'deki gibi özetlenebilir. Burada anahtarlama modlarının seçim kuralı ΔI yönünün tersi yönde $\frac{d(\Delta I)}{dt}$ vektörü üretilmesidir. Örneğin, şekil



Şekil 2.27 Kararlı hal analizi sonuçları (a) Giriş akımı çalışma bölgesi (b) Maksimum güç,reaktif güç,güç faktörü

2.28(b)'deki ΔI pozisyonu için 0,0,-1 anahtarlama modu ile oluşturulan $\frac{d(\Delta I)}{dt}$ vektörü seçilmelidir.

Çizelge 2.4 ΔI pozisyonları ve anahtarlama modları arasındaki ilişkiyi göstermektedir. Burada nötr noktası gerilim kontrolü de dikkate alınmıştır. Burada kural mümkün olabildiği kadar çok kez $\left[\frac{d(\Delta I)}{dt}\right]_6$ pozitif olmadığı sürece $V_r(6)$ vektörünü (1,0,0 yada 0,-1,-1) seçmektir.

İki çizelgenin karşılaştırılması ile şunu belirlemek mümkündür ki, çizelge 2.4'deki gerilim vektörü 6 çizelge 2.3'dekinden üç kat büyüktür. Bu nedenle çizelge 2.4'deki anahtarlama mod

seçim metotu nötr noktası geriliminde kuvvetli bir kontrol gerektirir. Burada akım hatasını minimize etmek için gerekli cevap verme zamanı biraz yavaştır.

Çizelge 2.3 Anahtarlama mod seçimi (Sadece giriş akım kontrolü ele alındı)

ΔI pozisyonu	101	100	110	010	011	001
Anahtarlama modları	00-1	000	0-10	1-10	1-1-1	100 0-1-1 10-1

Çizelge 2.4 Anahtarlama mod seçimi (Giriş akımı kontrolü ve nötr noktası gerilim kontrolü)

ΔI pozisyonu	101	100	110	010	011	001
Anahtarlama modları	100 0-1-1	000	0-10	1-10	100 0-1-1	100 0-1-1

2.4.1.3.4 Mikroişlemci ile Anahtarlama Modları Seçimi Uygulaması

Mikroişlemci uygulamalarında anahtarlama modları I, E ve ΔI pozisyonlarının tablosu ile hafızaya alınır. I ve ΔI pozisyonları şekil 2.28(b)'ye göre kodlanır ve E pozisyonu şekil 2.28(c)'ye göre kodlanır. Nötr nokta gerilimi kontrol biti (NPVC) bu adresin LSB bölgesine iliştirilir. NPVC değeri nötr nokta gerilimi geri besleme kontrolü ile "1" olduğunda seçilen anahtarlama modları nötr nokta gerilimini pozitif dc bara değerine kadar şarj etmek için pozitif nötr akımını I_n üretir. Diğer taraftan eğer NPVC "0" olursa nötr nokta gerilimi azalacaktır.

Çizelge 2.5 mikroişlemcide oluşturulan tablonun bir kısmını göstermektedir. Bu çizelge 2.4'ten oluşturulmuştur. Şekil 2.28(a)'daki altıgen pozisyonu göstermektedir ki, akım vektörü I şekil 2.28(b)'deki 1,0,0 bölgesinde kalır. Şekil 2.28(c)'den görülebilir ki, E bölge kodu 0,1,0 değerindedir.

2.4.1.4 Sistem Uygulaması

Önerilen doğrultucunun prototipi IGBT kullanarak gerçekleştirilmiştir ve MOTOROLA DSP56000 mikroişlemcisi kontrolör olarak bulunmaktadır (Zhao,1995). Prototip doğrultucu kontrol şeması şekil 2.29'da görülmektedir. R_1 ve R_2 dirençleri dc bara nötr nokta gerilimi ölçümü için referans oluşturmada kullanılır.

Her bir IGBT için ortalama anahtarlama frekansı, örnekleme frekansının 1/3'ü kadardır. Bu

test sisteminde örnekleme frekansı 7kHz olarak kullanılmıştır. Böylece IGBT anahtarlama frekansı 2.5kHz civarında hesaplanmıştır.

Doğrultucu boost tipi çalışma karakteristiğine sahip olduğundan kapalı çevrim dc bara gerilimi kontrolü genellikle uygulamalarda gereklidir. Ancak doğrultucu yükü laboratuvar ortamında iyi bir şekilde belirlenebildiğinden açık çevrim kontrolü bu durumda mümkündür. Test sırasında giriş gücü istenilen giriş akımı ve temel giriş güç faktörüne göre önceden hesaplanmıştır. Boost tip çalışmada, dc bara gerilimi ac beslemenin faz-faz geriliminin peak değerinden büyük olmalıdır.

Devrenin parametreleri aşağıdaki gibidir.

Ac besleme gerilimi: 115V, 60Hz

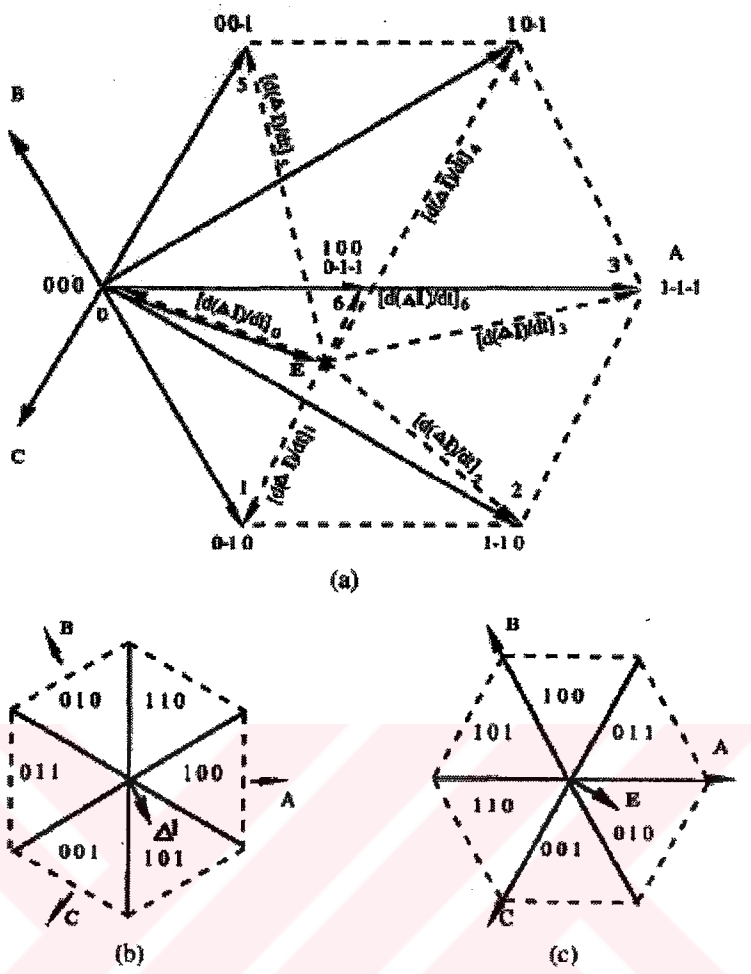
Dc bara gerilimi: 300V

Dc kondansatörler: 2 x 1000μF

Giriş endüktansları: 3 x 3.5mH

Çizelge 2.5 Anahtarlama mod seçimi mikroişlemci tablosu

Adresler				Hafıza
I	E	ΔI	NPVC	Switching modes
100	010	001	0	100
100	010	001	1	0-1-1
100	010	010	*	1-10
100	010	011	0	100
100	010	011	1	0-1-1
100	010	100	*	000
100	010	101	0	100
100	010	101	1	0-1-1
100	010	110	*	0-10

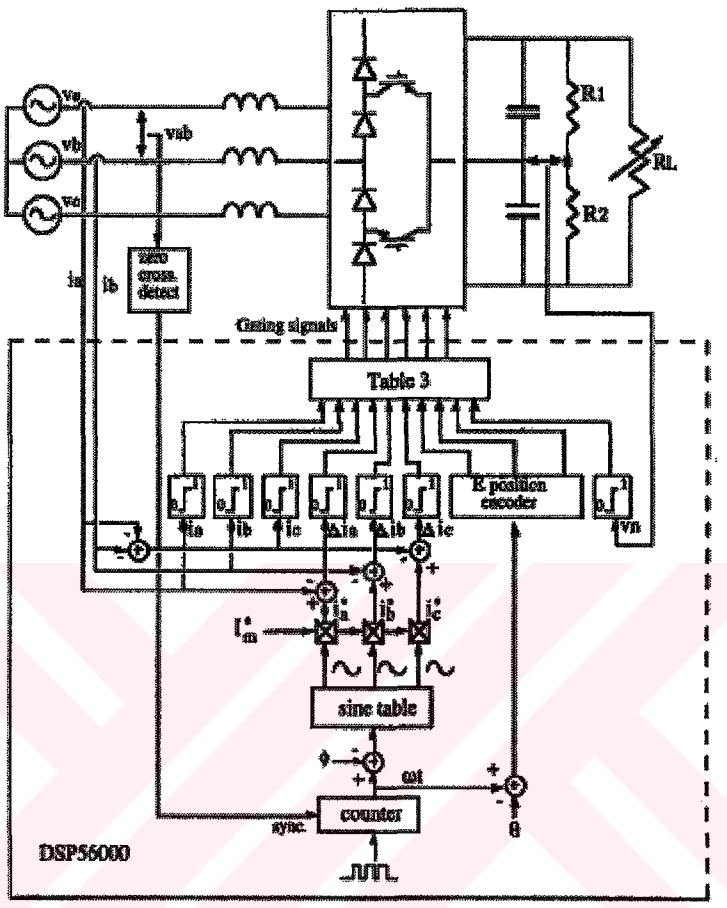


Şekil 2.28 Anahtarlama modu seçimi (a) Akım sapma vektörü türevleri ve giriş akımı vektörü belirli pozisyonları için anahtarlama modları (b) Giriş akım vektörü ve sapma akım vektörü bölgeleri (c) E vektörü bölgeleri

2.4.1.5 Deneysel Sonuçlar

Karşılaştırma amaçlı histeresiz akım kontrolör ve önerilen akım kontrol tekniği uygulanmıştır (Zhao,1995). Üç fazlı giriş akımları dalga şekilleri ve nötr akımı (i_n) integrasyonu histeresiz kontrolör kullanıldığında şekil 2.30'da gösterilmektedir. Şekil 2.31'de önerilen akım kontrol tekniği dalga şekilleri görülmektedir. Şekil 2.30'da giriş akımı değişimi şekil 2.31'e göre daha küçük olmasına rağmen nötr akımı integrasyonu dalga şekli histeresiz akım kontrol tekniği ile nötr noktası gerilim kaymasını göstermektedir. Şu noktaya dikkat edilmelidir ki, nötr noktası gerilimi histeresiz kontrolör kullanıldığında ayrık iki dc bara kondansatörlerine bağlı asimetrik yüklerin kullanılması ile dengelenmeye zorlanır aksi halde nötr noktası gerilimi sürekli olarak kayar. Sonuç olarak histeresiz kontrol tam anlamıyla uygun bir fonksiyona sahip değildir. Diğer taraftan önerilen kontrol tekniği kullanıldığında şekil 2.31'de görüldüğü

gibi giriş akımı ve nötr noktası gerilim kontrolü arasındaki uyuşmadan kaynaklanan akım değişimi biraz fazla olmasına rağmen nötr noktası gerilimi başarılı bir şekilde dengelenmiştir ve böylece tatmin edici bir çalışma sağlanır.

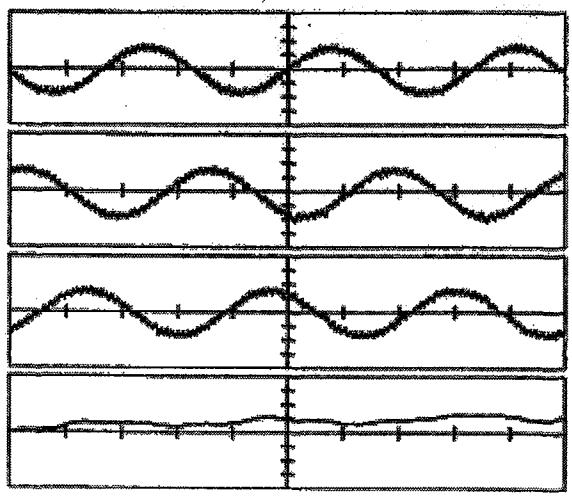


Şekil 2.29 Kontrol diyagramı

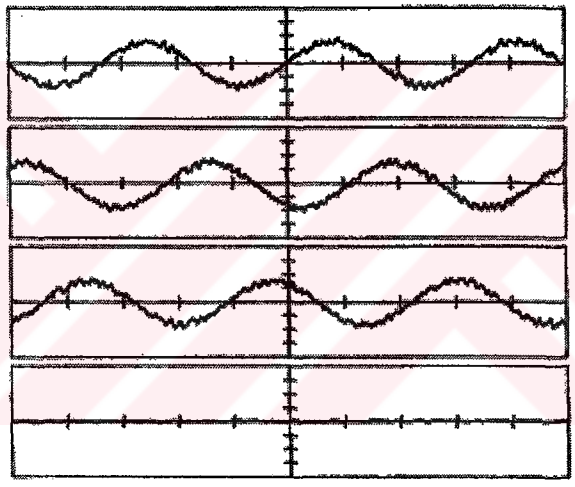
AC güç kaynağı faz gerilimi ve giriş akımı (şekil 2.32-2.34) güç faktörü ayarı yapılabilirliğini ispatlamaktadır. Düşük frekanslı akım bozulmaları ileri yönde 30^0 çalışmada görülmektedir.

2.4.1.6 Sonuç

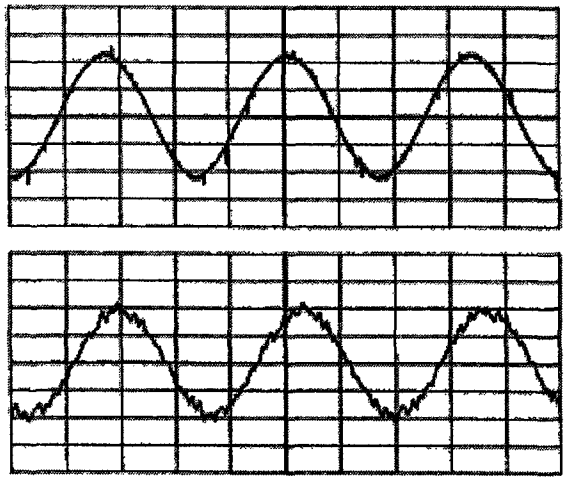
Bu bölümde yeni bir altı anahtarlı üç seviyeli boost tip doğrultucu önerilmiştir. Bu arayüz üç fazlı şebekeden sinüsoidale yakın ve birim güç faktörüne yakın akım çekmektedir. Bu yeni doğrultucu yüksek güvenilirlik, kolay kontrol ve yüksek çıkış dc bara gerilimi özelliklerine sahiptir.



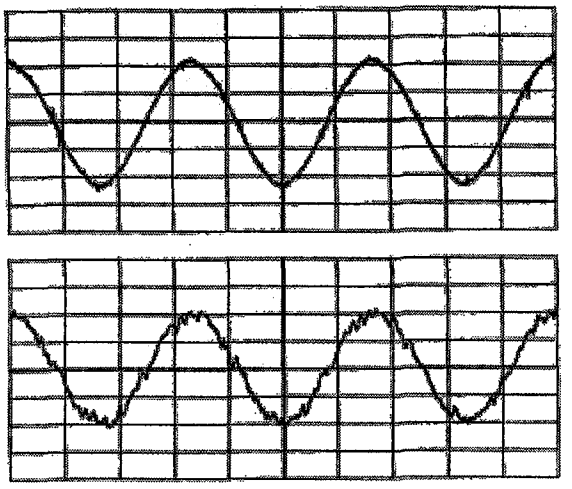
Şekil 2.30 Histeresiz akım kontrolörü kullanılan deney sonuçları (A,B,C fazı giriş akımları, nötr akımı In integrasyonu)



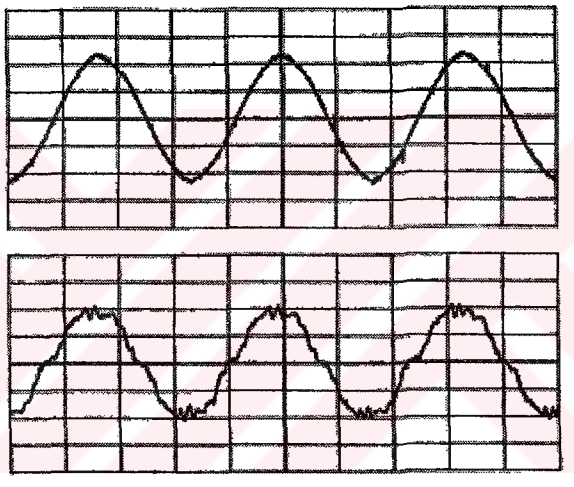
Şekil 2.31 Önerilen akım regülasyon (A,B,C fazı giriş akımları, nötr akımı In integrasyonu)



Şekil 2.32 30^0 geri çalışmada deneysel sonuçlar (A fazı gerilimi ve akımı)



Şekil 2.33 Birim güç faktörü çalışmada deneysel sonuçlar (A fazı gerilimi ve akımı)



Şekil 2.34 30^0 ileri çalışmada deneysel sonuçlar (A fazı gerilimi ve akımı)

2.5 Tek Yönlü Çok Darbeli Konverterler

Diyot köprüler ac şebekenin harmoniklerini azaltmak ve dc çıkıştaki gerilim dalgalanmalarını minimize etmek için yüksek darbe sayılı olarak kullanılır. Bunlar 12,18,24,30,36,48,.. darbeli konverterlerdir ve girişte oto/izolasyon transformatörler kullanılır. Çeşitli elemanların maliyet, boyut, ağırlık ve değerleri yüksek darbe sayısı elde etmek için ototransformatör konfigürasyonları kullanılarak düşürülür. Burada giriş transformatörleri ile faz kaydırma ve birbiri ile kuplajlı giriş endüktansları bu konseptin kalbidir. Bu konverterler yavaş, klasik doğrultucu diyotları kullanırlar ve böylece ihmal edilebilir anahtarlama kaybı, yüksek verim, yüksek güç faktörü, düşük THD ve yüksek kaliteli az dalgalı çıkış gerilimi elde edilir.

2.5.1 Tek Yönlü 24 Darbeli Diyot Doğrultucu

2.5.1.1 Giriş

Birçok uygulamada kontrolsüz diyot doğrultucular geniş olarak güç elektroniği ekipmanları önünde bir arayüz olarak kullanılmıştır. Diyotların ve dc bağlantı kondansatörlerinin non-lineer olması nedeniyle giriş hat akımları oldukça bozulur ve belirgin bir şekilde harmonikler içerirler. Diyot doğrultucular tarafından oluşturulan bozulmuş giriş akımları ortak kuplaj noktasında gerilim bozulmaları, güç sistem bileşenlerinde yükselen volt-amper aralığı, hassas elektronik elemanlarda fonksiyon kaybı ve elektronik enerjinin verimsiz kullanımı gibi sorunlara sebep olur.

Diyot doğrultucu tipte arayüzün, giriş hat akımı ile ilgili harmonik problemlerin üstesinden gelmek için çeşitli metodlar öne sürülmüştür. Yüksek güçlü uygulamalar için uygun olan faz çoğaltmalı yada çok darbeli teknikler giriş akımı kalitesini iyileştirmek için oluşturulmuştur. Örneğin klasik 12 darbeli diyot doğrultucu iki adet 6 darbeli diyot köprüyü faz kaydırmalı transformatör ile yüksek gerilimli uygulamalarda seri, yüksek akımlı uygulamalarda paralel olarak birleştirir. Bu, giriş akımlarında 5. ve 7. harmoniklerin elenmesi ile sonuçlanır. Yüksek darbe sayılı doğrultucu gerçekleştirmek için ilave diyot köprüleri ve faz kaydırma transformatörleri kullanılır fakat bunlar maliyet artışına sebep olur.

Bu bölümde giriş akımındaki 5, 7, 11, 13, 17, ve 19. harmoniklerin ortadan kalktığı sinüsoidal giriş akımı oluşturan yeni bir 24 darbeli diyot doğrultucu sistemi sunulmuştur. Önerilen diyot doğrultucu sistemi, yardımcı devrenin klasik seri bağlı 12 darbeli diyot doğrultucuya eklenmesi ile konfigüre edilir.

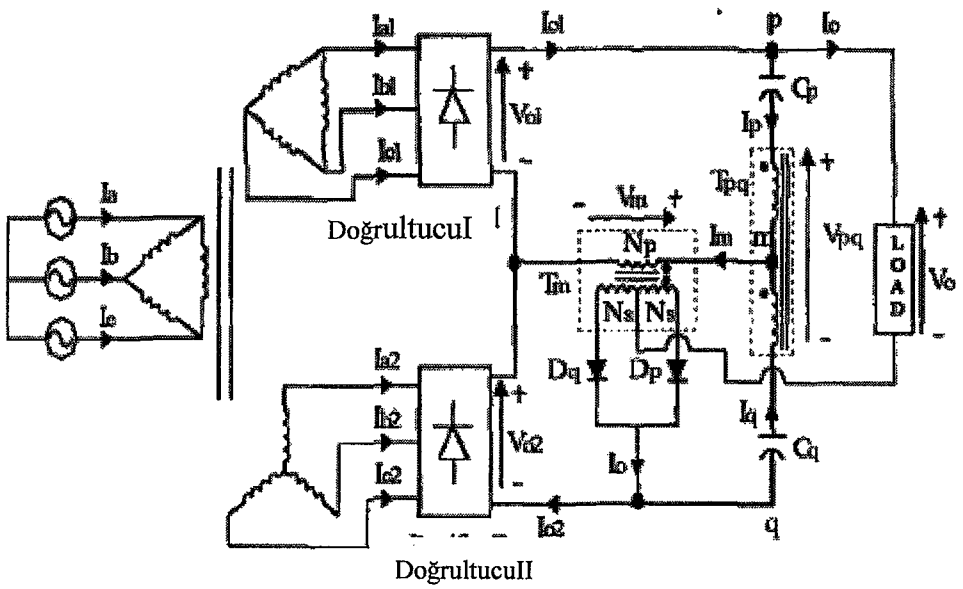
Çıkış geriliminin n=24k (k=1,2,3..) harmonik bileşenlerine sahiptir. Bu önerilen yaklaşım herhangi bir aktif anahtarlama elemanı içermez ve uygulama için basittir. Önerilen düzen yüksek gerilim ve yüksek güç sistemlerinin IEEE-519 harmonik standartlarını karşılamak için uygundur.

2.5.1.2 Önerilen Devrenin Temelleri

2.5.1.2.1 Yardımcı Devre Çalışması

Şekil 2.35 24 darbeli sistemi göstermektedir. Bu sistem seri bağlı 12 darbeli sisteme benzemektedir. Burada orta uçlu T_{pq} transformatörü ve eş değerli C_p ve C_q kondansatörlerinden dolayı orta nokta m 'p' ve 'q' arasındadır ve buradan,

$$V_{pm} = \frac{1}{2}(V_{o1} + V_{o2}) \tag{2.39}$$



Şekil 2.35 Önerilen 24 darbeli sistem

Ayrıca T_m transformatörünün primer sargısı üzerindeki gerilim stresi,

$$V_m = \frac{1}{2}(V_{o1} - V_{o2}) \tag{2.40}$$

Şekil 2.36 N_s/N_p=0.984, I_o=1(PU) ve V_{LL}=1(PU) değerleri ile şekil 2.35'deki akım ve gerilim hesaplama sonuçlarını göstermektedir. Burada V_m gerilimi üçgen şekildedir ve frekansı besleme frekansının altı katıdır. V_m geriliminin polaritesine göre, T_m transformatörüne bağlı iki diyot iki modda çalışır: P-mod (şekil 2.37(a)) ve Q-mod (şekil 2.37(b)). V_m>0 olduğunda diyot D_p iletimdedir ve D_q kesimdedir (P-mod) ve bunun sonucunda diyot (D_p) yük akımını (I_o) taşır. T_m transformatörü MMF ilişkisinden P-modda I_m primer akımı aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$I_m = k.I_o \tag{2.41}$$

Burada $k = \frac{N_s}{N_p}$ primer sargısı ve sekonder sargısının yarısının sarım oranlarıdır. V_m<0 olduğunda diyot (D_q) yük akımını (I_o) taşır. Transformatör (T_m) MMF ilişkisi Q-modda aşağıdaki eşitliği verir.

$$I_m = -k.I_o \tag{2.42}$$

(2.41) ve (2.42) eşitliğinden, akım I_m aşağıdaki genelleme ile ifade edilebilir.

$$I_m = SGN(V_m)kI_o \tag{2.43}$$

Burada SGN(.) işaret fonksiyonudur.

2.5.1.2.2 Giriş Akımı Analizi

Bu kısımda giriş hat akımları analiz edilmekte ve en uygun sarım oranı k belirlenir böylece giriş akımının THD değeri minimize edilir. Şekil 2.35'deki ana transformatörün MMF eşitliğinden 'a' fazının giriş hat akımı doğrultucu giriş akımları cinsinden,

$$I_a = I_{a1} + \frac{1}{\sqrt{3}}(I_{a2} - I_{c2}) \tag{2.44}$$

Doğrultucu giriş akımları doğrultucu çıkış akımları cinsinden anahtarlama fonksiyonu ile birlikte,

$$\begin{bmatrix} I_{a1} \\ I_{b1} \\ I_{c1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} .I_{o1} \quad , \quad \begin{bmatrix} I_{a2} \\ I_{b2} \\ I_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{a2} \\ S_{b2} \\ S_{c2} \end{bmatrix} .I_{o2} \tag{2.45}$$

Doğrultucu çıkış akımları I_{o1} ve I_{o2} aşağıdaki eşitliklerle elde edilir.

$$\begin{aligned} I_{o1} &= I_o + I_p \\ I_{o2} &= I_o - I_q \end{aligned} \tag{2.46}$$

Ayrıca,

$$I_m = I_p + I_q \tag{2.47}$$

C_p ve C_q kondansatörlerinin çalışması ve T_{pq} transformatöründen dolayı,

$$I_p = I_q \tag{2.48}$$

(2.46) ve (2.48) eşitliğinden,

$$I_{o1} = I_o + \frac{1}{2} I_m$$
$$I_{o2} = I_o - \frac{1}{2} I_m \tag{2.49}$$

(2.43), (2.44), (2.45) ve (2.49) eşitliklerinden giriş akımı I_a aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$I_a = I_o (S_x + \frac{1}{2} SGN(V_m) k S_y) \tag{2.50}$$

Burada,

$$S_x = S_{a1} + \frac{1}{\sqrt{3}} (S_{a2} - S_{c2})$$
$$S_y = S_{a1} - \frac{1}{\sqrt{3}} (S_{a2} - S_{c2}) \tag{2.51}$$

(2.50) eşitliğinden görüldüğü gibi giriş akımı I_a sarım sayısına k bağımlıdır. Şekil 2.38 farklı k değerleri için THD değişimini göstermektedir. Minimum THD değeri k=0.984 sarım oranında %6.62 olarak belirmiştir. Hesaplama sonuçları önerilen yöntemin 24 darbeli bir sistem olarak davrandığını ve n=22 değerine kadarki harmonikleri elimine ettiğini göstermektedir.

2.5.1.2.3 Çıkış Gerilimi Analizi

Şekil 2.37'den görülebiliyor ki, çıkış gerilimi aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

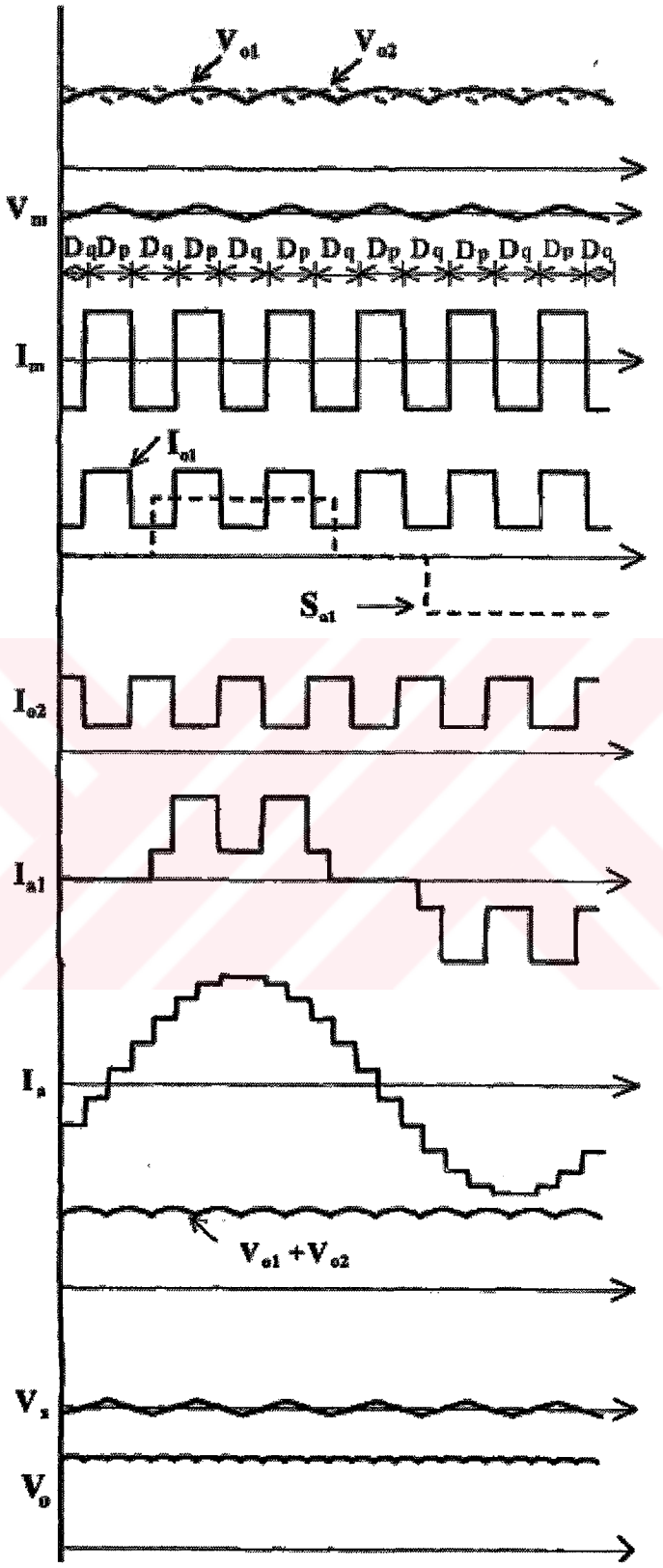
$$V_o = V_{o1} + V_{o2} + V_x \tag{2.52}$$

Şekil 2.37'da herbir çalışma moduna göre gerilim V_x,

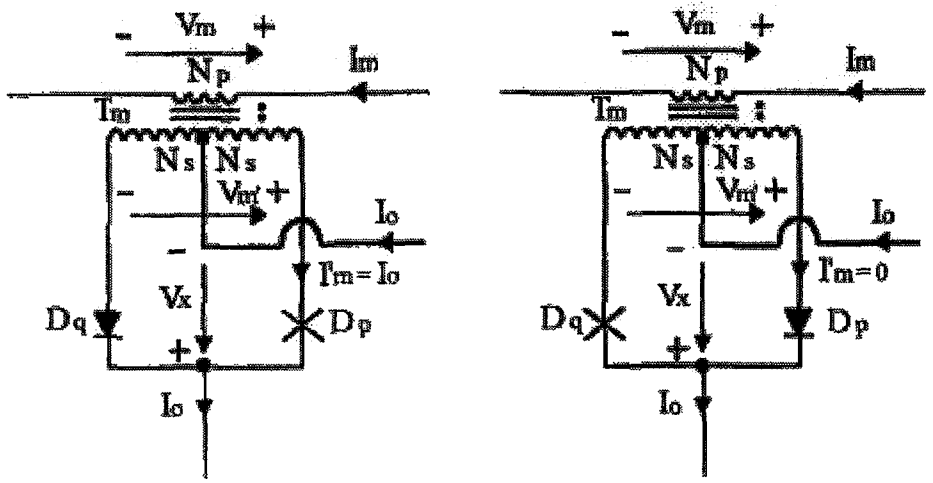
$$V_x = SGN(V_m) \frac{N_s}{N_p} V_m \tag{2.53}$$

Buradan çıkış gerilimi aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$V_o = V_{o1} + V_{o2} + SGN(V_m) \frac{1}{2} k (V_{o1} - V_{o2}) \tag{2.54}$$

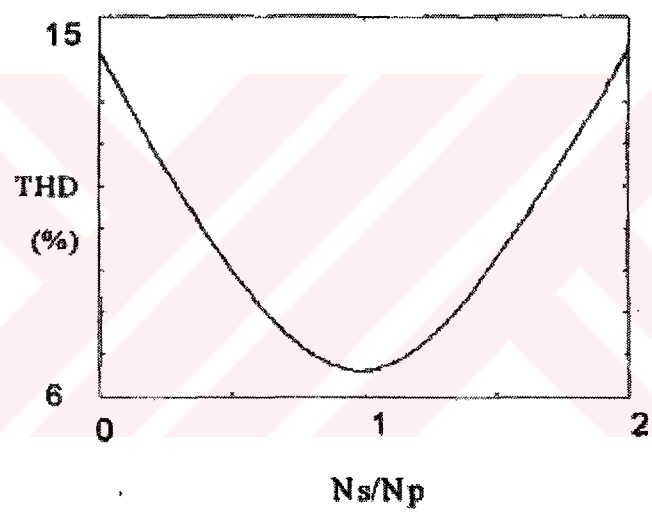


Şekil 2.36 Hesaplama sonuçları (k=0.984, Io=1(PU) ve VLL=1(PU)



(a) (b)

Şekil 2.37 Tm transformatörünün çalışması (a) P-mod (I_m>0) (b) Q-mod (I_m<0)



Şekil 2.38 k değerine bağlı olarak THD değişimi

(2.54) eşitliğinden çıkış gerilimi hesaplanabilir ve şekil 2.36'da görülmektedir. Çıkış gerilimi 24 darbe karakteristiklerini açıkça göstermektedir.

2.5.1.2.4 Elemanların Akım Gerilim Aralıklarının Hesaplanması

Doğrultucu çıkış gerilimleri fourier serisinde,

$$V_{o1} = 1.35V_{LL}(1 - \sum_{n=6,12,18}^{\infty} \frac{2}{n^2-1}\cos\frac{n\pi}{6}\cos\omega t)$$
$$V_{o2} = 1.35V_{LL}(1 - \sum \frac{2}{n^2-1}\cos\frac{n\pi}{6}\cos n(\omega t + \frac{\pi}{6}) \quad (2.55)$$

İki diyot köprünün seri bağlantısından dolayı,

$$V_o = 2x1.35V_{LL} \tag{2.56}$$

(2.40) ve (2.55) eşitliklerinden, T_m transformatörünün primer sargısının gerilim stresi aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$V_m = 2.70V_{LL} \sum_{n=6,18,30}^{\infty} \frac{1}{n^2 - 1} \sin n(\omega t + \frac{\pi}{12}) \tag{2.57}$$

V_m efektif gerilim değeri aşağıdaki şekilde hesaplanabilir.

$$V_{m,rms} = 0.0673.V_{ll} \tag{2.58}$$

T_m transformatörünün sekonder sargısı üzerindeki gerilimin efektif değeri,

$$V'_{m,rms} = 0.0673x2x0.984V_{LL} \tag{2.59}$$

Şekil 2.36 ve şekil 2.37'den I_m efektif değeri,

$$I_{m,rms} = 0.984I_o \tag{2.60}$$

I'_m akımı efektif değeri,

$$I'_{m,rms} = 0.707I_o \tag{2.61}$$

Bunun sonucunda T_m transformatörü toplam VA aralığı,

$$VA_m = V_{m,rms}I_{m,rms} + V'_{m,rms}I'_{m,rms} = 0.059V_oI_o \tag{2.62}$$

T_{pq} transformatör gerilimi,

$$V_{pq} = (V_{o1} + V_{o2})_{ac} = -5.40V_{LL} \sum_{n=12,24,36..}^{\infty} \frac{1}{n^2 - 1} \cos n(\omega t + \frac{\pi}{12}) \tag{2.63}$$

Buradan V_{pq} gerilimi aşağıdaki halini alır.

$$V_{pq,rms} = 0.0341.V_{LL} \tag{2.64}$$

$I_p = \frac{1}{2}.I_m$ değerinden dolayı T_{pq} transformatörü toplam VA değeri,

$$VA_{pq} = V_{pq,rms}.I_{p,rms} = 0.006.V_o I_o \tag{2.65}$$

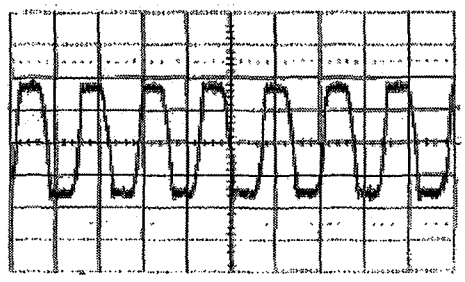
Klasik 12 darbeli ve önerilen 24 darbeli sistemlerde diğer elemanların hesaplanmış çeşitli değerleri çizelge 2.6'da gösterilmiştir. Çizelge 2.6'da görülüyor ki, ilave transformatörlerin VA değerinin artışı çıkış gücünün ($0.126P_o$) küçük bir kısmıdır.

Çizelge 2.6 Eleman değerlerinin karşılaştırılması

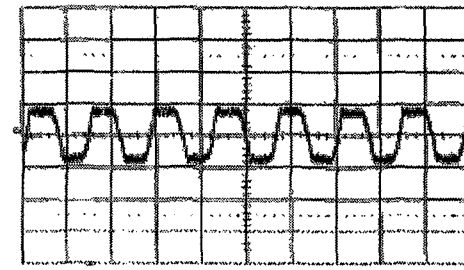
		Klasik 12 darbeli	Önerilen 24 darbeli
Ana transformatör		$1.03V_oI_o$	$1.094V_oI_o$
Diyot doğrultucu	V_{peak}	$0.524V_o$	$0.524V_o$
	I_{rms}	$0.577I_o$	$0.639I_o$
Transformatör T_{pq}		-	$0.059V_oI_o$
Transformatör T_m		-	$0.006V_oI_o$
İlave diyot	V_{peak}	-	$0.085V_o$
	I_{rms}	-	$0.707I_o$

2.5.1.3 Deneysel Sonuçlar

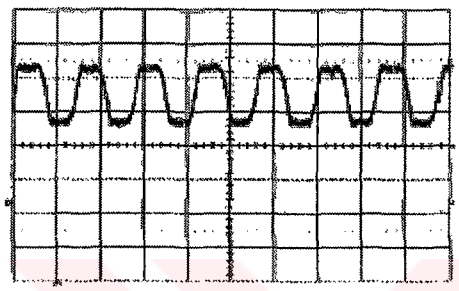
Önerilen 24 darbeli diyot doğrultucu sistem uygulanmış ve sonuçlar verilmiştir. Şekil 2.39(a) I_m akımı dalga şeklini göstermektedir. Şekil 2.39(b) I_m akımının yarısı değerde olan I_p akımını göstermektedir. Doğrultucu çıkış akımı I_{o1} şekil 2.39(c)'de görülmektedir. Doğrultucu giriş akımı I_{a1}'de şekil 2.39(d)'de görülüyor. Son olarak şekil 2.39(e) ve (f) giriş akımı I_a ve bu akımın FFT değerini göstermektedir. Dikkat edilmelidir ki, giriş akımı sinüsoidale yakındır ve 5, 7, 11, 13, 17. ve 19. harmoniklerden yoksundur. Şekil 2.40 klasik 12 darbeli doğrultucunun giriş akımı dalga şeklini karşılaştırma amacıyla göstermektedir (Choi,1999).



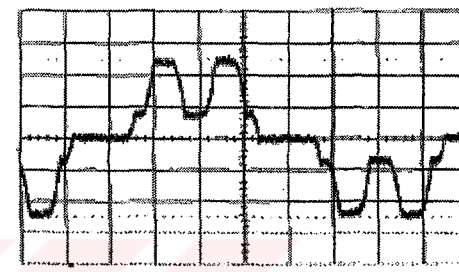
(a)



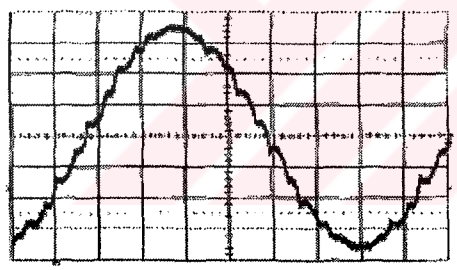
(b)



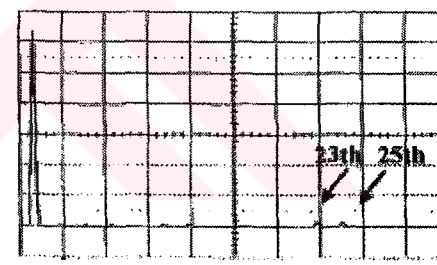
(c)



(d)

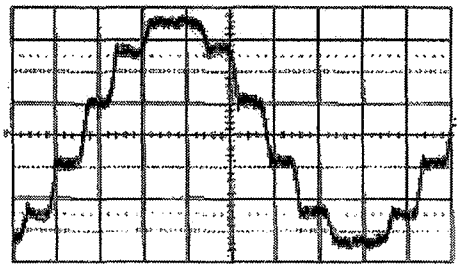


(e)



(f)

Şekil 2.39 Önerilen 24 darbeli sistem için deneysel sonuçlar (2A/Div) (a) Im akımı (b) Ip akımı (c) Doğrultucu çıkış akımı Io1 (d) Doğrultucu giriş akımı Ia1 (e) Giriş akımı (f) Ia FFT değeri



Şekil 2.40 Klasik 12 darbeli sistemin deneysel olarak elde edilen giriş akımı (2A/Div)

2.5.1.4 Sonuç

Bu bölümde yeni bir 24 darbeli diyot doğrultucu sistem önerildi. Klasik seri bağlı 12 darbeli diyot doğrultucuya ilave edilen pasif elemanlarla oluşturulan 24 darbeli sistem sinüsoidale yakın bir akım çeker ve 5, 7, 11, 13, 17. ve 19. harmonikler elimine edilmiştir. Bu önerilen yaklaşımda herhangi bir aktif anahtarlama elemanı kullanılmamaktadır ve bu da uygulamayı kolaylaştırır. Ayrıca ilave transformatörler toplam kVA değeri çıkış gücü küçük bir kısmını ($0.025P_o$) oluşturmaktadır. Bu da yüksek güçlü, yüksek gerilimli ve düşük maliyetli uygulamalar için uygunluk anlamına gelmektedir.

3 İKİ YÖNLÜ IPQC AC-DC KONVERTERLER

3.1 İki Yönlü Boost Konverterler

AC beslemeden dc çıkışa ve DC'den AC'ye iki yönlü güç akışı için ideal bir konverterdir ve vinç,asansör..vb için kullanılır. Aşağıda iki yönlü boost konverterlere örnek bir devre açıklanmıştır. Dc bara geriliminin kapalı çevrim kontrolü şebeke akımlarının büyüklüğünü belirler. Gerilim kaynaklı inverter tabanlı konverterin PWM akım kontrolü ac kaynak akımını sinüsoidale yaklaştırır ve faz gerilimleri ile aynı fazda tutar.

3.1.1 Azaltılmış Anahtarlı İki Yönlü Gerilim Beslemeli PWM Boost Konverter

Şekil 3.1'de görülen dc bağlantı kondansatörlü gerilim kaynaklı PWM doğrultucu ve inverter üç fazlı güç konverterleri arasında en önemlilerinden biridir. Burada endüksiyon motorunun kaçak endüktansı konverterin simetrik yapısını vurgulamak için belirtilmiştir. Bu tip konverter normalde doğrultucu ve inverter için 12 adet ters paralel bağlı diyot güç transistörü ve IGBT gibi kendinden sönen anahtarlama elemanı gerektirir. Geleneksel tristör konverter ile kıyaslandığında bu yapının ayırt edici avantajları:1)birim güç faktörü özelliği 2)sinüsoidal giriş akımı dalga şekli 3)çift yönlü güç akışı.

Sabit ve değişken hızlı sürücüler için düşük maliyetli topolojiler önerilmektedir. Yine konverterin çıkış evresindeki anahtarlama elemanlarının sayısını altıdan dörte indiren iki fazlı PWM inverterin harmonik etkisi ve iki dc bağlantı gerilimi ile üç fazlı dalga şekilleri elde etme metodu incelenmektedir. Önerilen modülasyon stratejisi klasik altı anahtarlı inverter ile kıyaslandığında 0.866 azaltılmış çıkış geriliminde üç fazlı dengeli sinüsoidal dalga şekilleri üretilebilir. Diğer bir topolojide şekil 3.2'de görülmektedir. Burada diyot köprü doğrultucu giriş akımı ve giriş güç faktörü kontrolüne imkan veren iki anahtarlı ve iki kondansatörlü tek fazlı akım kontrollü doğrultucu ile yer değiştirmiştir. Belirtilen yapıda sadece altı güç anahtarı ile tek fazdan üç fazlı güç dönüşümü dengeli üç fazlı çıkış gerilimi ve iki yönlü güç akışı ile yapılabilmektedir. Ancak tek fazlı doğrultucu yüksek güçlü uygulamalarda güç sınırlaması sorunu yaşar çünkü güç akışı sabit değildir ve bu nedenle dc bağlantıda daha büyük bir kondansatör gerektirir ve bu da sistemin performansını düşürür.

Bu bölümde üç fazlı gerilim kaynaklı sekiz anahtarlı PWM doğrultucu ve inverter önerilmektedir. Önerilen teknik şekil 3.3'de görüldüğü gibi yüksek dc gerilim bağlantısında iki ayrık kondansatör,doğrultucu ve inverter için dört adet güç anahtarı kullanmaktadır. Bu konfigürasyon aktif giriş akımı dalga şekillendirme sağlayan ve iki yönlü güç akışına izin

veren aktif doğrultucu ile dört adet güç anahtarından meydana gelmektedir.

3.1.1.1 Önerilen Yapının Konfigürasyonu

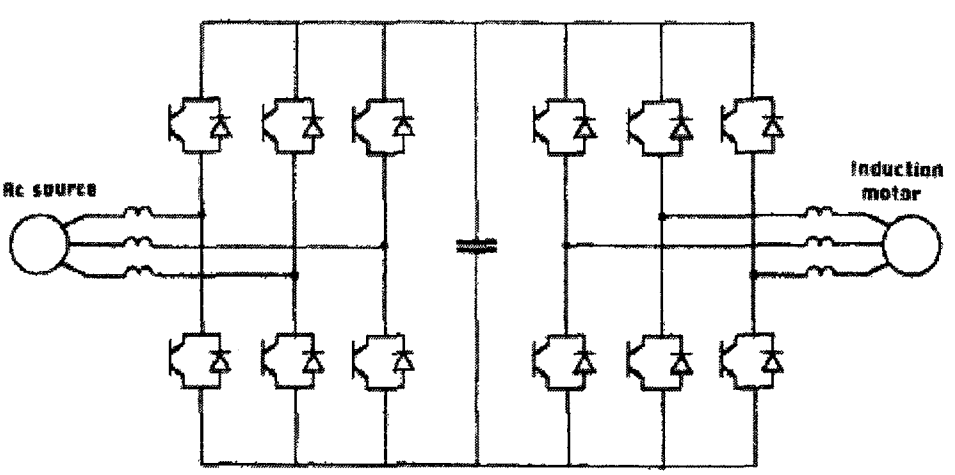
Şekil 3.1'de klasik endüksiyon motorunu besleyen gerilim kaynaklı doğrultucu ve inverter yapısı görülmektedir. Bu yapının önemli özelliği boost çalışma için ac taraftaki doğrultucu endüktansın yerleşimi ve dc bağlantıdaki kondansatörün yerleşimidir. Belirtilen çalışma için kondansatör gerilimi ac şebeke hat-hat pik geriliminden yeterince yüksek olmalıdır. Yine distorsiyonsuz akım kontrolü ve ters-paralel diyotların ters kutuplanmasını sağlamak amacıyla ac motor emk değerinden de yeterince yüksek olmalıdır.

Önerilen devre şekil 3.3'de görüldüğü gibi, şekil 3.1'deki bir giriş ve bir çıkış kolunda bulunan toplam dört anahtarlama elemanının ve bir kondansatörün iki ayrık kondansatörle yer değiştirmiş halidir. Ayrık kondansatör S_{i1}-S_{i4} üzerinden şarj olur. Anahtarlama, referans akımlarını takip eden giriş akımları şekillendirmek için PWM yöntemiyle çalışır. Filtre endüktansları akım filtreleme işlevini görür ve boost çalışma için gerilim sağlar.

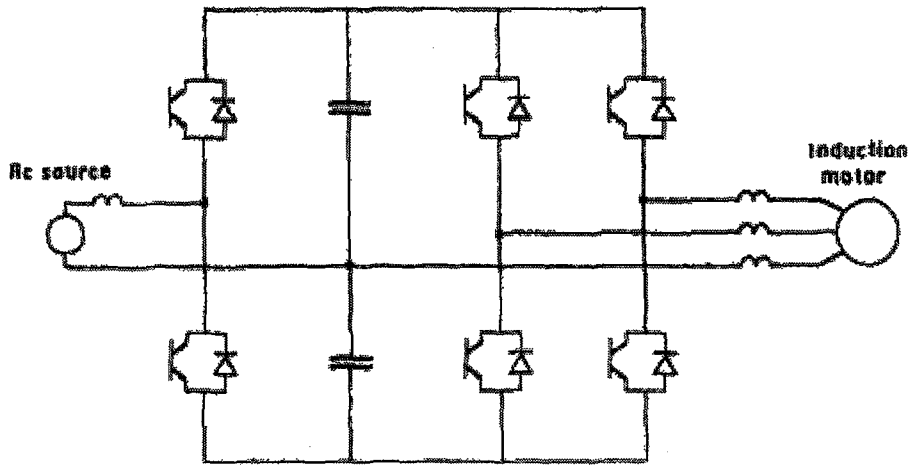
Çıkış gerilimi kontrolü faz-faz gerilimi olduğu takdirde,

$$v_{13} = v_{01} - v_{03} \tag{3.1}$$

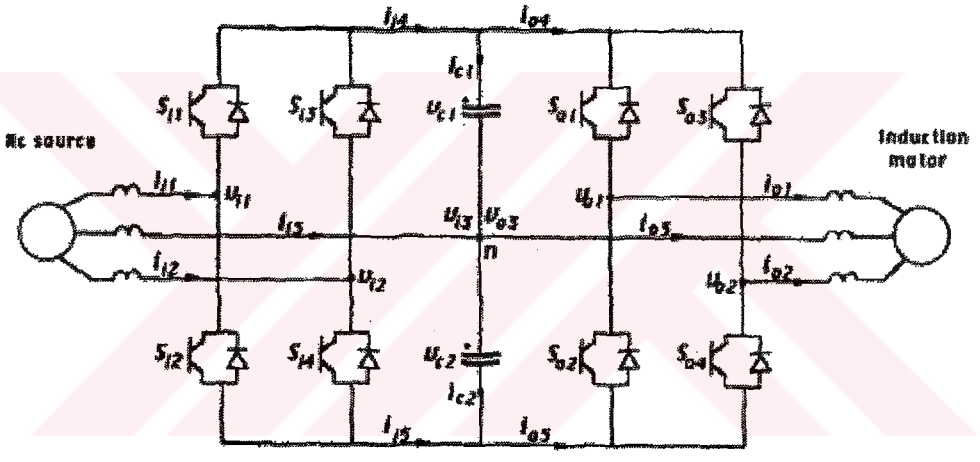
Dengeli üç fazlı çıkış gerilimi elde etmek için gerilim v_{23} çıkış faz sırasına göre $+60^{o}$ yada -60^{o} kaydırılmalıdır. Şu görülebilir ki faz-faz gerilimi v_{12} , $+v_{c1}$,0 ve $-v_{c2}$ arasında üç seviyeli PWM'dir. Diğer taraftan v_{13} ve v_{23} ,$+v_{c1}$ ve $-v_{c2}$ arasında iki seviyeli gerilimlerdir. Ancak üç fazlı çıkış gerilimindeki temel bileşenler aynıdır.



Şekil 3.1 Klasik VSI-PWM doğrultucu/inverter sistem



Şekil 3.2 Tek faz-Üç faz konverter



Şekil 3.3 Önerilen anahtar sayısı azaltılmış doğrultucu/inverter sistem

3.1.1.2 Sistem analizi

Önerilen akım kontrollü inverter ve doğrultucu için anahtarlama gereksinimleri görüldüğü üzere belirtilebilir. Aşağıda arzu edilen üç fazlı akım ve gerilim ifadeleri görülmektedir.

$$
\begin{aligned}
v_{01} &= V_0 \sin(\omega_0 t) \\
v_{02} &= V_0 \sin(\omega_0 t - 2\pi/3) \\
v_{03} &= V_0 \sin(\omega_0 t + 2\pi/3)
\end{aligned}
\qquad (3.2)
$$

$$
\begin{aligned}
i_{01} &= I_0 \sin(\omega_0 t - \theta_0) \\
i_{02} &= I_0 \sin(\omega_0 t - \theta_0 - 2\pi/3) \\
i_{03} &= I_0 \sin(\omega_0 t - \theta_0 + 2\pi/3)
\end{aligned}
$$

Burada V_0 ve I_0 çıkış gerilimi ve akımının büyüklükleridir. Aşağıda arzu edilen faz-nötr gerilimlerini oluşturan anahtarlama fonksiyonları görülmektedir.

$$\begin{bmatrix} v_{01n} \\ v_{02n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{01} & S_{02} \\ S_{03} & S_{04} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{dc} \\ -V_{dc} \end{bmatrix} \tag{3.3}$$

$S_{01}+S_{02}=1$, $S_{03}+S_{04}=1$

$0 \leq S_{on} \leq 1$, n=1..4

Burada,

$$\begin{aligned} v_{01n} &= v_{01} - v_{03} = \sqrt{3} V_{ac} \sin(\omega_0 t - \pi/6) \\ v_{02n} &= v_{02} - v_{03} = \sqrt{3} V_{ac} \sin(\omega_0 t - \pi/2) \end{aligned} \tag{3.4}$$

n dc bara merkez noktasıdır. Dc kondansatör gerilimleri v_{c1} ve v_{c2} , V_{dc} olarak değerlendirilmektedir. Yukarıdaki eşitlik aşağıdaki şekilde çözümlenebilir.

$$\begin{aligned} S_{01} &= 0.5[1 + a_0 \sin(\omega_0 t - \pi/6)] \\ S_{02} &= 0.5[1 - a_0 \sin(\omega_0 t - \pi/6)] \\ S_{03} &= 0.5[1 + a_0 \sin(\omega_0 t - \pi/2)] \\ S_{04} &= 0.5[1 - a_0 \sin(\omega_0 t - \pi/2)] \end{aligned} \tag{3.5}$$

burada , $a_0 = \sqrt{3} \dfrac{V_0}{V_{dc}}$, $|a_0| \leq 1$

DC bağlantı akımları ,

$$\begin{bmatrix} i_{04} \\ i_{05} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{01} & S_{02} \\ S_{03} & S_{04} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_{01} \\ i_{02} \end{bmatrix} \tag{3.6}$$

$$i_{04} = \frac{1}{2} i_{03} + \frac{1}{2} I_{op} \tag{3.7}$$

$$i_{05} = -\frac{1}{2} i_{03} - \frac{1}{2} I_{op}$$

burada , $I_{op} = \frac{\sqrt{3}}{2} a_0 I_0 \cos\theta_0$

$$i_{i4} = -\frac{1}{2} i_{i3} + \frac{1}{2} I_{ip} \qquad i_{i5} = -\frac{1}{2} i_{i3} - \frac{1}{2} I_{ip} \tag{3.8}$$

burada , $I_{ip} = \frac{\sqrt{3}}{2} a_i I_i \cos\theta_i$

I_{ip} ve I_{op} giriş akımı ve çıkış akımının güç bileşenleridir. Doğrultucunun birim güç faktöründe çalışması durumunda giriş akımının güç bileşeni (I_{ip}) giriş akımının gerekli büyüklüğüne eşit olur. Yukarıdaki eşitliklerden,

$$\begin{aligned} i_{03} + i_{04} + i_{05} &= 0 \\ i_{i3} + i_{i4} + i_{i5} &= 0 \end{aligned} \tag{3.9}$$

Ac tarafta hesaplanan güç dc tarafa eşlenebilir.

$$P_{ac} = \frac{3}{2} V_0 I_0 \cos\theta_0 \tag{3.10}$$

$$P_{dc} = V_0 (i_{04} - i_{05}) = V_0 I_{op} = \frac{3}{2} V_0 I_0 \cos\theta_0 \tag{3.11}$$

Kondansatör şarj akımları ,

$$\begin{aligned} i_{c1} &= i_{i4} - i_{04} = -\frac{1}{2}(i_{i3} - i_{03}) + \frac{1}{2}(I_{ip} - I_{op}) \\ i_{c2} &= i_{i5} - i_{05} = +\frac{1}{2}(i_{i3} - i_{03}) + \frac{1}{2}(I_{ip} - I_{op}) \end{aligned} \tag{3.12}$$

$$i_{c1} + i_{c2} = I_{ip} - I_{op} \tag{3.13}$$

Kondansatör gerilimleri ,

$$v_{c1} = \int i_{c1} dt \quad , \quad v_{c2} = \int i_{c2} dt \tag{3.14}$$

İki kondansatörün gerilim dalgalanmaları aşağıdaki gibidir.

$$\Delta v_{ci} = \frac{I_i}{2\omega_i C} \qquad \Delta v_{c0} = \frac{I_0}{2\omega_0 C} \tag{3.15}$$

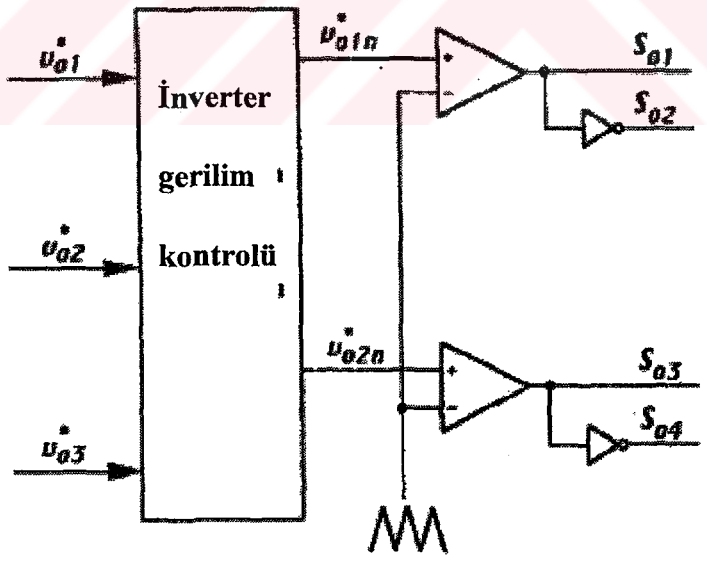
Toplam dc bağlantı gerilimi ,

$$v = v_{c1} + v_{c2} = \int (i_{c1} + i_{c2})dt = \int (I_{ip} - I_{op})dt \tag{3.16}$$

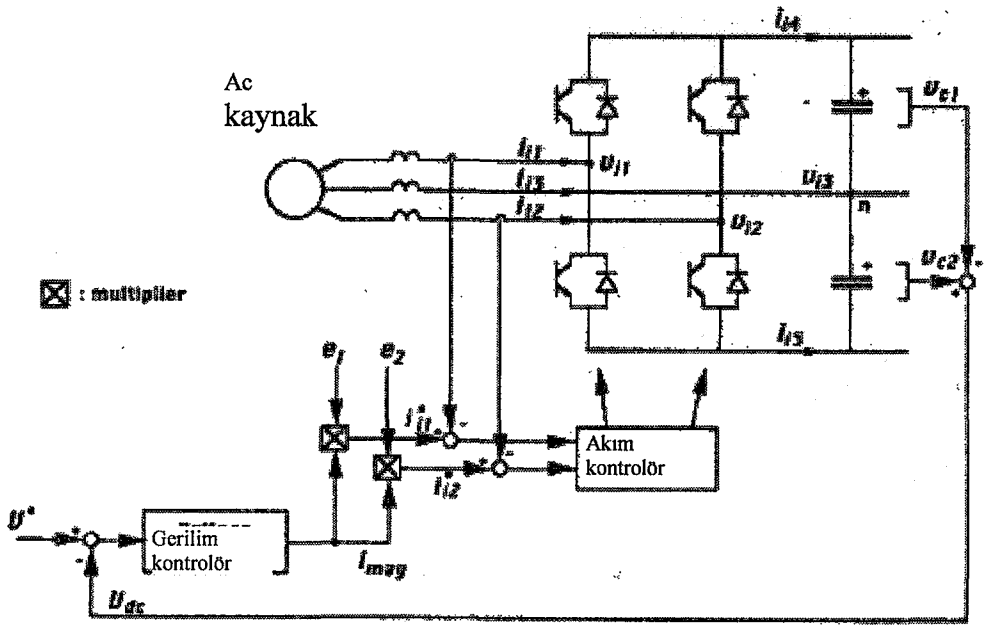
Toplam dc bara gerilimi gerilim kontrolörü ile sabit değerde tutulabilir. Bu kontrolör iki şarj akımının toplamını sıfır yapar. Bunu yaparken giriş akımının büyüklüğünü I_{ip} , I_{op} akımına eşitler fakat tek olarak kondansatör gerilimlerinde dalgalanmalar olur ve çalışma frekansına,kondansatöre ve akım büyüklüğüne bağımlıdır.

3.1.1.3 Gerilim Kontrolü

Yukarıda yapılan analizden , çok düşük çıkış frekanslı çalışmada kondansatörün gerilim dalgalanmaları pik faz-faz geriliminden daha büyük olması gereken herbir kondansatör gerilimi ihtiyacını karşılamak için toplam dc bağlantı gerilimi sabit tutulabilse de çok fazladır. Bu nedenle çıkış frekansı limiti daha düşürülmelidir ve motorun çalışması sırasındaki geçici süre olabildiği kadar kısa tutulmalıdır.



Şekil 3.4 İnverter kontrolü için sinüs üçgen PWM



Şekil 3.5 Doğrultucu dc bara gerilim kontrolü

Şekil 3.4 sinüs üçgen PWM yöntemi kullanan çıkış gerilim kontrolörünü göstermektedir. Üç fazlı dengeli çıkış geriliminin istenen ayarı iki faz-nötr gerilimi ayarına dönüştürülür ve dc bağlantı akımının ac bileşeninden dolayı oluşan dc gerilim dalgalanmalarının etkisi kompanze edilir.

Şekil 3.5 önerilen dc bağlantı kontrolünü göstermektedir. Burada PI kontrolör kondansatör gerilimlerinin toplamını kontrol eder. İleri besleme kompanzasyonu PI kontrolör çıkışına kontrolörün performansını artırmak için eklenebilir. Kompanze edilmiş kontrolör çıkışı I_{mag} ac faz gerilimleri ile çarpılarak giriş akımı referansı üretilir. Giriş referansları giriş faz gerilimleri ile aynı fazda olduğundan PI kontrolör çıkışı akımın güç bileşeninin büyüklüğüdür. Reaktif akım bileşenleri giriş güç faktörünü kontrol edebilmek için akım referanslarına eklenebilir.

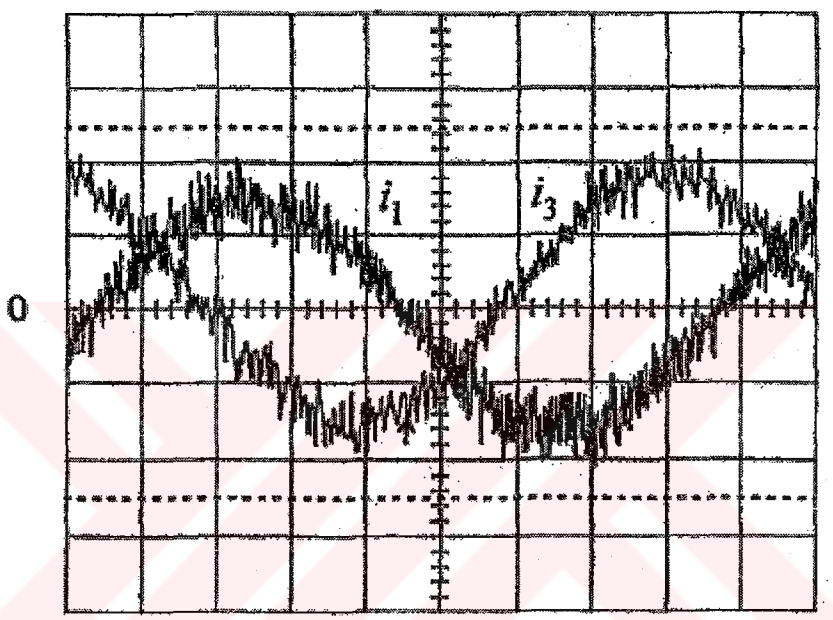
Çeşitli akım kontrolörleri sistem kontrolünde uygulanabilir. Anahtarlama frekansı kontrolü için rampa kıyaslama metodunda akım referansı hata akımını belirlemek için ölçülen gerçek akım ile kıyaslanır. Bu durumda şekil 3.4'de çıkış inverter kontrolünde kullanılan aynı gerilim kontrol tasarımı da uygulanabilir.

Geçici halde, motor kalkışında kondansatör gerilimi çok fazla değişim gösterebilir ve bu da kontrol edilebilme limitini düşük çıkış frekansından dolayı sıfıra kadar düşürür. Geçici durumda gerilim düşüşünü önlemek için iki kondansatör gerilimi farkını kontrol eden fonksiyon bloku kontrolöre eklenir. Eğer bu fonksiyon bloku herzaman çalışırsa çıkış

frekanslı akım giriş doğrultucu tarafında akar. Sürekli halde fonksiyon bloku ortaya çıkan fonksiyon blokundaki ölü zamandan dolayı çalışamaz. Bu ölü zaman fonksiyon blokunun çalışmasını sadece geçici durumda mümkün kılar.

3.1.1.4 Deneysel Sonuçlar

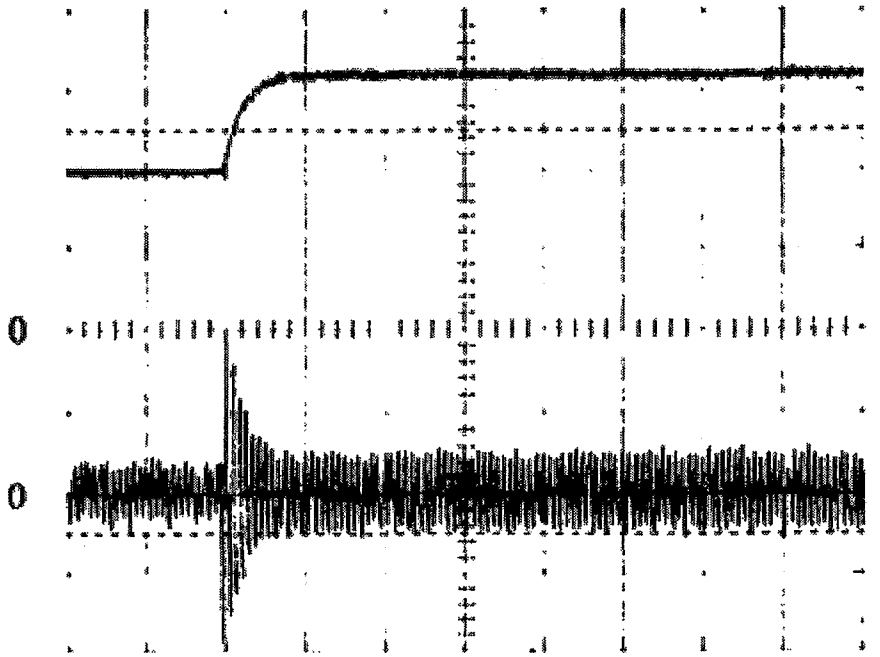
2kVA değerinde prototip 400V,30A'lik MOSFET modül,2000μF değerinde iki kondansatör ve üç 5mH'lik endüktans ile gerçekleştirilmiştir. 2kW endüksiyon motoru inverter yükü olarak kullanılmıştır (Kim,1996).



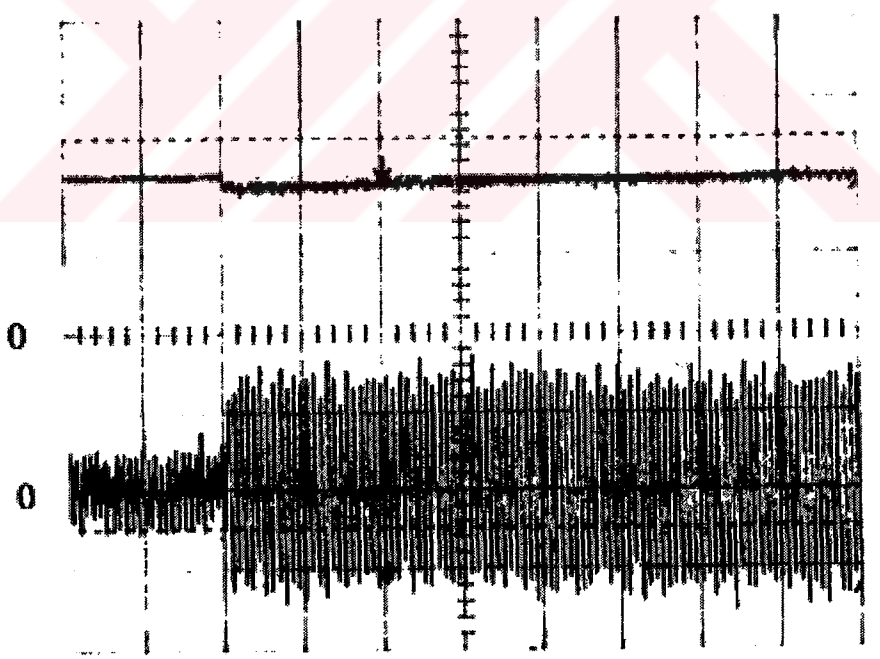
Şekil 3.6 Giriş akımlarının sürekli hal dalga şekilleri

3.1.1.5 Sonuç

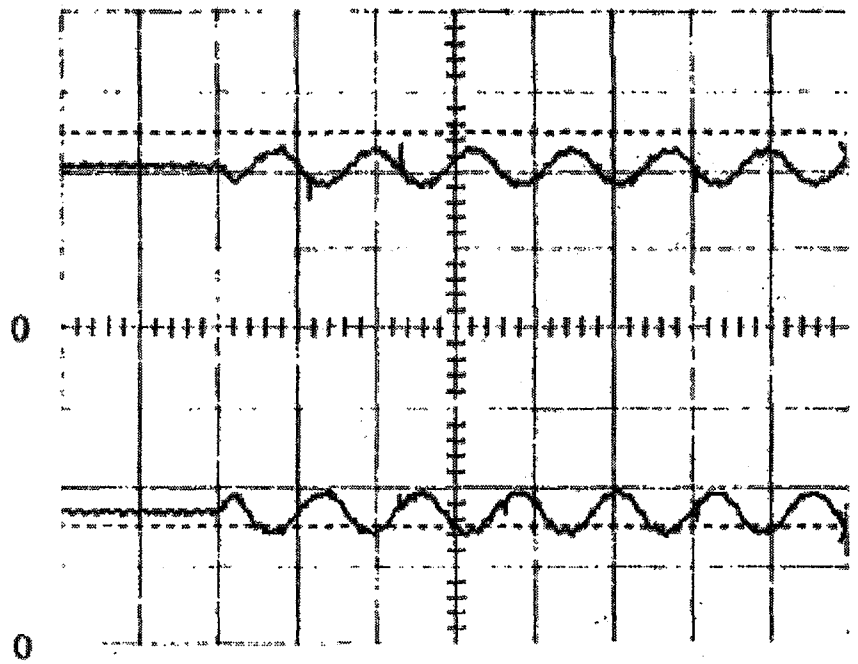
Bu bölümde azaltılmış anahtar sayılı modifiye akım kontollü VSI_PWM doğrultucu ve inverterden bahsedilmiştir. Önerilen yapı sadece sekiz anahtar ve iki ayrık kondansatör gerektirmektedir ve birim güç faktörlü sinüsoidal giriş akımları özelliğine sahiptir. Devre tamamiyle iki yönlü akış için uygun bir devredir. Bazı sınırlandırmalarda önerilen yapı klasik VSI-PWM sistemlere göre daha ekonomik bir topolojidir. Burada anahtar sayısından ve kontrolünden tasarruf edilir.



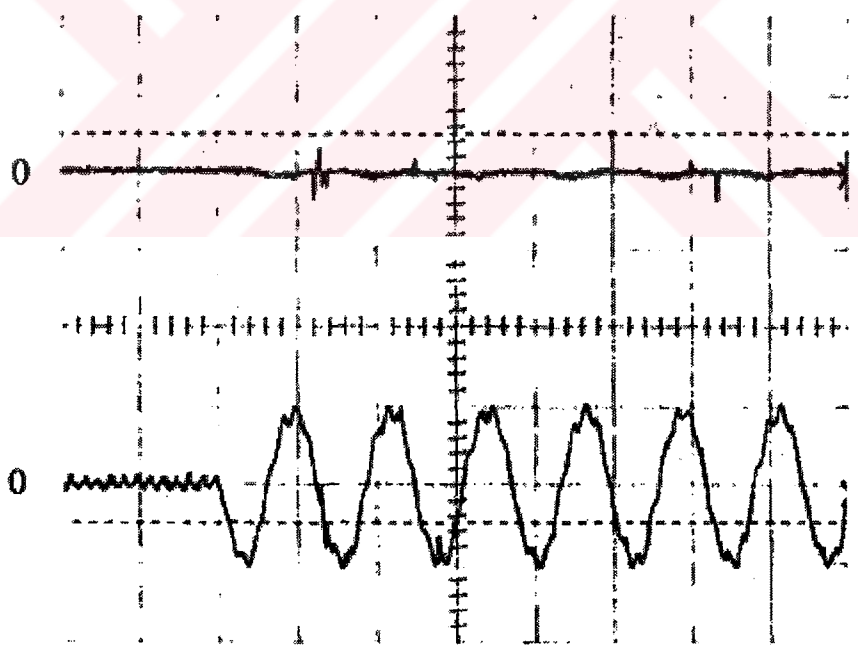
Şekil 3.7 Dc bağlantı referans gerilimindeki adım değişimine geçici cevap (a) DC bara referans gerilimi (b) Giriş akımı



Şekil 3.8 Yük değişimindeki geçici cevap (a)Dc bağlantı gerilimi (b)Giriş akımı



Şekil 3.9 Motor kalkışındaki geçici cevap (a)üst kondansatör gerilimi v_{c1} (b)alt kondansatör gerilimi v_{c2}



Şekil 3.10 Motor kalkışındaki geçici cevap (ac bileşenler) (a)İki kondansatörün gerilim toplamı $v_{c1}+v_{c2}$ (b)İki kondansatör gerilim farkı $v_{c1}-v_{c2}$

3.2 İki Yönlü Buck Konverterler

İki yönlü buck konverterler klasik köprü konverter gibi benzer fonksiyona sahiptir. Yüksek güç faktörü, ac giriş akımlarında azaltılmış harmonik akımları ve ters güç akışı için hızlı regüleli iki yönlü çıkış gerilimi sağlanır. Bu işlemler yüksek güçlü uygulamalarda GTO kullanarak, düşük güçlü uygulamalarda yüksek frekanslı seri diyot bağlı IGBT elemanları ile gerçekleştirilir.

3.2.1 Basitleştirilmiş ve Birleştirilmiş Ters-Paralel Bağlı Buck Konverter

İki yönlü dc akım akışı buck anahtarlama modlu doğrultucuların doğal bir özelliği değildir. Bu özellik boost konverter ile kıyaslandığında buck konverter için bir dezavantajdır. Bu bölümdeki devre topolojisi çift eleman kullanımı ve ters-paralel köprü topolojisine nazaran azaltılmış eleman sayısı ile iki yönlü akışa izin vermektedir. Sinüsoidal akım, kontrollü kayma faktörü ve değişken gerilim transfer oranı 1.5kVA prototipi ile kanıtlanmıştır. Dinamik performans simülasyon ve deneysel sonuçlarla elde edilmiştir.

3.2.1.1 Giriş

Boost anahtarlama modlu doğrultucu tek fazlı ve üç fazlı doğrultucularda sinüsoidale yakın giriş akımının gerekli olduğu durumlarda baskın durumdadır. Üç fazlı sistemlerde boost topolojisi avantajı ek devre güç bileşenleri ihtiyacı olmadan dört bölgeli çalışmaya uygun olmasıdır. Üç fazlı gerilimde faz gerilimi peak değerinden yüksek değerde dc gerilim elde etme endüksiyon motor sürücülerinde fayda sağlamaktadır. Yüksek dc bara gerilimi daha fazla sabit tork çalışma alanı sağlar.

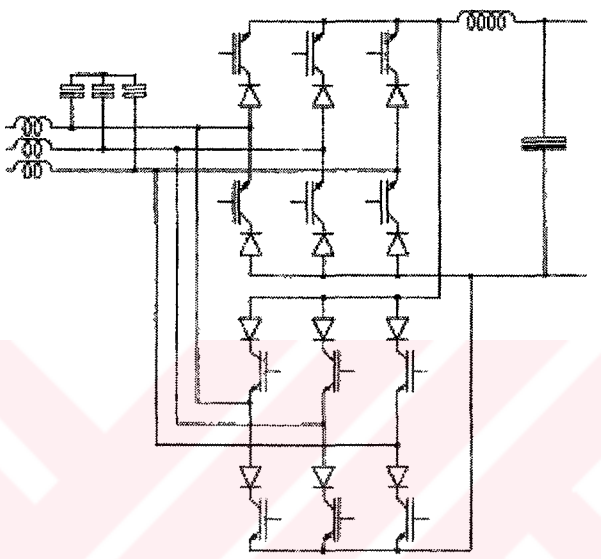
Tüm yükler boost çalışmaya uygun değildir. Akü şarj devreleri ve dc motor sürücüleri boost doğrultucuda daha fazla (dc-dc) güç dönüşümü gerektirir. Boost konverterin bir dezavantajı sistemin ilk çalışma anında dc bara geriliminin faz gerilimi peak değerinden küçük olduğundan özel koruma gerektirmesidir.

Buck mod doğrultucu düşük ve orta gerilimli dc yükler için uygundur. Özellikle faz gerilimi peak değerinin 0 ve 1.5 katı arasında kontrollü değişken gerilim gerektiren yüklerde uygundur.

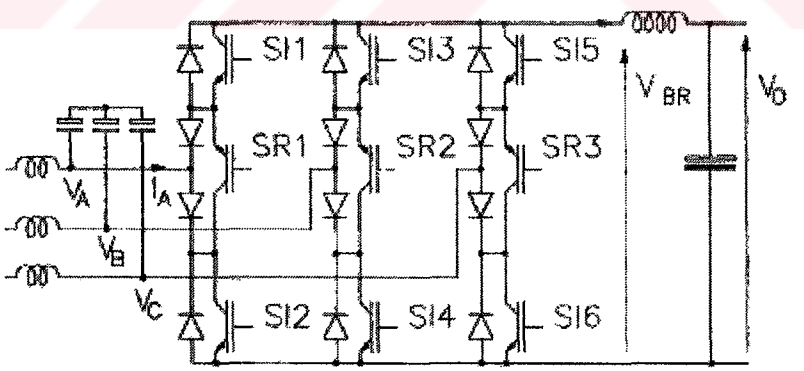
3.2.1.2 İki Yönlü Buck Doğrultucu

Klasik faz açısı kontrollü doğrultucular (buck konverter) aynı kısıtlamalara sahiptirler. Bunun üstesinden gelmek için ters-paralel bağlı iki tristör köprü kullanılabilir. Bu fikrin buck konvertere uygulanması ile şekil 3.11 ortaya çıkar. Bu yöntemde bir köprüdeki altı anahtar ve

altı diyotun üç anahtar ve on iki diyota dönüşümü ile buck doğrultucu basitleştirilmiş olur. Ters bağlı köprü aynı şekilde basitleştirilemez çünkü akım yolları gerekli şekilde oluşturulamaz. Ancak basitleştirilmiş ve basitleştirilmemiş iki köprü birleştirilebilir. Böylece diyotlar ortak olarak kullanılır ve elemanlar sayısından tasarruf edilir. Sonuçta ortaya çıkan devre şekil 3.12'de görülmektedir. Bu devre pozitif yada negatif dc akımı normal olarak pozitif gerilim bağlantısına iletebilir. Bu durum iki bölgeli çalışmadır. Ac tarafta dört bölgeli çalışma mümkündür.



Şekil 3.11 Ters-paralel bağlı buck konverter

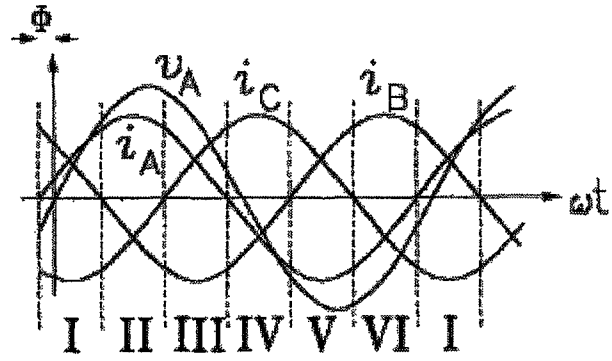


Şekil 3.12 Basitleştirilmiş ve birleştirilmiş ters-paralel buck konverter

3.2.1.2.1 Doğrultucu Mod Çalışma

Doğrultucu çalışmada (pozitif akım) SR1-SR3 anahtarları kullanılır ve SI1-SI6 kesimde tutulur. Bu esnada dc taraf endüktans akımı I_L sabit olarak ele alınırsa, anahtarlar I_L büyüklüklü akım darbeleri elde etmek için kullanılır. Bu sırada ayarlanmış darbe genişlikleri sinüsoidal bir hal alır. Devre gerilim kaynaklı boost konverter tersine akım kaynaklıdır. Sonuç

olarak şu esastır ki I_L için akım yolu her zaman vardır.



Şekil 3.13 Doğrultucu modda faz akımlarının sıfır geçişi ile oluşan bölgeler

Şebeke periyodu akımların sıfırdan geçişi ile şekil 3.13'te görüldüğü gibi bölgelere ayrılır. İlgili faz gerilimi (3.17) eşitliği ile elde edilir. Maksimum büyüklüklü faz akımı ile ilgili doğrultucu anahtarı diğer iki anahtar PWM iken iletimde tutulur. Anahtar bağıl iletim oranı ilk aralıkta (3.18) eşitliği ile elde edilir. Faz açısı φ modülatör referans üreticisi ile ayarlanır. Anahtar kombinasyonlarındaki akım akışı ve köprü gerilimi çizelge 3.1'de görülmektedir.

Çizelge 3.1Anlık anahtarlama durumları,faz akımları,çıkış gerilimi

Anahtarlama durumları SR1,SR2,SR3	Faz akımları i_A, i_B, i_C	Gerilim v_{AB}
1, 0, 1	I_L, 0, $-I_L$	$v_A - v_C$
0, 1, 1	0, I_L, $-I_L$	$v_B - v_C$
0, 0, 1	0, 0, 0	0

$$v_A = V_{ph}.\sin(wt)$$
$$v_B = V_{ph}.\sin(wt - \frac{2\pi}{3}) \qquad (3.17)$$
$$v_C = V_{ph}.\sin(wt + \frac{2\pi}{3})$$

$$m_{SR1} = M.\sin(wt - \varphi)$$
$$m_{SR2} = M.\sin(wt - \frac{2\pi}{3} - \varphi) \quad (3.18)$$
$$m_{SR3} = 1$$

Endüktans akımı fazlar arasında (3.19) eşitliği ile ayrılır ve ortalama köprü gerilimi (3.20) eşitliği ile elde edilir.

$$i_A = I_L.m_{SR1} = I_L.M.\sin(wt - \varphi)$$
$$i_B = I_L.m_{SR2} = I_L.M.\sin(wt - \frac{2\pi}{3} - \varphi) \quad (3.19)$$
$$i_C = -I_L.(m_{SR2} + m_{SR1}) = I_L.M.\sin(wt + \frac{2\pi}{3} - \varphi)$$

$$V_{BR} = m_{SR1}.(v_A - v_C) + m_{SR2}.(v_B - v_C) \quad (3.20)$$

Faz gerilimleri tanımları (3.17) ile sadeleştirilmiş ortalama köprü gerilimi (3.21) eşitliğiyle verilmiştir.

$$V_{BR} = \frac{3}{2} M.V_{ph}.\cos(\varphi) \qquad 0 \leq M \leq 1 \quad (3.21)$$

V_{BR} kontrol edilebilir dc değerdir. Endüktans akımı I_L uygun M değeri seçimi ile sabit değerde tutulabilir. Doğrultucu modda V_{BR} gerilimi V_0 geriliminden biraz daha büyük değere ayarlanır.

3.2.1.2.2 İnverter Mod Çalışma

İnverter mod çalışmada enerji dc baradan geri alınır. Bu sırada V_{BR} gerilimi V_0 değerinin altına düşürülür böylece I_L yönü ters döner. Bu sırada SR1-SR3 anahtarları iletimde kalmaz ve kesimdedir. SI1-SI6 anahtarları SR1-SR3 anahtarları yerine kullanılır. Tekrar I_L sabit tutulur ve anahtarlar üç fazda akımlarda sinüsoidal PWM darbeleri elde etmek için kullanılır.

Her bir fazdaki pozitif ve negatif faz akımları inverter moda ayrık anahtarlarda akar. Bu anahtarlar i_A için örneğin SI1 ve SI2'dir. i_c akımının en büyük değerli faz akımı ve pozitif olduğu ilk aralık için anahtarların bağıl iletim oranları (3.22) eşitliği ile belirlenir. Analiz doğrultucu durumda da gerçekleştirilir ve köprü gerilimi tekrar (3.21) eşitliği ile belirlenir.

$$
\begin{aligned}
m_{SI1} &= M.\sin(wt-\varphi) \\
m_{SI2} &= 0 \\
m_{SI3} &= M.\sin(wt-\frac{2\pi}{3}-\varphi) \\
m_{SI4} &= 0 \\
m_{SI5} &= 0 \\
m_{SI6} &= 1
\end{aligned}
\tag{3.22}
$$

3.2.1.2.3 Güç Devresi

Green (1997), 3kVA değerindeki prototip güç konverter yapılan çalışmanın doğrulanması için gerçekleştirilmiştir. Yarı iletken elemanlar olarak IXSH40N60(SR1-3) ve IRGPC50KD2(SI1-6) IGBT elemanları ve STTA6006TV2 diyotları kullanılmıştır. Bu elemanlar 415V ac şebeke geriliminde çalışacak kadar yeterli gerilim değerindedirler. Akım değerleri yarı iletkenlerden ziyade endüktanslar ile belirlenmiştir. RC bastırma elemanları her bir elemanda 47Ω ve 1nF olarak kullanılmıştır.

Dc tarafta 1470μF değerinde kondansatör ve 40mH değerinde endüktans kullanılmıştır. Ac taraf filtreleri üç adet 0.2mH değerinde endüktans ve delta bağlı 3.3μF değerinde kondansatör elemanlarından oluşmaktadır. Filtre 19.2kHz anahtarlama frekansında etkili olmaya başlar.

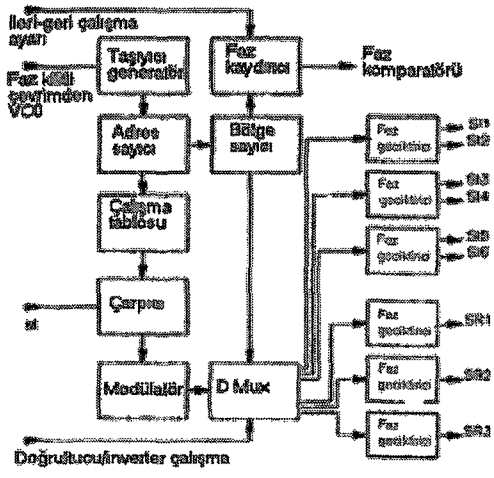
3.2.1.2.4 Kararlı Hal Çalışma

Devre çalışması doğrultucu modda basit omik yükle 90V faz geriliminde test edilmiştir. Test açık çevrimde M değerinin manuel olarak ayarlanması ile tamamlanmıştır. Faz akımı ve faz gerilimi şekil 3.15'te görülmektedir. Faz akımı şebeke gerilimi ile birlikte sinüsoidal olarak belirlenir ve anahtarlama frekansı bileşenleri oldukça azaltılır.

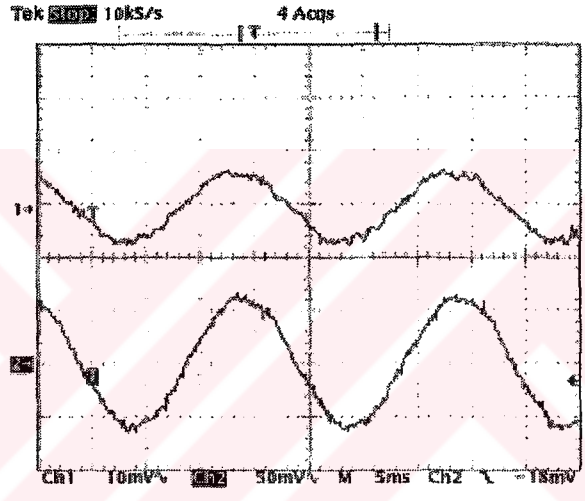
Geri dönüşüm modunda 150V değerinde dc besleme ve üç fazlı omik yük kullanılmıştır. Şekil 3.16 sonuçları göstermektedir. Burada görülmektedir ki, sinüsoidal akımlar elde edilmiştir.

3.2.1.3 Kontrol Sistemi Dizaynı

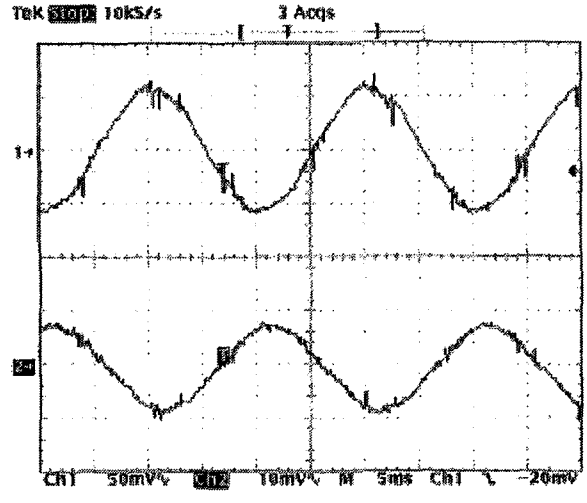
Kontrol edilen sistem konverterin dc tarafındaki LC devresi ve konverterin kendisidir. Hedef değişken referans değerine eşit olacak şekilde kontrol edilen kondansatör gerilimidir. Bu gerilim yük akımı nedeniyle oluşan dalgalanmalara bağlıdır. LC devresi basit ikinci dereceden ve küçük doğal sönümlüdür. Ancak köprü ile kombine edilmesiyle nonlineer sistem oluşur.



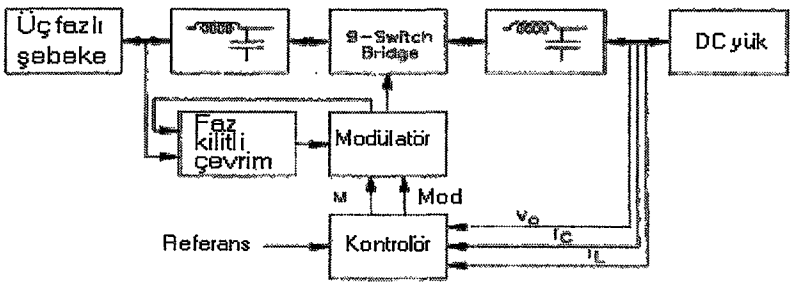
Şekil 3.14 Senkronize darbe genişlik modülatörü



Şekil 3.15 Doğrultucu modda faz akımı ve faz gerilimi



Şekil 3.16 İnverter modda faz gerilimi ve faz akımı



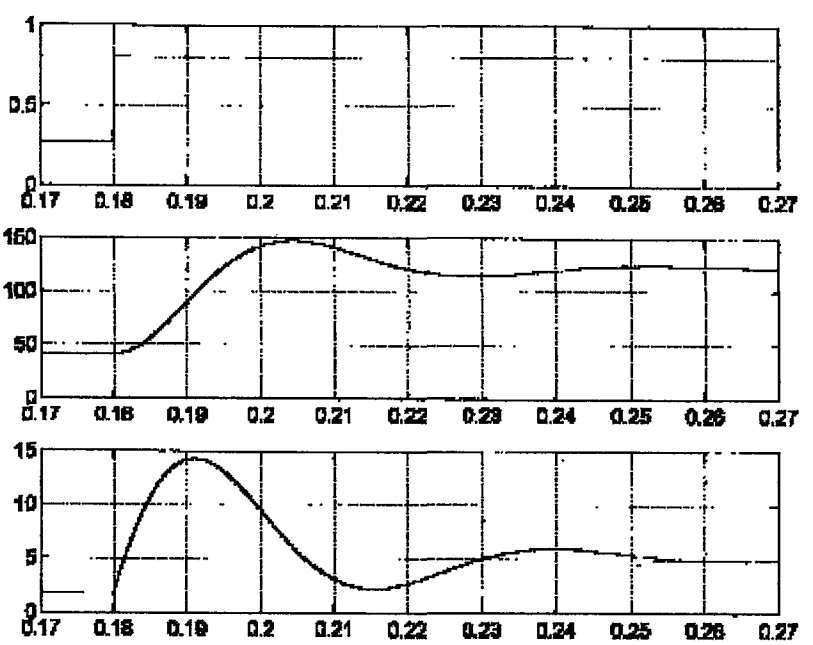
Şekil 3.17 Çevrim sistemi blok diyagramı

I_0 bozulma terimi içeren lineer sistemin durum uzay modeli aşağıdaki (3.23) ile oluşturulur.

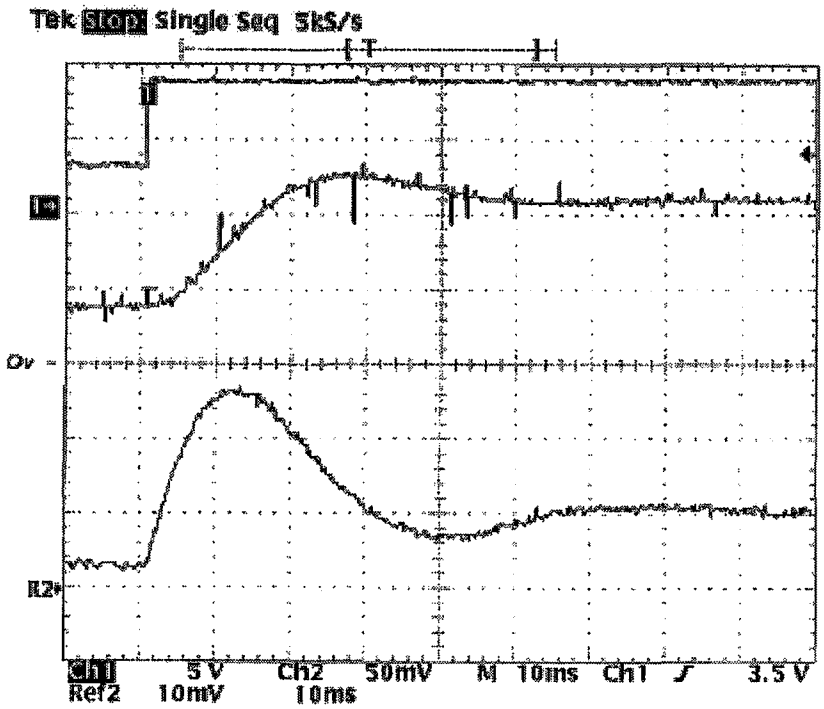
$$\begin{bmatrix} \dot{V}_0 \\ \dot{I}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{R_L}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_0 \\ I_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{BR} \\ I_0 \end{bmatrix} \tag{3.23}$$

M değerindeki basamak değişimine sistemin açık çevriminin cevabı test edilmiş ve simüle edilmiştir. Deneysel ve simülasyon sonuçları şekil 3.18 ve 3.19'da görülmektedir.

Hızlı ve küçük sönümlü sistem seçimi hızlı step cevabı verir fakat büyük değerli kondansatör şarj akımı akar. Sönüm faktörleri kullanan dizayn geçici andaki yarı iletken elemanlardaki akım streslerini azaltabilir.



Şekil 3.18 Açık çevrim M basamak değişiminde V_0 ve I_L cevabı simülasyon sonuçları

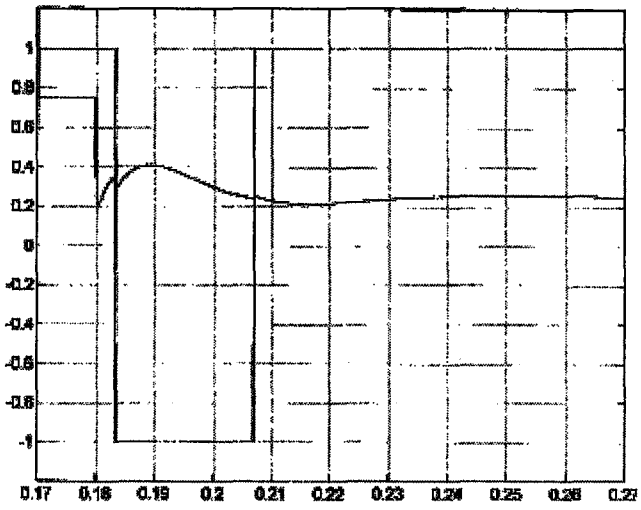


Şekil 3.19 Açık çevrim M basamak değişiminde V_0 ve I_L cevabı deney sonuçları

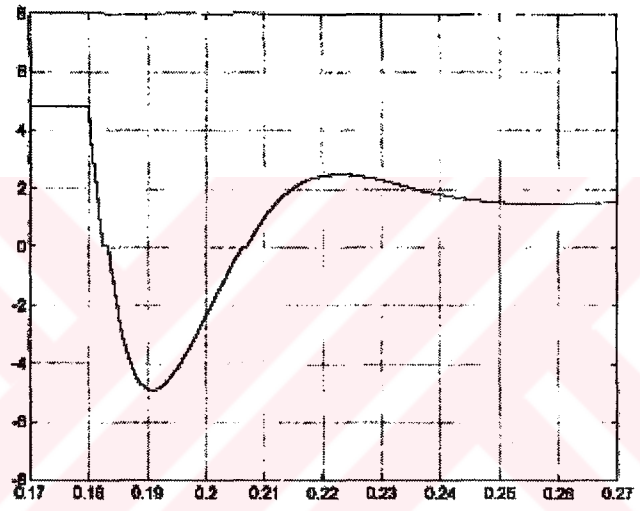
Kondansatör gerilimini hızla azaltmak için şarj I_L akımının ters döndürülmesi inverter moda geçilmesi ile geri alınmalıdır. Gerilim hatası işareti I_L akımının yönünün belirlenmesinde kullanılır. Ancak mod değişimi eğer I_L o anda sıfır değilse hemen oluşmaz. İlk olarak akım sıfıra düşürülmeli ve daha sonra mod değiştirilmelidir. Bir komparatör I_L akımının sıfıra yakın geçişini belirler ve sıfır olduğundan emin olmak için bir gecikme sağlar. Bu prosedür yazılımda oldukça kolaydır ve mod seçimi ve PI+V kontrolör 80C196 mikro işlemcisi ile gerçekleştirilmiştir.

Şekil 3.20 ve şekil 3.21 simulink ve deneysel sonuçları göstermektedir. Faz gerilimi 90V ve gerilim referansı adımlarıda 120V'tan 40V değerine kadardır. Basamak değişim negatif gerilim hatasına neden olur ve bu da M değerini düşürür. Bu ayrıca süratle I_L akımının düşmesine neden olur. I_L akımının sıfıra düşüşünden sonra kısa bir süre mod ters dönüşüm moduna geçer ve I_L negatif olur ve kondansatör akımı boşalır. DC çıkış gerilimi azalır ve I_L sıfıra döner. Bu sırada gerilim referansı değerine ulaşılır. Gerilimin referans değerinin biraz altına düşmesi gerekmektedir. Bunun nedeni doğrultucu mod çalışmaya geçmek için gereklidir. I_L akımı bu sırada sıfır değerini korur.

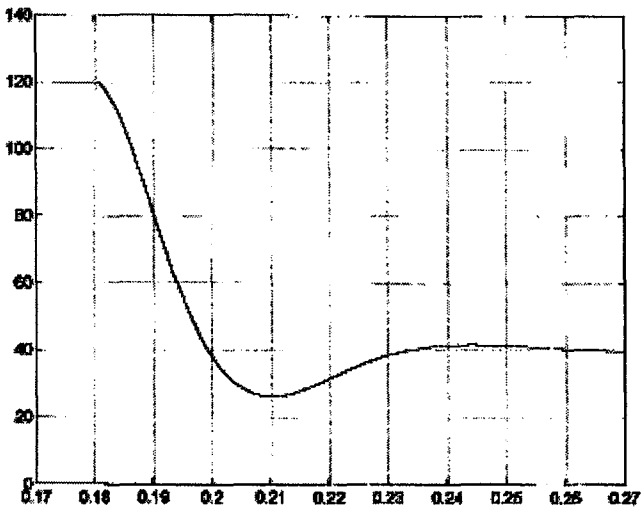
Basamak azaltma testi, geri dönüşümün işlevsel olduğunu göstermiştir ve uygun bir mod kontrol yöntemi ile geri dönüşümün kısa bir süresi içinde hızlı bir buck cevabı sağlanabilir.



(a)

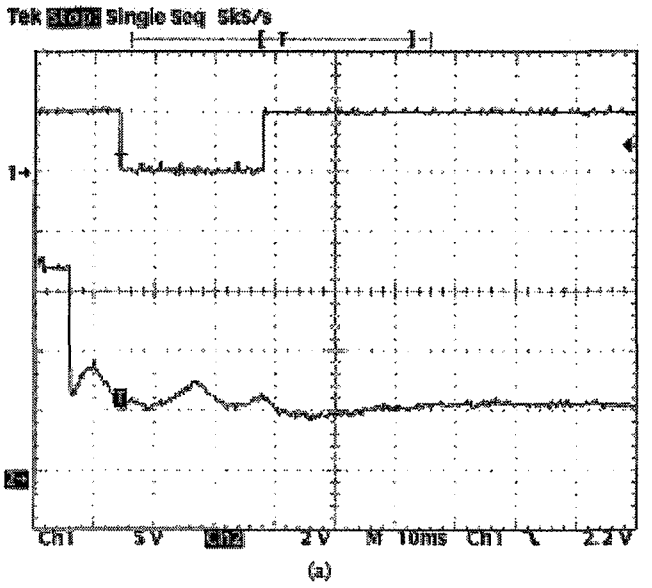


(b)

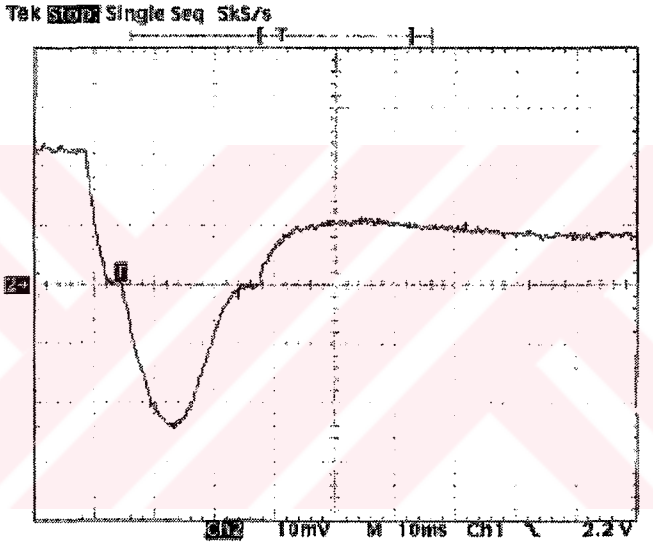


(c)

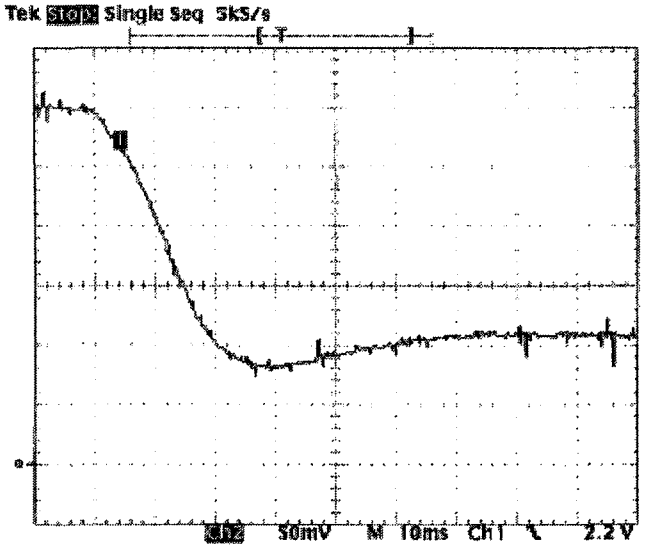
Şekil 3.20 V0ref değerinin 120V'tan 40V'a düşürülmesine sistem cevabı simülasyonu
(a) M ve mod sinyali (b) I_L akımı 2A/div (c) V_O gerilimi 20V/div



(a)



(b)



(c)

Şekil 3.21 Deneysel olarak V_0^{ref} değerinin 120V'tan 40V'a düşürülmesine sistem cevabı (a)M ve mod sinyali (b) I_L akımı 2A/div (c) V_O gerilimi 20V/div

3.2.1.4 Sonuç

Şu görülmüştür ki, iki ters-paralel buck konverterin birleştirilmesi sadece dokuz anahtar içerip geri dönüşüm ve doğrultucu modunu iki yönlü dc akım ile sağlar. Buck konverterin değişken düşük çıkış dc gerilim avantajı korunur. PI eklentili hız kontrolü basamak cevap testlerinde uygun performans sağlamıştır ve bozulmaları engelleyecektir. İki yönlü buck konverter basamak düşümünde hızlı cevap verme özelliğine sahiptir çünkü konverter dc taraf enerjisini tersine geri alma işlemini gerçekleştirir. Ancak doğrultucu ve geri dönüşüm modları arası değişim hızlıca gerçekleştirilirse bu durum uygundur ve bu sırada uygun akım yolları korunur.

3.3 İki Yönlü Buck-Boost Konverterler

İki yönlü güç ve dc akım akışının olduğu dört bölgeli çalışma gerektiren ve düşük gerilimden yüksek gerilime kadar değişken dc gerilim gerektiren bazı uygulamalar vardır. Bu konverterler buck ve boost konverterlerin kaskad bağlanması ile elde edilir.

3.3.1 Üç Fazlı İki Yönlü Güç Akışı Olan Buck-Boost Konverter

3.3.1.1 Giriş

Üç fazlı güç geri dönüşüm özellikli PWM boost-buck doğrultucular incelenmiştir. Bu konverterlerin özellikleri I) Boost ve buck çalışma II)İki yönlü güç akışı III)Yaklaşık sinüsoidal ac akım ile birim değere yakın güç faktörüdür. Beklenilen avantajlar, 1) Düşük gerilimli uygulamalarda uygulanabilirlik 2) Anahtarlama kayıplarında azalma 3) Düşük numaralı harmonik kontrolü 4) Susma zamanı etkisini azaltma 5) Gerilim çökme ve çıkıntılarında uygun seviye.

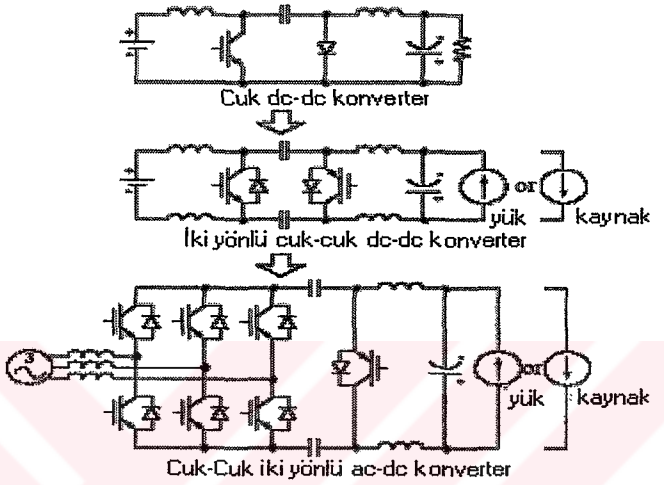
Bu bölümde ilk olarak adım adım güç evresinin gelişimi tanımlanmıştır. Daha sonra gerçekleştirilmiş örenk bir Cuk-Cuk konverter ve çalışma prensibi ile modülasyon yöntemi incelenmiştir. Kararlı hal ve dinamik modelde kontrolör dizaynı için belirtilmiştir.

3.3.1.2 Güç Evresi Topolojileri

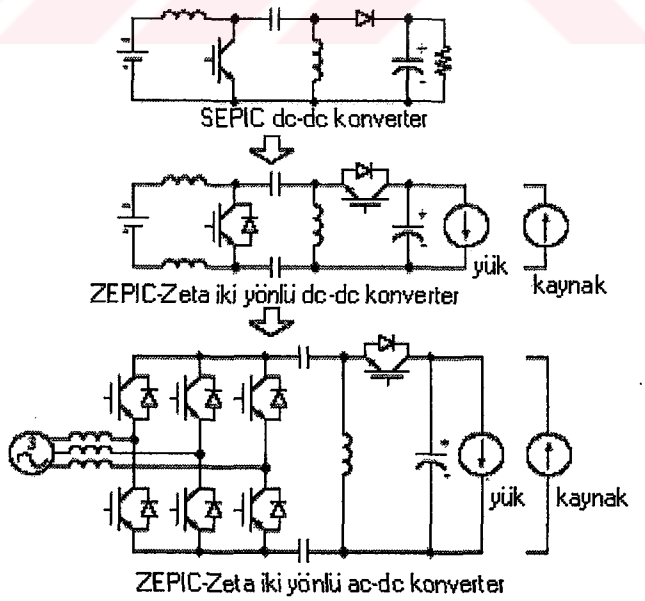
Şekil 3.22 ve şekil 3.23 iki adet üç fazlı iki yönlü ac-dc boost-buck güç konverter göstermektedir.

Burada dc-dc konverter olarak boost-buck tabanlı Cuk ve SEPIC olarak adlandırılan iki konverter görülmektedir. Şekil 3.22 ve şekil 3.23'ün üst kısmında bu konverterler görülmektedir. Bu konverterler aktif anahtarlara bağlanan ters-paralel diyot ve serbest dolaşım

diyotuna bağlanan ters-paralel anahtarlama elemanı ile iki yönlü konverter durumuna getirilebilirler. Bu modifikasyon her iki şeklin orta kısmında görülmektedir. Burada reaktif bileşenler alt ve üst tarafta simetrik olarak ayrılmıştır. Burada şuna dikkat edilmelidir ki, Cuk tabanlı iki yönlü dc-dc konverter her iki taraftanda Cuk konverter olarak görünürken SEPIC tabanlı iki yönlü dc-dc konverter sol taraftan SEPIC sağ taraftan Zeta olarak görülmektedir. Bu iki yönlü dc-dc konverterler şekillerde görüldüğü gibi sol taraftaki aktif anahtar ve diyotların üç fazlı köprü ile yer değiştirmesi sonucu ac-dc konverter haline dönüşürler.



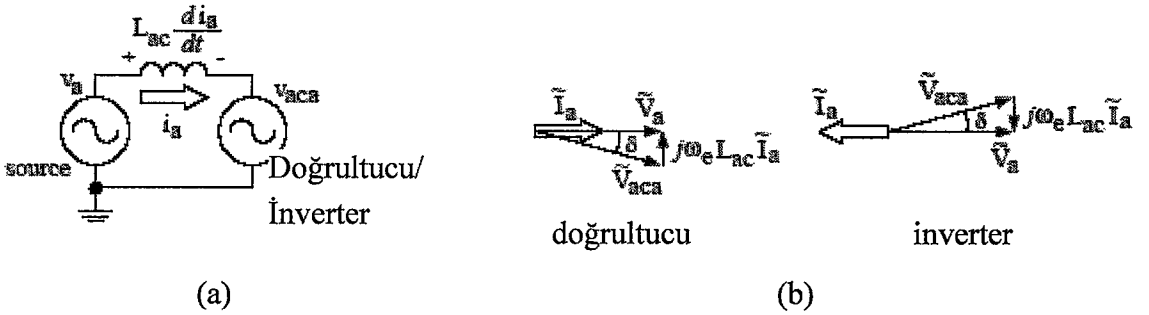
Şekil 3.22 İki yönlü Cuk-Cuk konverter türetilmesi



Şekil 3.23 İki yönlü SEPIC-Zeta konverter türetilmesi

3.3.1.3 Çalışma Prensibi ve Modülasyon Yöntemiz

Doğrultucu ve inverter modda sinüsoidal akım şekillendirme kontrollü gerilim kaynağının endüktans üzerinden ac kaynağa bağlandığı şekil 3.24(a)'da görüldüğü gibi gerilim kontrolüne indirgenebilir. Birim güç faktöründe doğrultucu ve geri dönüşüm modda temel bileşen fazör diyagramı şekil 3.24(b)'de görülmektedir. Arzu edilen konverter uç gerilimi üç gerilim fazörü içeren üçgen hipotenüsü ile elde edilir.

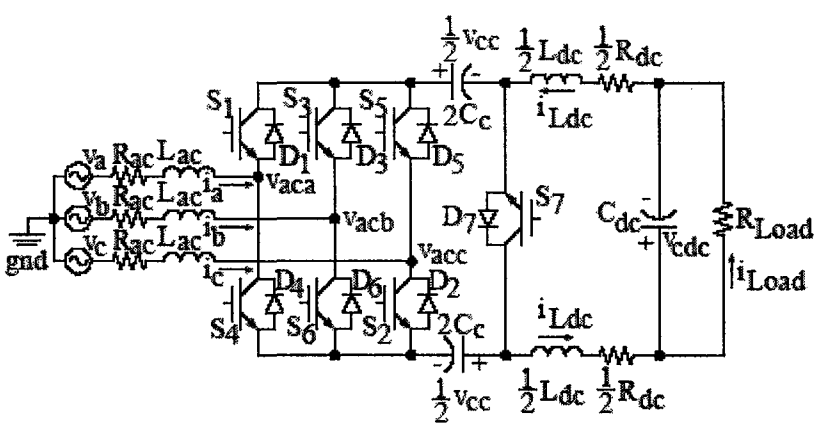


(a) (b)

Şekil 3.24 Herbir fazın eşdeğer devresi ve birim güç faktörü çalışmada fazör diyagramı (a)Kararlı halde her faz için temel bileşen eşdeğer devre (b)Birim güç faktörü çalışmada her birfaz için için fazör diyagramı

3.3.1.3.1 Doğrultucu Çalışma

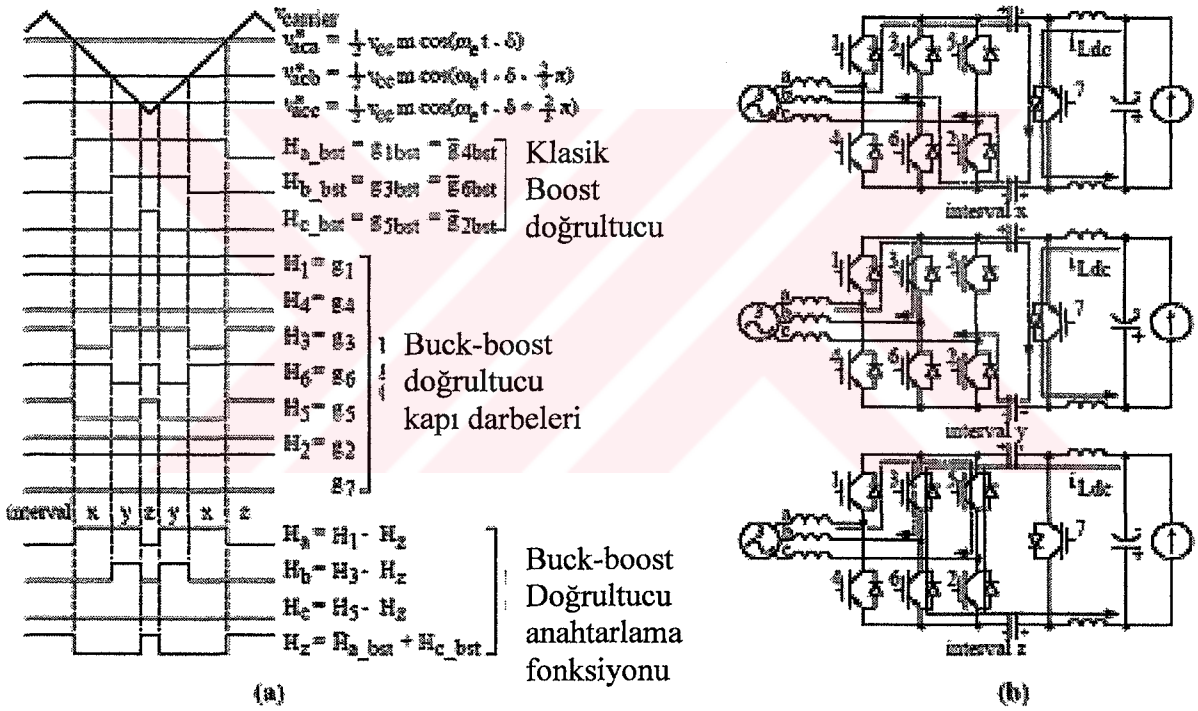
Şekil 3.25 doğrultucu çalışma analizi için güç evresini göstermektedir. Şekil 3.26'da da ac uç gerilimleri $v_{aca}^{*}>v_{acb}^{*}>v_{acc}^{*}$ durumunda iken ve üç faz ac akımları $i_a>0>i_b>i_c$ durumunda iken bir taşıma periyodu boyunca modülasyon durumu ve ac kaynaktan dc yüke doğru güç transferi görülmektedir. Burada varsayılan durumların çalışma prensipleri ile diğer durumlarda açıklanabilir.



Şekil 3.25 Cuk-Cuk iki yönlü ac-dc konverterin doğrultucu çalışma analizi

Şekil 3.26(a)'da anahtarlama fonksiyonları H_a~H_c ve kapı darbeleri g_1~g_6 x ve y aralıklarında klasik boost doğrultucu ve boost-buck doğrultucuda aynıdır.

Klasik doğrultucudan en önemli farklılık z aralığındadır. Bir faz kolunun alt ve üst tarafındaki anahtarlarının iletime geçirilmesiyle simetrik kondansatörlere deşarj akım yolu oluşturulur ve böylece kondansatörlerden dc yüke güç transferi gerçekleşmiş olur. İlgili akım yolları şekil 3.26(b)'de alt şekilde görülmektedir. Burada b ve c fazı kısa devre durumunda ve negatif akım geçirmektedir. Eğer ac akım ilişkisi $i_a>i_b>0>i_c$ şeklinde ise a ve b fazı kısa devre durumundadır ve c fazında $g_5 = \bar{g}_2 = 0$ eşitliği geçerlidir. Bunun anlamı, iki faz aynı işaretli ac akımı paylaşmakta ve kısa durumundadır ve ayrıca ac akım pozitif (negatif) iken taşıma frekansı boyunca kalan kol iletimde (kesimde) ve alt anahtar kesimde (iletimde) kalır.



Şekil 3.26 Doğrultucu çalışmada PWM işlemi ve konverterin güç transferi (a) Sinyal üretimi (b) Akım yolları

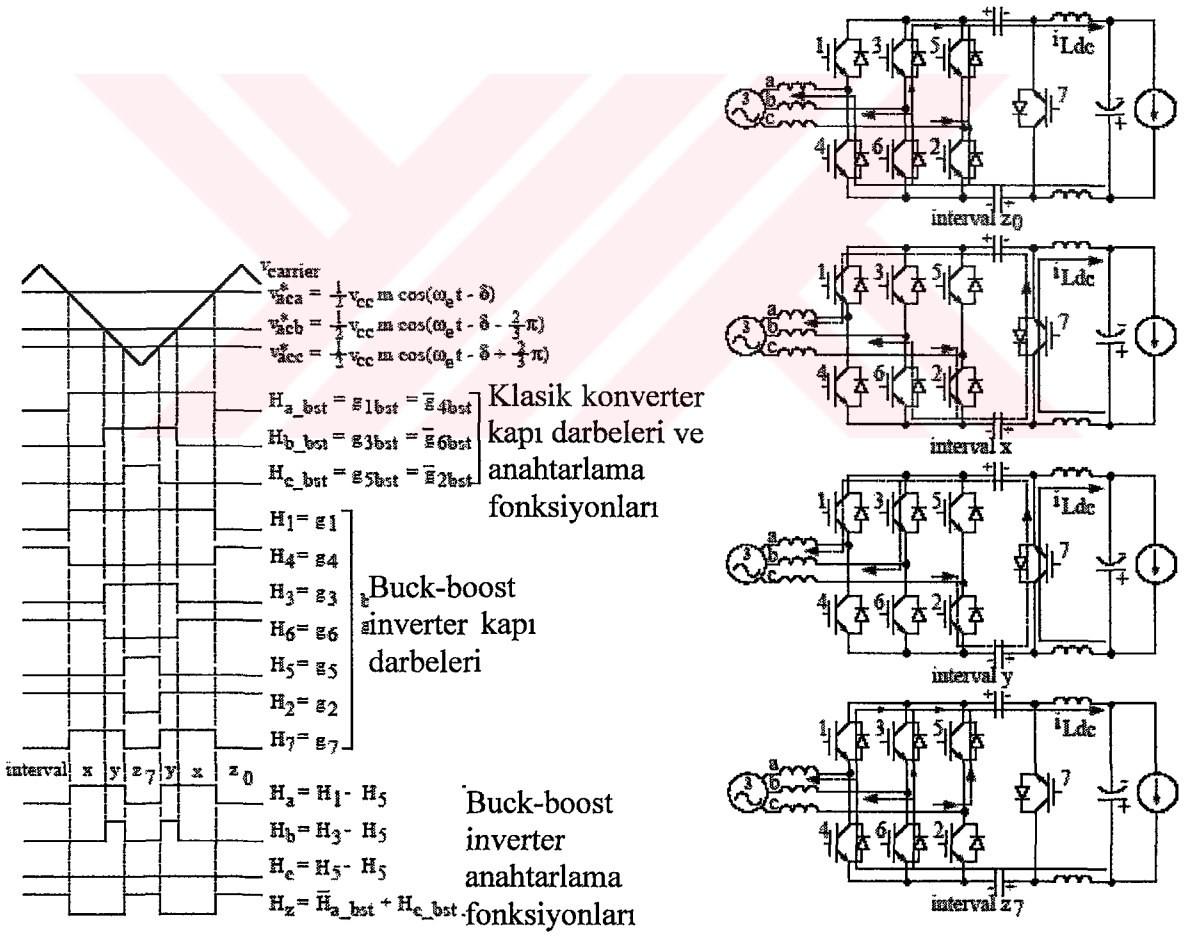
3.3.1.3.2 İnverter Çalışma

İnverter çalışmada gerekli faz kısa devre durumu üç fazlı köprüde ters-paralel diyotlar ile doğal olarak gerçekleştirilmektedir. Klasik VSC'de olduğu gibi aynı kapı darbeleri uygulanır. Diğer taraftan dc baradaki anahtar, S_7, aktif olmalıdır. Şekil 3.27 modülasyon durumunu bir taşıma periyodu süresince dc kaynakta ac yüke güç transferini göstermektedir. Burada üç fazlı

köprü uç gerilimleri $v_{aca}^{*}>v_{acb}^{*}>v_{acc}^{*}$ olduğu gibi $i_a<i_b<0<i_c$ ac faz akımlarının durumunu göstermektedir. Ayrıca $|i_{Ldc}|>|i_c|=|i_a|+|i_b|$ eşitliği de varsayılmıştır.

Şekil 3.27'deki x ve y aralıklarında durum yük akımı yönü, dc endüktans akımı ve güç transferi açısından doğrultucu çalışma ile aynıdır. Bu aralıklarda kondansatörde depolanan enerji üç fazlı köprü yolu ile ac yüke aktarılır.

Şekil 3.27'deki z_0 ve z_7 aralıklarında dc baradaki anahtar kesimdedir ve kondansatör i_{Ldc} akımı ile şarj olur. $|i_{Ldc}|>|i_c|=|i_a|+|i_b|$ olduğu varsayılırsa $|i_c|$ değeri ac yükten akar ve $|i_{Ldc}|-|i_c|$ akımıda şekil 3.27(b)'de görüldüğü gibi ters-paralel diyotlar yoluyla kısa devre olur. Eğer $|i_{Ldc}|$ ac yükten akan akımdan az ise ac akım fazlalık kısmı köprüdeki aktif elemandan akar ve akım akışının sürekliliği sağlanır. Aktif eleman z_0 aralığında alttaki elemanlar ve z_7 aralığı için üstteki elemanlardır.



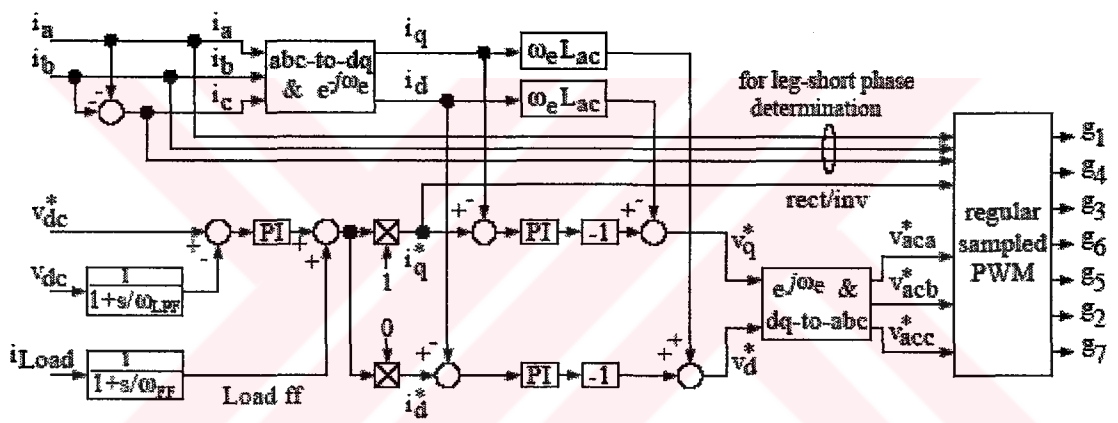
Şekil 3.27 Geri dönüşüm çalışmada PWM işlemi ve konverterin güç transferi (a) Sinyal üretimi (b) Akım yolları

3.3.1.4 Devre Simülasyonu

Simülasyon 5kW çıkış gücünde ve 300V dc çıkış geriliminde 230V ac faz-faz geriliminde yapılmıştır (Kikuchi,2001).

Şekil 3.28 simülasyon kontrol blok diyagramını göstermektedir. İki faz akımı ve dc gerilim geribesleme amacıyla algılanır. Ayrıca dc gerilim kontrolünde dinamik cavabı iyileştirmek için yük akımıda i_{Load} algılanır ve ac akım büyüklüğüne yük ileri beslemesine eklenir. Yük ileri besleme yolunda LPF köşe frekansı 180Hz'dir. Doğrultucu/inverter çalışma değişimi i_q^* işareti ile belirlenir. Doğrultucu çalışmada uygun iki kısa devre fazı seçmek için üç faz akımı bilgisi PWM bloğa verilmek için elde edilir. PWM için üçgen taşıma frekansı 9kHz'dir.

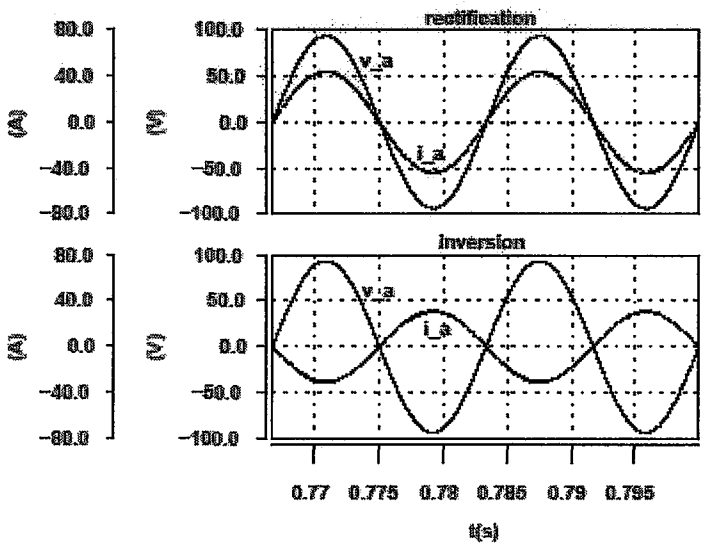
Üçgen taşıma büyüklüğü v_{cc} kondansatör gerilimine göre ayarlanır. Bu gerilim VSC köprü tarafından bakıldığında görülen dc gerilimdir.



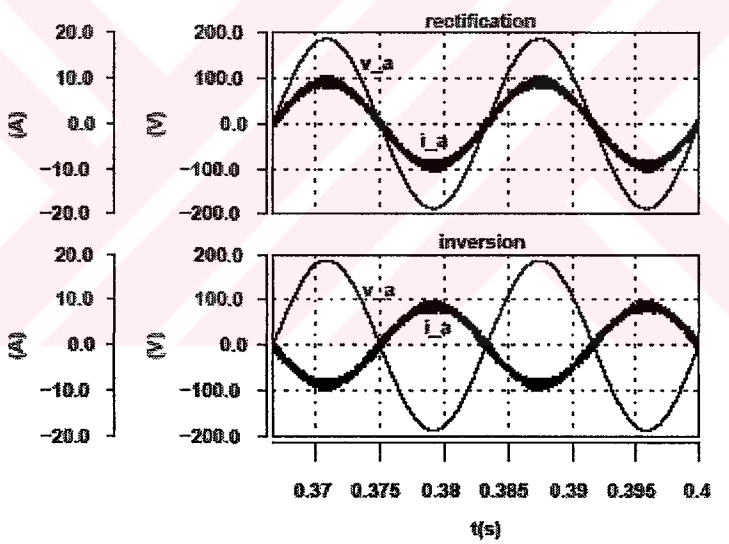
Şekil 3.28 Devre simülasyonu kontrol blok diyagramı

Şekil 3.29 ve şekil 3.30 dört bölgeli çalışmada boost ve buck çalışmada kararlı halde simülasyon sonuçlarını göstermektedir. Bu şekillerden görülebilir ki, birim değere yakın güç faktörü ve sinüsoidale yakın ac akım olan çalışma mümkündür. Şekil 3.30'da görülebilir ki, ac akım dalga şekli kalitesi hafif yük durumunda azalmıştır. Bunun nedeni anahtarlama frekanslı dalgalanma bileşenlerin ve düşük dereceden harmonik bileşenlerin artmasıdır.

Şekil 3.31 dinamik cevap örneği olarak doğrultucudan geri dönüşüme geçişte oluşan ani yük değişimi simülasyon sonuçlarını göstermektedir. Yük akımı yönü 0.3sn civarında ters döner.



Şekil 3.29 Boost çalışmada 115V faz-faz gerilimi, 300V dc gerilim ve i_{Load}=16.7A değerlerinde a fazı gerilimi ve a fazı akımları simülasyon sonuçları



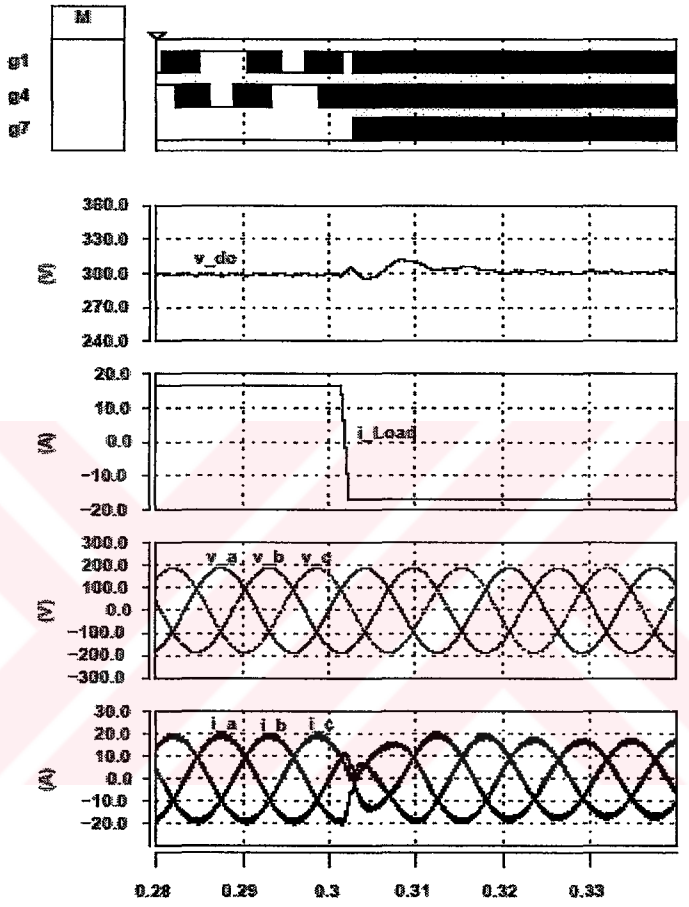
Şekil 3.30 Buck çalışmada 230V faz-faz gerilimi, 150V dc gerilim ve i_{Load}=8.4A değerlerinde a fazı gerilimi ve a fazı akımları simülasyon sonuçları

3.3.1.5 Deneysel Uygulama

Kikuchi (2001), Cuk-Cuk converter, simülasyonda kullanılan bileşen değerleri ile yapılmıştır. İntegratör kazançları ac akım ve dc gerilim kontrolöründe aynıdır. Şekil 3.32 ve şekil 3.33 boost ve buck çalışmada doğrultucu ve geri dönüşüm çalışmada dört bölgeli çalışma için ac akım dalga şeklini i_b göstemektedir. v_{ac} geriliminin maksimum noktası v_b geriliminin 0^0 geçişinde meydana gelir. Görülüyor ki, birim güç faktöründe çalışma tüm bölgelerde

çalışmada sağlanmaktadır. Önceden de ifade edildiği gibi hafif yüklerde ac akımların dalga şekillerinde bozulmalar görülmektedir.

Şekil 3.34 doğrultucudan geri dönüşüme ani geçişte dinamik cevabı göstermektedir. Çalışma noktası şekil 3.31 ile aynı olmasada benzer dinamik cevap gözlenmiştir. Dc çıkış gerilimi v_{cdc} görüldüğü gibi dc gerilim kontrol çevrimi düşük bant genişliğine rağmen az miktarda bozulur.

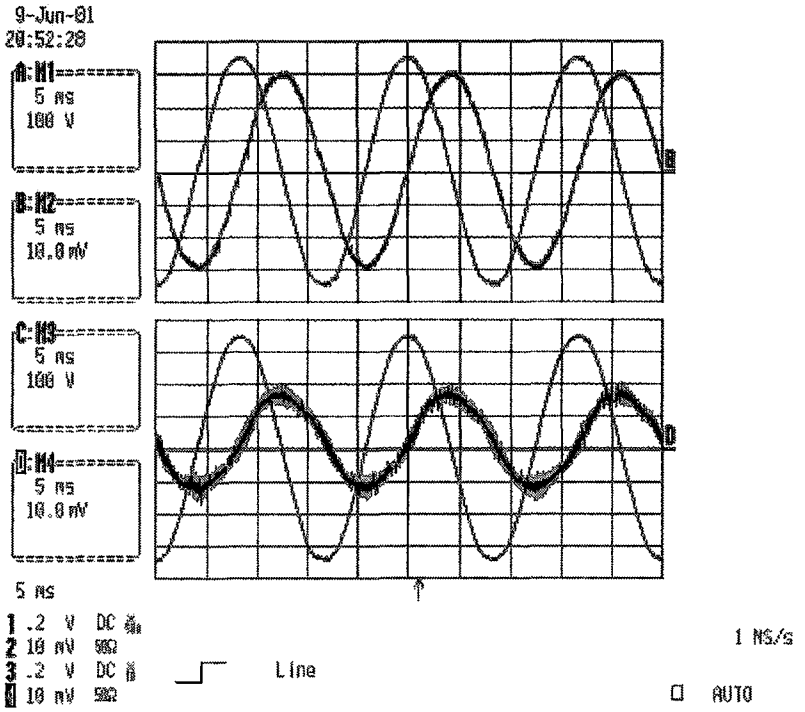


Şekil 3.31 Doğrultucu modda geri dönüşüm moduna geçişte ani değişim sonuçları

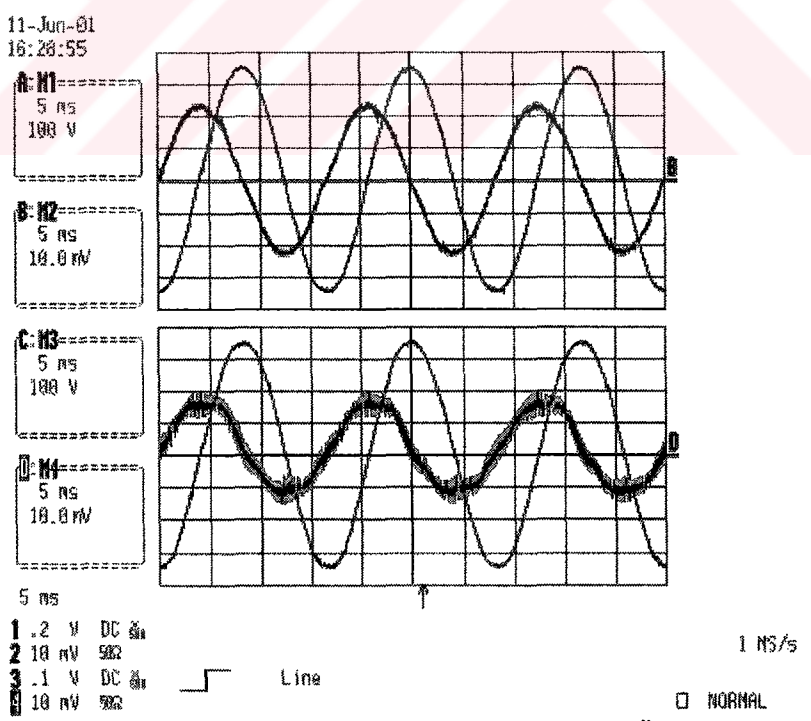
3.3.1.6 Sonuç

Üç fazlı PWM boost-buck doğrultucular iki yönlü güç akışı özelliği ile bu bölümde incelenmiştir. Bu konverterler 1)Gerilim yükseltme ve alçaltma 2)İki yönlü güç akışı 3)Sinüsoidale yakın ac akımla birim değere yakın güç faktörü ile çalışma özelliklerine sahiptirler.

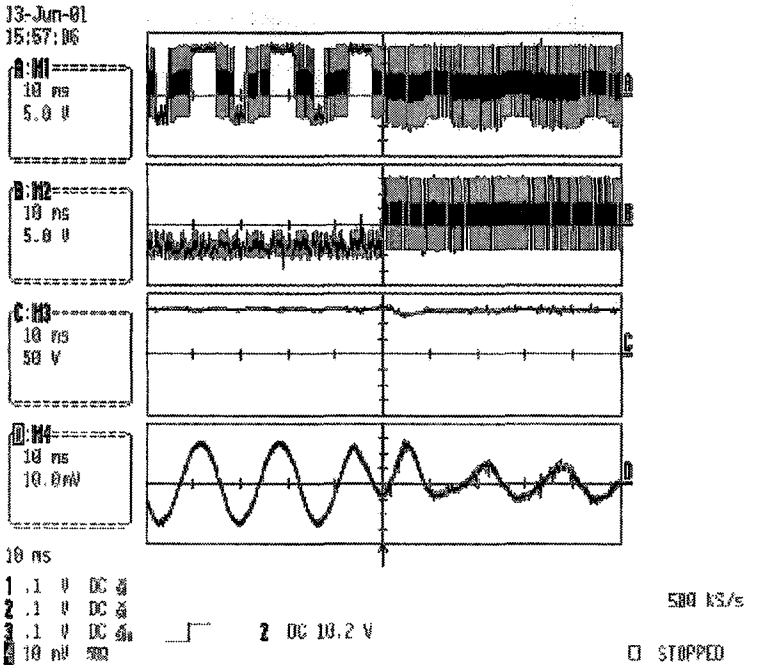
Sistematik güç evresi topolojisi sunulmuştur. Cuk-Cuk konverter örnek olarak ele alınmıştır ve çalışma prensibi, kararlı hal ve dinamik analizi incelenmiştir. Simülasyon ve deneysel sonuçlar verilmiştir. İki yönlü güç akışı özellikli üç fazlı PWM boost-buck doğrultucunun kullanılabilirliği sonuçlarla ortaya konmuştur.



Şekil 3.32 Kararlı halde doğrultucu çalışmada deneysel sonuçlar (Üst şekil: boost doğrultucu, A:faz-faz gerilimi v_{ac} B:faz b akımı i_b 10A/div,v_{cdc}=150V,i_{Load}=9.2A, ac faz-faz gerilimi 58V. Alt şekil: Buck doğrultucu,C:faz-faz gerilimi v_{ac} D:faz b akımı i_b 2A/div, v_{cdc}=74V, i_{Load}=4.5A,ac faz-faz gerilimi 115V)



Şekil 3.33 Kararlı halde inverter çalışmada deneysel sonuçlar (Üst şekil: buck doğrultucu, A:faz-faz gerilimi v_{ac} B:faz b akımı i_b 10A/div, v_{cdc}=150V, i_{Load}=10.2A, ac faz-faz gerilimi 57V. Alt şekil: Boost doğrultucu,C:faz-faz gerilimi v_{ac} D:faz b akımı i_b 2A/div, v_{cdc}=115V, i_{Load}=6.8A, ac faz-faz gerilimi 115V)



Şekil 3.34 Doğrultucudan geri dönüşüm moduna geçişte deneysel ani değişim sonuçları (A:S_3 için kapı darbesi B:S_7 için kapı darbesi C:dc çıkış gerilimi v_{cdc}=50V D:116V faz-faz geriliminde faz b akımı i_b 5A/div)

3.4 İki Yönlü Çok Seviyeli Konverterler

Bu konverterler iki yönlü güç akışının gerekli olduğu boost çalışmada yüksek gerilim ve yüksek güçte kullanılır. Çeşitli topolojik konfigürasyonları vardır ve iki yönlü güç akışının gerekli olduğu akü enerji depolama sistemlerinde, dört bölgeli değişken hızlı motor sürücülerinde, HVdc iletimde PWM olmadan yüksek verim ve düşük THD değeri elde etmede kullanımı tavsiye edilir. Düşük ve orta güçlü uygulamalarda IGBT ideal eleman olmakla birlikte yüksek güçlü uygulamalarda GTO her zaman kullanılır. Bu konverterler giriş hattında düşük THD, yüksek güç faktörü, düşük EMI gürültü ile yüksek kaliteli güç ve yük ve beslemedeki bozulmalara rağmen regüleli dc çıkış sağlarlar. Ayrıca bu konverterler genelde transformatör kullanımından kaçınırlar ve böylece konverterlerin verimi artar.

3.4.1 Beş Seviyeli İki Yönlü Konverter

Bu bölüm dc bağlantı kondansatörü gerilim dengesini dikkate alan üç fazlı beş seviyeli diyot bastırmalı darbe genişlik modülasyonlu konverter kontrol metodunu tanımlamaktadır. Önerilen kontrol devresi ana devre kontrolünü basitleştirmek için çok bantlı histeresiz komparatörler (MHC) kullanmaktadır. Dc bağlantı kondansatör gerilimi denge problemi MHC şeklini değiştirerek çözülebilir. Önerilen metot aşağıdaki işlemleri gerçekleştirebilir.

1) DC bağlantı kondansatörlerindeki gerilim dengesizliği problemini çözer.
2) Birim güç faktörünü gerçekleştirir.
3) Sinüsoidale yakın giriş akımı çeker.
4) Güç sistemine elektrik gücünü geri verir.

Simülasyon ve deneysel sonuçlar önerilen metodun geçerliliğini göstermektedir.

3.4.1.1 Giriş

Çok seviyeli inverterler ve doğrultucuların motor sürücü sistemlerde uygulanması sıklıkla incelenmektedir. Özellikle üç seviyeli doğrultucu-inverter sistemler çekme motor sürücülerde ve çelik ana sarma milli sürücülerinde hayata geçirilmektedir. Buna rağmen beş seviyeli inverterler pratikte kullanım alanı pek bulamamaktadır. Bunun nedeni beş seviyeli inverterin büyük motor sürücülerinde etkisinin belirtilmesine rağmen dc gerilim dengesizliği problemidir. Beş seviyeli inverterin büyük motor sürücülere uygulanması durumunda harmonik kontrolü, enerji tasarrufu ve ayar boşluğu azaltma için beş seviyeli doğrultucu dc güç kaynağı olarak uygun olacaktır. Belirtilen beş seviyeli konverter kontrol stratejisi dc gerilim dengesizliği problemini çözmektedir. Bu metot,

1) DC bağlantı kondansatörlerindeki gerilim dengesizliği problemini çözer.
2) Birim güç faktörünü gerçekleştirir.
3) Sinüsoidale yakın giriş akımı çeker.
4) Güç sistemine elektrik gücünü geri verir.

Bu bölümde MHC kullanılarak yapılan dc gerilim kontrolü anlatılmaktadır ve simülasyon ile deneysel sonuçlarla geçerliliği ispatlanmaktadır. İlk olarak ikinci bölümde giriş akımı kontrol prensibi, daha sonra üçüncü bölümde çıkış gerilimi kontrol metodu anlatılmaktadır ve son olarak dördüncü ve beşinci bölümde simülasyon ve deneysel sonuçlar gösterilmektedir.

3.4.1.2 Çalışma Prensibi

Şekil 3.35 üç fazlı beş seviyeli diyot bastırmalı konverterin önerilen kontrol devresi ve ana devre konfigürasyonunu göstermektedir.

3.4.1.2.1 Ana Devre

Prototip konverterin her bir fazı sekiz IGBT anahtar ve altı bastırma diyotu içermektedir. Çizelge 3.2 gerilim seviyelerini ve onların ilişkili anahtarlama durumlarını göstermektedir. Bu çizelge 3.2 değeri iletim durumunu ve 0 değeri kesim durumunu göstermektedir. x değişkeni

u,v,w fazlarını ifade etmektedir. Eğer seri bağlı dört kondansatör gerilimi aynı ise her bir IGBT gerilim stresi her bir IGBT gerilim stresi dc gerilimin V_{dc} çeyreği kadar olacaktır. Bu V_{dc} gerilimi -2E ile +2E arasında değişmektedir. Bu sonuçla bu konverter tipi yüksek gerilim ve yüksek güç uygulamalarında uygundur.

3.4.1.2.2 Giriş Akım Kontrolü

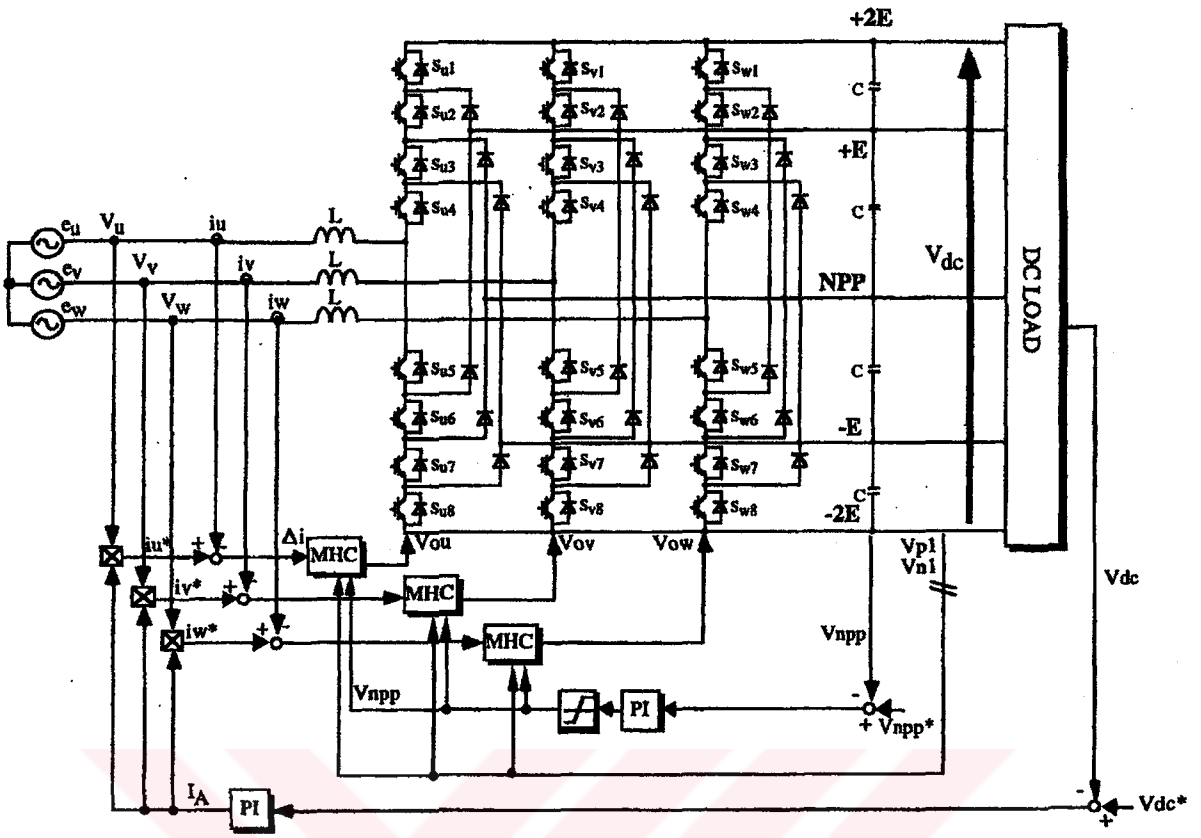
Önerilen kontrol devresi yapısı şekil 3.35'de görülmektedir. Giriş akımı kontrolü prosedürü şu şekildedir. İlk olarak dc gerilim V_{dc} algılanır. V_{dc} ve bu gerilimin referans değeri V_{dc}^* arasındaki hata PI kontrolörden geçer ve daha sonra I_A sinyali her bir giriş faz gerilimi ile çarpılır. Daha sonra bu değerler giriş faz akımı referansları olurlar. Böylece giriş faz akımları giriş faz gerilimleri ile senkronize olurlar. Faz akımı referansları ile ölçülen faz akımları arasındaki hatalar MHC'ye uygulanır. Akım hatası Δi ve anahtarlama seviyesi arasındaki ilişki ve temel prensip şekil 3.36'da görülmektedir. MHC hatadan anahtarlama seviyesini belirler ve ilişkili IGBT anahtarlarını kontrol eder. Sonuç olarak faz akımları sinüsoidale yakınlaşır ve ilgili faz gerilimleri ile senkronize olur. Diğer bir deyişle birim güç faktörü elde edilir. Giriş akımı kontrolünde histeresiz seviyeleri +Ih, -Ih, +2Ih ve -2Ih değerleridir ve şekil 3.36'da görülmektedir. Ih değeri azalışıyla akım bozulması azalır ve anahtarlama frekansı artar.

3.4.1.3 Önerilen Kontrol Metodu

+2E ve -2E potansiyelleri yukarıda bahsedilen geri besleme ile korunabilir. Ancak +E ve –E potansiyelleri ve nötr nokta potansiyeli (NPP) yine de kontrol edilmelidir çünkü aksi halde dc yük durumuna bağlı olarak referans değerinden farklı değerler alacaklardır.

Çizelge 3.2 IGBT kapı değerleri

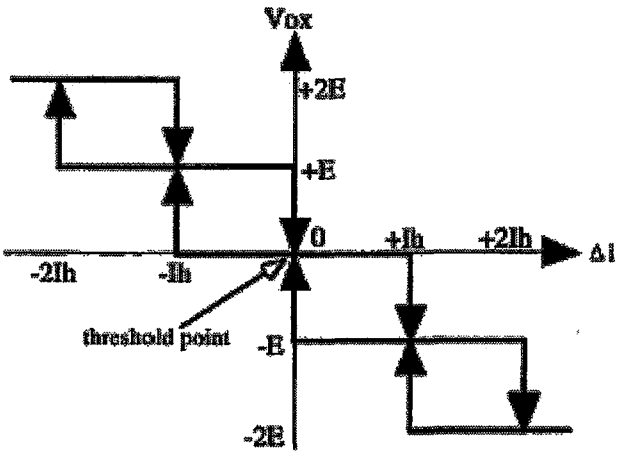
	1;ON			0;OFF	
Vox / Switch	+2E	+E	NPP	-E	-2E
S_{x1}	1	0	0	0	0
S_{x2}	1	1	0	0	0
S_{x3}	1	1	1	0	0
S_{x4}	1	1	1	1	0
S_{x5}	0	1	1	1	1
S_{x6}	0	0	1	1	1
S_{x7}	0	0	0	1	1
S_{x8}	0	0	0	0	1



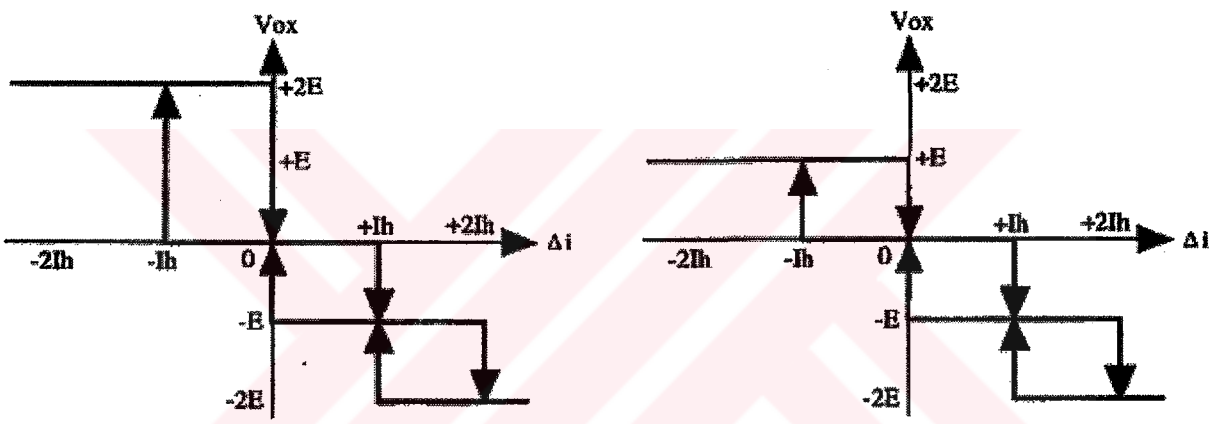
Şekil 3.35 Önerilen kontrol devresi ve ana devre

3.4.1.3.1 +E ve –E Seviyeleri Kontrol Metodu

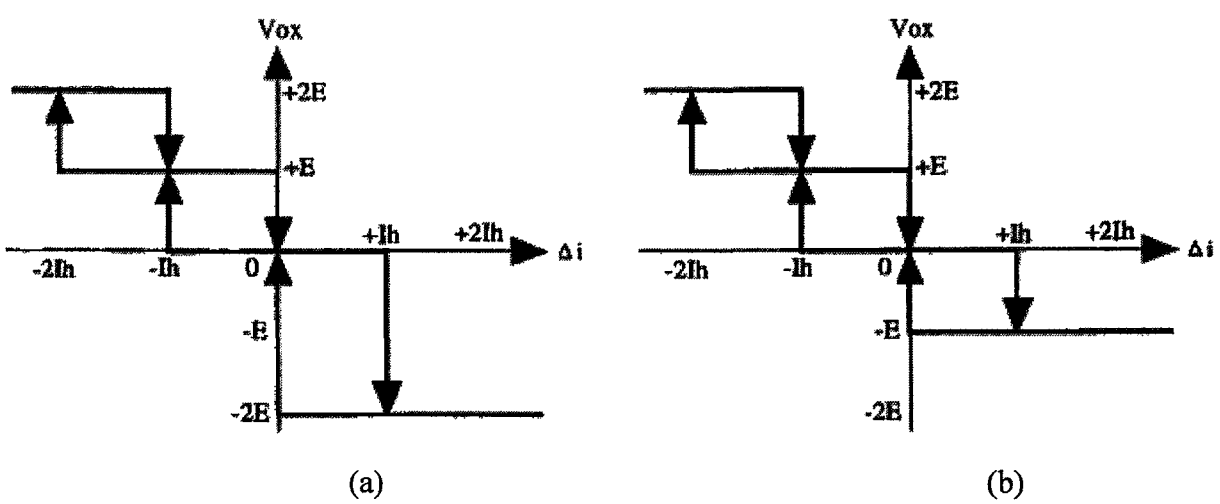
+E ve –E seviyeleri MHC ayarı ile kontrol edilir. +E ve –E için ilk olarak tolerans değerleri belirlenir. Çalışma esnasında eğer +E seviyesi izin verilir hata aralığını geçerse MHC içindeki +E şekil 3.37(a)'da görüldüğü gibi silinir. Bu +E seviyesinin potansiyel artışını durdurur çünkü +E seviyesine akım akışı kesilir. Tersine eğer +E seviyesi potansiyeli tolerans değerinin altına düşerse +2E şekil 3.37(b)'de görüldüğü gibi silinir. Ardından +E seviyesi potansiyel düşümü durdurulur çünkü +2E seviyesine akan tüm akım artık +E seviyesine akmaktadır. Bu metotlar +E seviyesi potansiyeli kontrolü için uygundur. Aynı metotlar şekil 3.38(a) şekil 3.38(b)'de görüldüğü gibi –E seviyesi potansiyeli kontrolü için de kullanılabilir. Bu kontroller geri dönüşüm modunda tersine gerçekleştirilir. Örneğin eğer +E seviyesi potansiyeli tolerans değerini aşarsa +2E silinir.



Şekil 3.36 Çok bantlı histeresiz komparatör (MHC) (olağan mod)



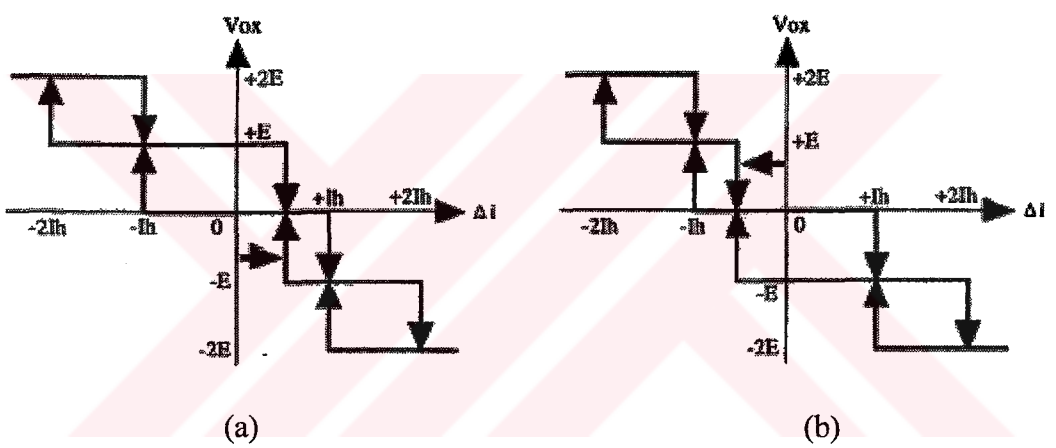
Şekil 3.37 MHC +E seviyesi potansiyel kontrol modu (a) +E seviyesi potansiyeli toleranstan yüksekse (b) Toleranstan düşükse



Şekil 3.38 MHC –E seviyesi potansiyel kontrol modu (a) –E seviyesi potansiyeli toleranstan düşükse (b) Toleranstan yüksekse

3.4.1.3.2 Nötr Noktası Potansiyeli Kontrol Metodu

MHC için başlangıç noktası merkezde ise şekil 3.36'da görüldüğü gibi nötr noktasına doğru yada nötr noktasından dışarı doğru akan akım yaklaşık olarak sıfırdır. Ancak güç aktarımı kodunda başlangıç noktası sağa kayarsa NPP düşer çünkü giren akım çıkan akından küçük olur. Tersine başlangıç noktası eğer sola kayarsa NPP yükselir çünkü giren akım çıkan akımdan büyüktür. Böylece NPP başlangıç noktası hareket ettirilerek kontrol edilebilir. Örneğin güç aktarım modunda eğer NPP referanstan büyük olursa başlangıç noktası hatayla orantılı olarak şekil 3.39(a)'da görüldüğü gibi sağa kaydırılır. Tersi olarak eğer NPP referanstan küçük olursa merkez noktası hatayla orantılı olarak şekil 3.39(b)'de görüldüğü gibi sola kaydırılır. Bu kontrol geri dönüşüm gerçekleştirilir. Güç aktarım modu ve geri dönüşüm modu otomatik olarak dc yüke bağlı olarak değişir. Böylece iki yönlü elektrik güç iletimi gerçekleştirilir.



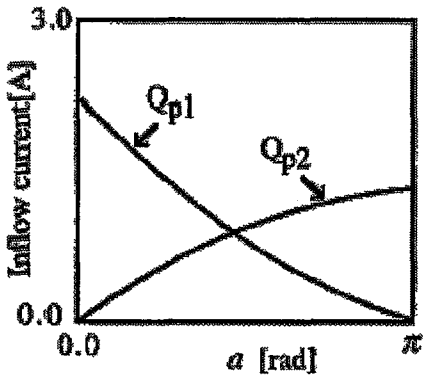
Şekil 3.39 MHC NPP kontrol modu (a) NPP referans değerinden büyükse (b) NPP referans değerinden küçükse

3.4.1.3.3 Giriş Akım Analizi

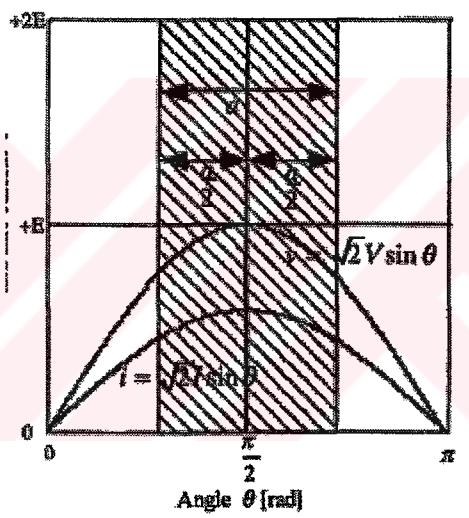
Sıra dışı bir durum bölünmüş nokta potansiyeli kontrolünü açıklamak için şekil 3.40'da görülmektedir. Şekil faz akımının yarı periyodunu göstermektedir. Şekil 3.37(a)'deki MHC'nin koyu renkli bölgede kullanıldığını ve şekil 3.37(b)'deki MHC'nin de diğer bölgede kullanıldığını varsayalım. Bu durumda +E ve +2E seviyeleri giriş akımlarını hesaplarız ve giriş akımı i ve gerilimi v sinüsoidal, sabit büyüklüklü ve frekanslı ve anahtarlama frekansıda ac kaynak frekansından büyük olarak kabul edilmiştir.

Şekil 3.41 giren akım ve a arasındaki ilişkiyi göstermektedir. Burada şekil 3.37(a) MHC kullanım periyodu görülmektedir. a değeri arttığından +E giren akımı azalır ve +2E akımı

artar. İki giren akım oranı a değeri ile serbest bir şekilde değiştirilebilir. Sonuç olarak +E potansiyeli kontrol edilebilir. Benzer şekilde –E de kontrol edilebilir.



Şekil 3.40 Giriş akımı analizi



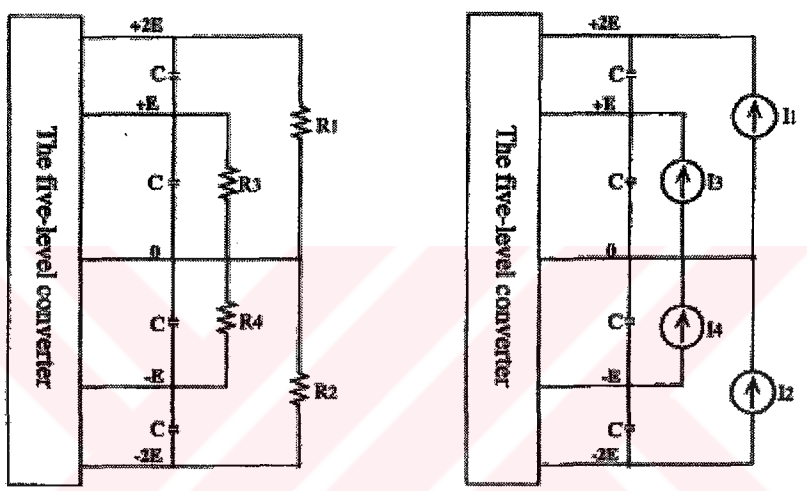
Şekil 3.41 Giriş akım

3.4.1.4 Simülasyon Sonuçları

Ishida (2000), önerilen kontrol metodunun geçerliliğini göstermek için konverter simülasyonu PSIM kullanarak yapılmıştır. Çizelge 3.3 devre parametrelerini göstermektedir. DC yük olarak dirençler dc seviyelere şekil 3.42(a)'da görüldüğü gibi bağlanmıştır. Geri dönüşüm modunda dc akım kaynakları şekil 3.42(b)'de görüldüğü gibi dc seviyelere bağlanmıştır.

Çizelge 3.3 Devre parametreleri

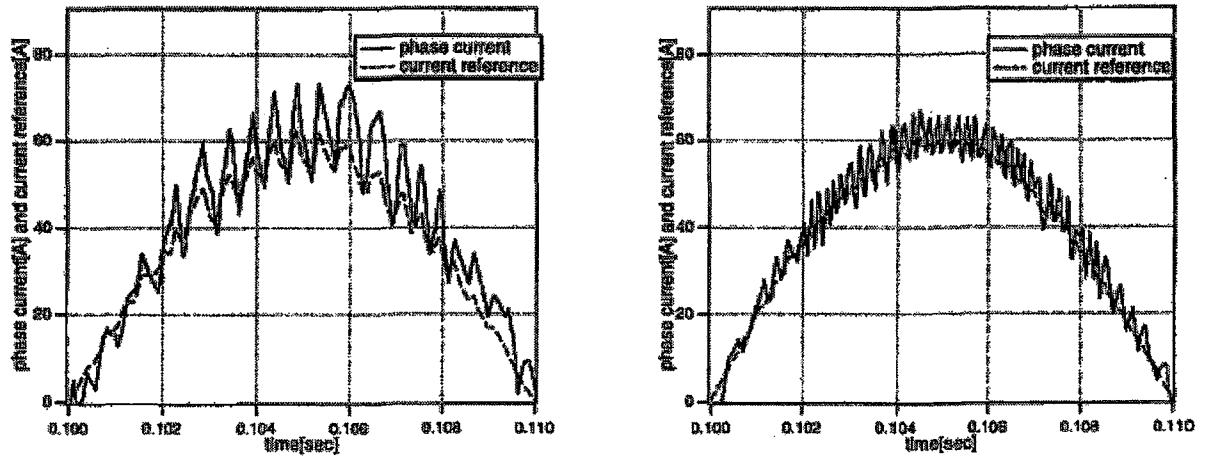
AC Source Voltage: e_u e_v e_w	100 V
AC Source Frequency	50 Hz
Reactor: L	1.0 mH
Capacitor: C	4700 µF
DC voltage reference: Vdc	600 V



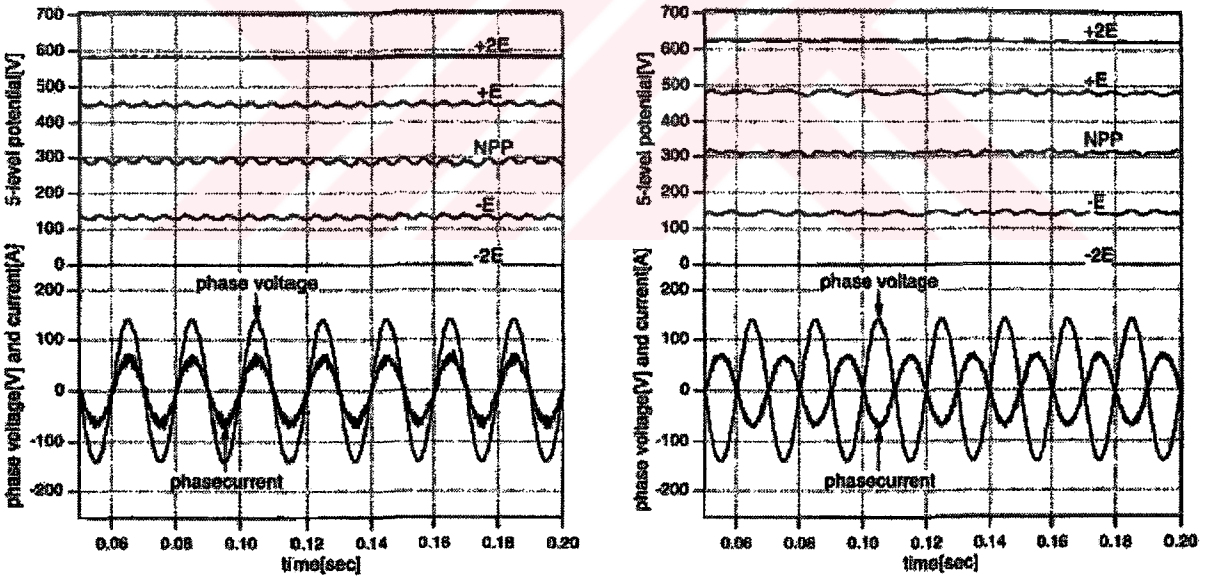
Şekil 3.42 DC yük (a) Güç aktarım modu (b) Geri dönüşüm modu

Şekil 3.43 giriş faz akımının akım referansının güç aktarım modunda bir yarım periyodunu göstermektedir. Şekil 3.43(a) histeresiz seviyesi Ih 10A olduğundaki simülasyon sonuçlarını göstermektedir ve şekil 3.43(b) ise Ih değeri 5A olduğunda sonuçları göstermektedir. Akım referansı dc gerilimi V_{dc} kontrol eden I_A sinyalinin çarpılması nedeniyle biraz bozulur. Dalga şekillerinden görülebildiği gibi Ih değerinin azalışı akım bozulmasında azalmaya neden olur. Bu arada Ih değeri azaldığından anahtarlama sayısı artar. Şekil 3.43(a) şekil 3.43(b) arasında 2.6 kat fark vardır. Takip eden simülasyonlar Ih 10A, +E ve –E seviyesi gerilimleri toleransları %72-%78 arası ve -2E seviyesi gerilimin referans olarak kullanıldığı dc gerilimin V_{dc} %22-%28 olduğu şartlar altında gerçekleştirilmiştir. Güç aktarımında simülasyon sonuçları şekil 3.44(a)'da görülmektedir. Direnç değerleri $R_1=R_2=2.R_3=2.R_4=20\Omega$. Üstteki dalga şekilleri göstermektedir ki, çıkış dc gerilimleri korunabilmektedir ve alttaki şekillerde giriş akımının hemen hemen sinüsoidal olduğunu güç faktörünün birim güç faktörü olduğunu

göstermektedir. Şekil 3.44(b) geri dönüşüm modunda simülasyon sonuçlarını göstermektedir. Dc akım $I_1=I_2=I_3=I_4=15A$. Çıkış dc gerilimleri vegiriş akımı iyi bir şekilde kontrol edilmektedir.



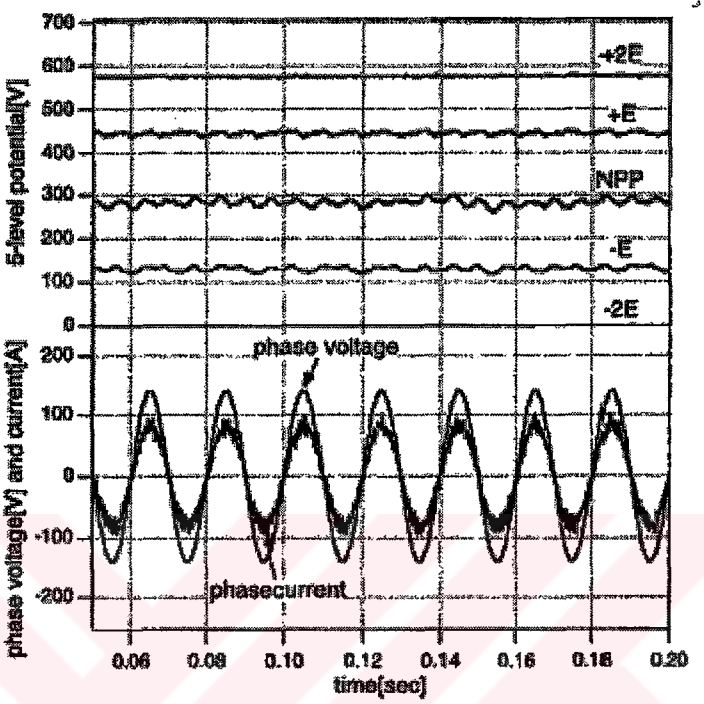
Şekil 3.43 Giriş faz akımı ve akım referansı (a) Ih=10A (b) Ih=5A



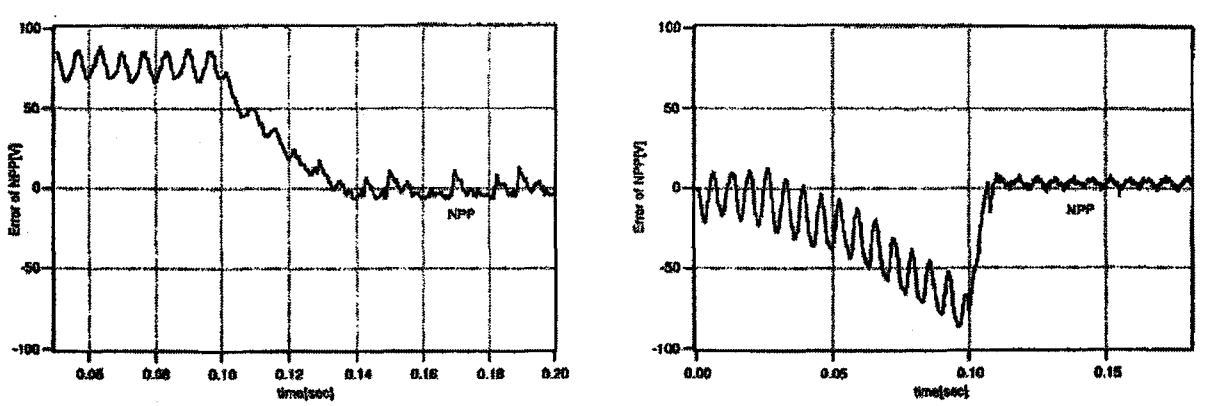
Şekil 3.44 Seviye gerilim kontrolü simülasyon sonuçları (a) Güç aktarım modu (b) Geri dönüşüm modu

Şekil 3.45 güç aktarım modundaki sonuçları göstermektedir. Direnç değerleri $R_1=30\Omega$, $R_2=10\Omega$, $R_3=5\Omega$ ve $R_4=15\Omega$. Konverter dengesiz dc yük durumunda iyi bir şekilde kontrol edilmiştir.

Şekil 3.46 NPP kontrolü için simülasyon sonuçlarını göstermektedir. Şekil 3.46(a) güç aktarım modunda ve şekil 3.46(b) geri dönüşüm modunda simülasyon sonuçlarını göstermektedir. Kontrol 0.1sn noktasında başlar. İki NPP değeride emir değere ayarlanmıştır. Şekil 3.44(a)'daki faz akımı FFT analiz sonuçları şekil 3.46'da görülmektedir.



Şekil 3.45 Dengesiz DC yük durumunda simülasyon sonuçları



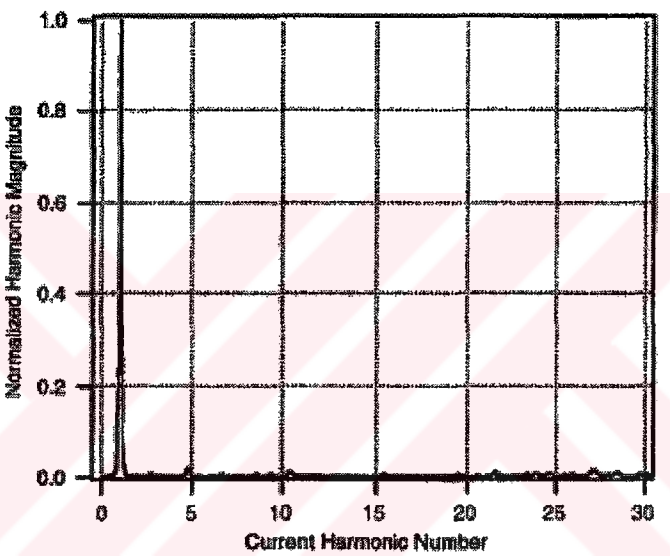
(a) (b)

Şekil 3.46 NPP kontrolü simülasyon sonuçları (a) Güç aktarım modu
(b) Geri dönüşüm modu

3.4.1.5 Uygulama

3.4.1.5.1 Deneysel Ayar

Şekil 3.48 uygulama devresini göstermektedir. Beş seviyeli konverter prototipi 50A 600V IGBT'yi ana anahtarlama elemanı olarak kullanmaktadır ve bir pc konverteri kontrol etmektedir. Giriş faz gerilimleri, giriş faz akımları ve çıkış dc gerilimler 0.1ms aralıklarla akım ve gerilim modülleri ile algılanmaktadır. Algılanan bilgiler 12bit A/D konverter ile pc'ye gönderilmektedir. Anahtarlama durumları pc ile belirlenmekte ve dijital kontrol devresi ile dışarı verilmektedir. AC kısım endüktansları 5.0mH ve dc taraf kondansatörleri 4700uF değerindedir (Ishida,2000).



Şekil 3.47 Faz akımı FFT analizi simülasyon sonuçları (güç aktarım modunda)

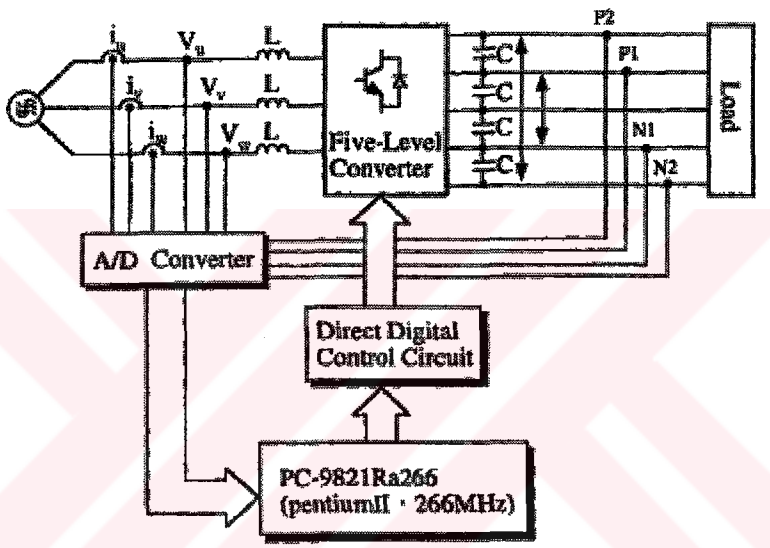
3.4.1.5.2 Deneysel Sonuçlar

Takip eden deneysel sonuçlar Ih=0.5A ve +E ve –E seviyesi gerilimlerinin NPP değerinin referans gerilim olarak alındığı +2E ve -2E seviyesi gerilimlerinin %47-%53 olarak belirlendiği şartlar altında elde edilmiştir.

Şekil 3.49-3.51 güç aktarım modunda deneysel sonuçları göstermektedir. DC gerilim emri 120V ve ac kaynak faz-faz gerilimi 35V. Yük olarak iki direnç +2E ve -2E arasında ve –E ile +E arasına bağlanmıştır. Önceki 50Ω ve sonraki 25Ω değerindedir. Üç fazlı giriş akımları dalga şekilleri şekil 3.49'de görülmektedir. Şekil göstermektedir ki bu yöntem herbir faz akımını birim güç faktörü ile sinüsoidale yaklaştırmaktadır. Şekil 3.50 beş seviyeli konverterin çıkış dc gerilimlerini göstermektedir. Faz akımının FFT analizi şekil 3.51'de

görülmektedir. Şekil 3.52 ve şekil 3.53 geri dönüşüm modunda deneysel sonuçları göstermektedir. Dc gerilim emri 50V ve faz-faz gerilmi 15V. İki dc akım kaynağı direnç yerine dc tarafa bağlanmıştır. Her iki akım kaynağı 1a değerine ayarlanmıştır. Şekil 3.52 gösteriyor ki faz akımları birim güç faktörüne yakın olarak hemen hemen sinüsoidal bir dalga şekli ile kontrol edilmektedir. Dc çıkış gerilimleride şekil 3.53'de görüldüğü gibi geri dönüşüm modunda iyi bir şekilde korunabilmektedir.

Bu deneyler düşük gerilim ve güç seviyelerinde yapılmıştır. Bunun nedeni laboratuvar ortamında yeterli büyüklükte dc yükün olmamasıdır. Ancak sonuçlar bu yöntemin yüksek gerilim referans değerlerinde de kullanılabileceğini göstermektedir.

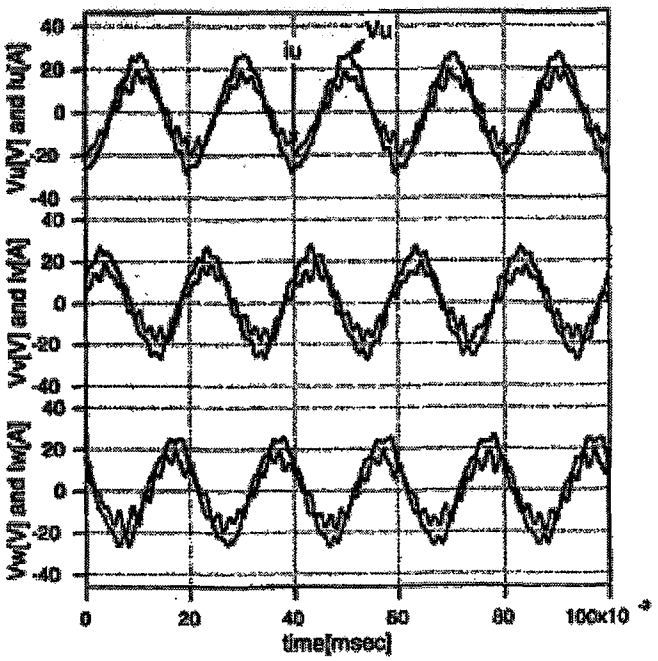


Şekil 3.48 Uygulama devresi

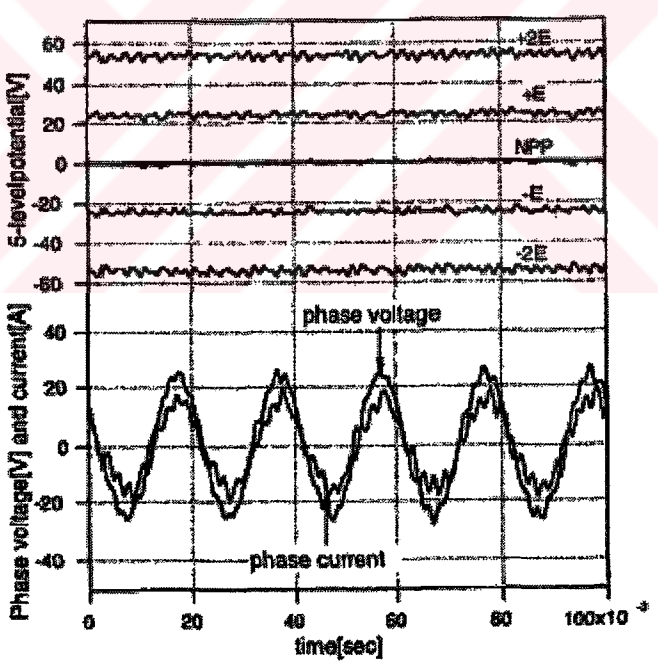
3.4.1.6 Sonuç

MHC kullanılan PWM kontrol stratejisi üç fazlı beş seviyeli konverter için incelenmiştir. Önerilen yöntem dc çıkış gerilimlerini kontrol eder, sinüsoidale yakın giriş akımı üretir, birim güç faktörünü elde eder ve elektrik gücünü geri dönüşüm ile güç sistemine geri verir. Simülasyon sonuçları PSIM ile yapılmıştır ve bu sonuçlar ile deneysel sonuçlar önerilen kontrol metodunun geçerliliğini göstermektedir.

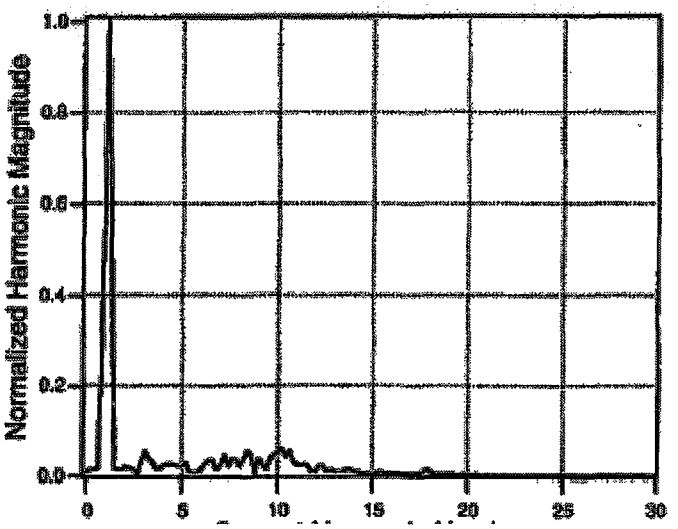
Bu konverter beş seviyeli inverter için uygun bir dc güç kaynağı olacaktır. Beş seviyeli doğrultucu-inverter sistem büyük ac motor sürücüler için uygun duruma gelecektir.



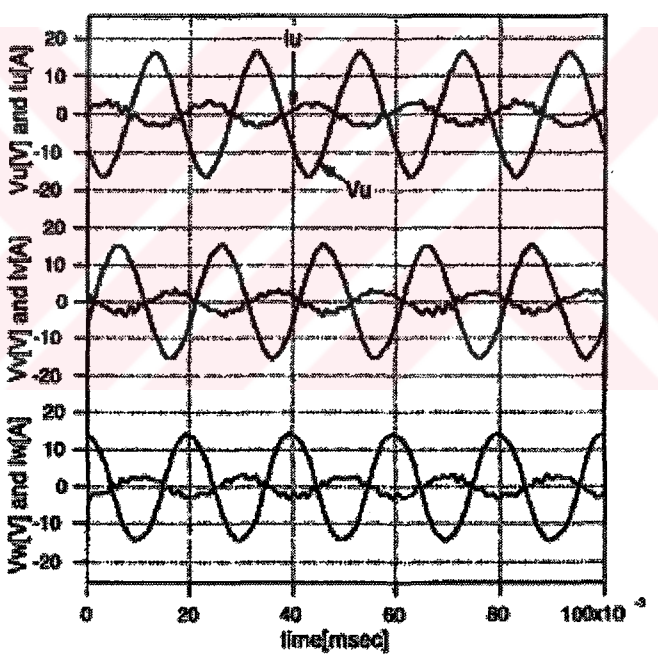
Şekil 3.49 Üç fazlı giriş akımları ve gerilimleri deneysel sonuçları (güç aktarım modu)



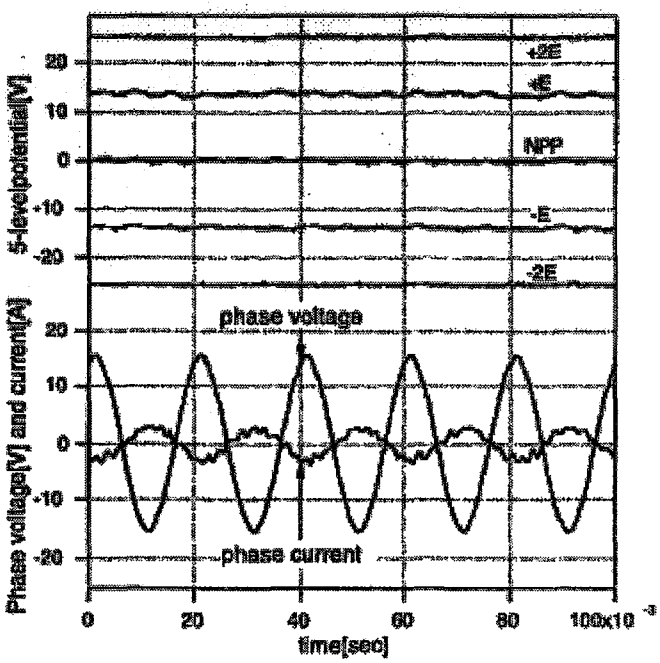
Şekil 3.50 Beş seviye potansiyelleri, giriş faz akımı ve faz gerilimi deneysel sonuçları (güç aktarım modu)



Şekil 3.51 Faz akımı FFT analizi deneysel sonuçları (güç aktarım modu)



Şekil 3.52 Üç fazlı giriş akımları ve faz gerilimleri deneysel sonuçları (geri dönüşüm modu)



Şekil 3.53 Beş seviye potansiyeli, giriş faz akımı ve faz gerilimi (geri dönüşüm modu)

3.5 İki Yönlü Çok Darbeli Konverterler

Genelde tristör kullanılan bu konverterler manyetik elemanlar kullanarak darbe sayısını arttırarak harmonik azaltma işlemi gerçekleştirirler. Tam kontrollü tristör köprü konverterler iki yönlü güç akışı ve ayarlanabilir dc çıkış sağlar. Kullanılan giriş faz sayısı çoğaltıcı transformatörler ve enjeksiyon transformatörler giriş harmonik akımının THD değerini ve dc çıkış gerilimindeki dalgalanmaları düşürler. Bu konverterler yüksek güçlü dc motor sürücülerinde, HVDC iletim sistemlerinde ve bazı güç kaynaklarında kullanılır. Maliyet ve giriş transformatörlerinin ağırlığı düşük ve orta gerilimli uygulamalarda ototransformatör kullanımı ile düşürülebilir.

3.5.1 Yüksek Güçlü Uygulamalar İçin Altı Darbeli Tristör Konvertere Dayanan Darbe Çoğaltma Tekniği

Bu bölümde altı darbeli tristör konverter yapısına dayanan darbe çoğaltma tekniği incelenmektedir. Önerilen teknik ile 12-darbeli, 18darbeli, 24-darbeli çalışma elde edilmiştir. Tüm faz açısı aralığında kontrol stratejisi sağlanmıştır. Deneysel sonuçlar teorik sonuçları desteklemiştir.

3.5.1.1 Giriş

Altı darbeli tristör konverter ac-dc konverterlerde dc sürücüler ve UPS için geniş olarak kullanılmaktadır. İstenilmeyen harmonik etkilerini engellemek için ayarlanmış pasif filtreler konverterin ac tarafında kullanılır. Ancak pasif filtreler kendi harmonik sorunlarını ortaya çıkarırlar. Bu sorunlar sistemin cevap vermesinin yavaşlaması ve bozulması ve bilinmeyen sistem empedanslarından kaynaklanan rezonans problemleridir. Aktif güç filtreleri bu sorunlara çözüm olabilir. Ancak başlangıç maliyetleri sistemin uygulamada kullanılmasını özellikle yüksek güçlü uygulamalarda zorlaştırmaktadır.

Tristör köprülerin çoklu bağlantısı konverter darbe sayısını arttırır ve böylece yüksek mertebeden harmonikleri yükseltmeden düşük mertebeli harmonikleri azaltır. İki köprünün seri ve paralel bağlantısı ile 12-darbeli konverter giriş akımındaki 5. ve 7. harmonikleri elimine eder. Darbe sayısını daha fazla arttırmak için köprülerin çoklu bağlantısı ve ilişkili faz kaydırma transformatörleri gereklidir fakat bu maliyeti ve ebatları arttırır.

Bu bölümde altı darbeli tristör konverter yapısına dayanan yeni darbe arttırmalı bir teknik incelenmiştir. Önerilen teknik ile 12,18,24 darbeli çalışma sağlanmıştır. Önerilen yöntem aşağıdaki avantajları sergiler:

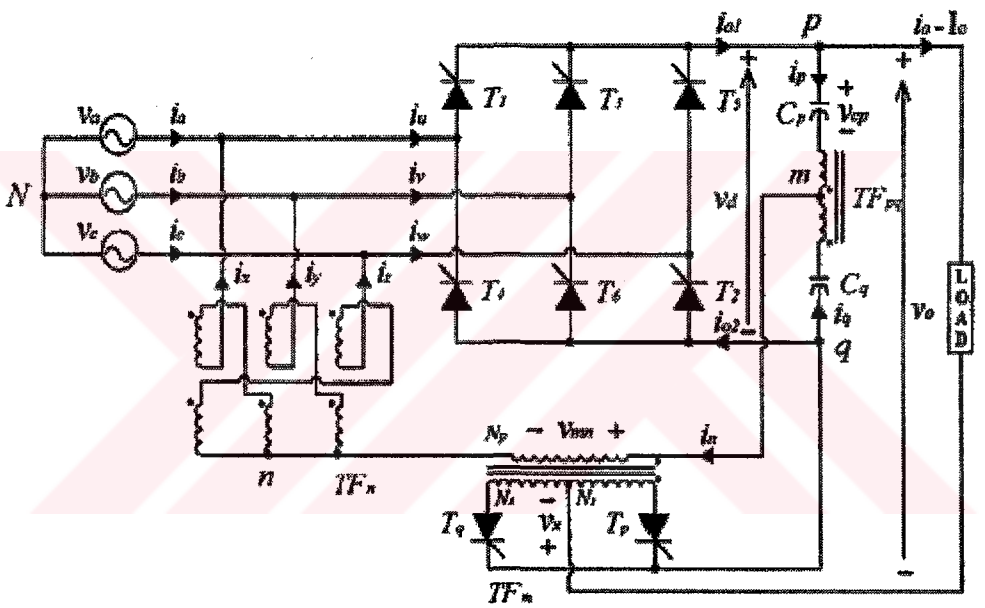
- 12 darbeli konverter gibi akım dengesizliği yoktur.
- Faz kaydırma transformatörleri gerekli değildir. Bunun yerine düşük kVA değerli transformatör kullanılır.
- Giriş akımı harmonikleri gibi çıkış gerilimi dalgalanması da bu teknikle azaltılır.
- Kaynak frekansı değişimi ve yük çalışmayı etkilemez.

3.5.1.2 Önerilen 12-Darbeli Yöntem

Şekil 3.54 önerilen konverter topolojisini göstermektedir. Bu yöntem çok darbeye müsaade eden ek devre yapısı ile altı darbeli tristör konverter yapısına dayanmaktadır. Ek devre yapısı üç parçadan oluşmaktadır: Gerilim bölücü devre, akım enjeksiyon devresi ve zigzag transformatör. Gerilim bölücü devre iki dc blok kondansatörü C_p ve C_q ve düşük kVA değerli transformatör içerir. Zigzag transformatör nötr noktası oluşturur i_n akımını eşit olarak her bir faza dağıtır. TF_m transformatörü zigzag transformatör nötr noktası "n" ve dc bağlantı noktası "m" arasına bağlanır ve iki ek tristör T_p ve T_q kare dalga şeklinde akımı TF_m transformatörü primer tarafına enjekte eder. C_p ve C_q kondansatörleri üzerindeki gerilim dalgalanmalarını ihmal edelim ve TF_m primer tarafındaki gerilim v_{mn} şu şekli alır.

$$v_{mn} = v_{pn} - \frac{1}{2} v_d \tag{3.24}$$

v_{mn} gerilimi dalga şekli 30^0 faz açısında şekil 3.55'de görülmektedir ve frekansı temel frekansın üç katıdır. Şekil 3.56 v_{mn} komütasyon gerilimine göre iki ek tristörün çalışmasını göstermektedir. Doğal komütasyon sağlamak için $T_p(T_q)$ tristörü $\beta_p(\beta_q)$ açısında tetiklenir. Bu anda tristör ileri yönde kutuplandığından iletime geçer ve çıkış akımını iletir. TF_m transformatörü primer sargısından $i_n=\pm(N_s/N_p)I_0$ akımı geçer. İki tristörün tekrar tetiklenmesi ile i_n şekil 3.55'de görüldüğü gibi kare dalga şeklini alır. i_n akımı eşit olarak dc tarafta i_p ve i_q akımlarına ve ac tarafta i_x,i_y ve i_z akımlarına ayrılır.



Şekil 3.54 Önerilen 12 darbeli konverter

$$i_p = i_q = \frac{i_n}{2} \tag{3.25}$$

$$i_x = i_y = i_z = \frac{i_n}{3} \tag{3.26}$$

Buradan çıkış akımları,

$$i_{01} = I_0 + \frac{i_n}{2} \quad i_{02} = I_0 - \frac{i_n}{2} \tag{3.27}$$

Anahtarlama fonksiyonları S_{a+} ve S_{a-} köprü çıkış akımları ile köprü giriş akımları arasındaki ilişkiyi belirtmek için tanımlanmıştır (şekil 3.57). Anahtarlama fonksiyonları "b" ve "c" fazları için şu şekilde tanımlanabilir.

$$\begin{aligned} S_{b+} &= S_{a+}\angle -120^\circ \\ S_{b-} &= S_{a-}\angle -120^\circ \\ S_{c+} &= S_{a+}\angle +120^\circ \\ S_{c-} &= S_{a-}\angle +120^\circ \end{aligned} \tag{3.28}$$

Köprü giriş akımları köprü çıkış akımları ve anahtarlama fonksiyonları cinsinden şöyle tanımlanabilir.

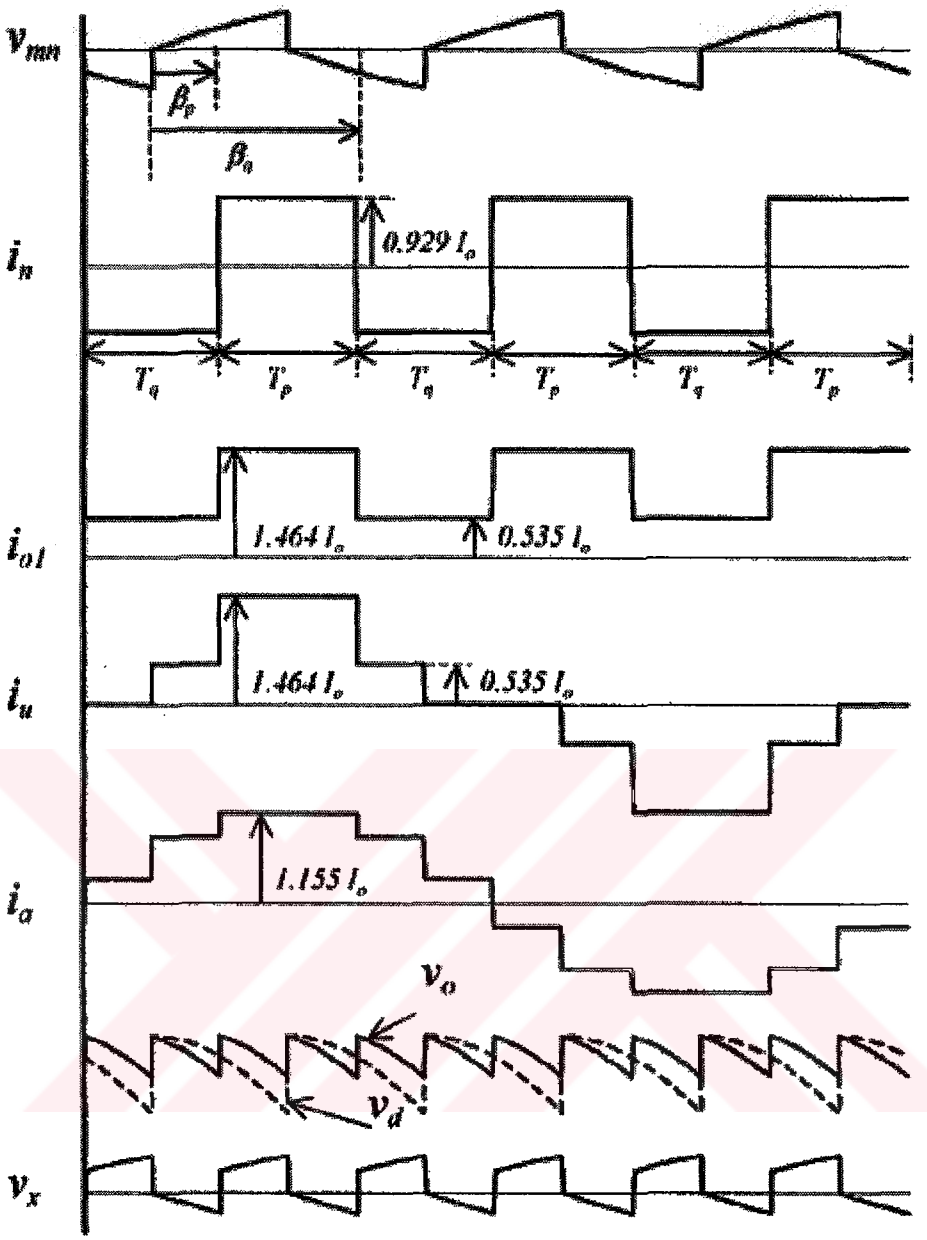
$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{a+} \\ S_{b+} \\ S_{c+} \end{bmatrix} . i_{01} + \begin{bmatrix} S_{a-} \\ S_{b-} \\ S_{c-} \end{bmatrix} . i_{02} \tag{3.29}$$

i_n akımının eşit dağılmasından dolayı ac taraf giriş akımları,

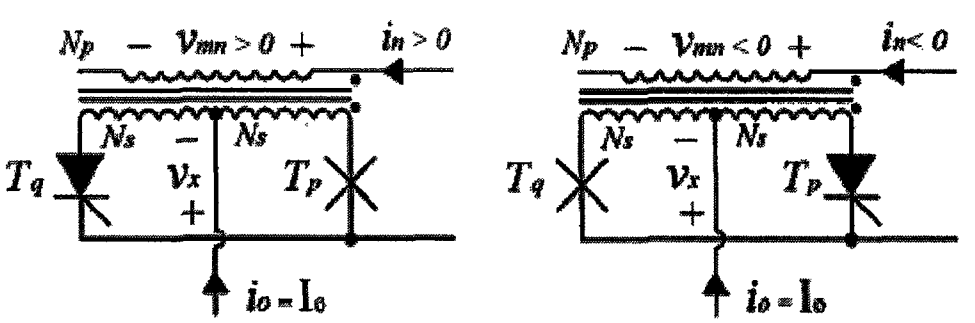
$$\begin{aligned} i_a &= i_u - i_x = i_u - \frac{i_n}{3} \\ i_b &= i_v - i_y = i_v - \frac{i_n}{3} \\ i_c &= i_w - i_z = i_w - \frac{i_n}{3} \end{aligned} \tag{3.30}$$

Son olarak (3.25)-(3.30) eşitliklerinden giriş akımı şu şekilde elde edilir.

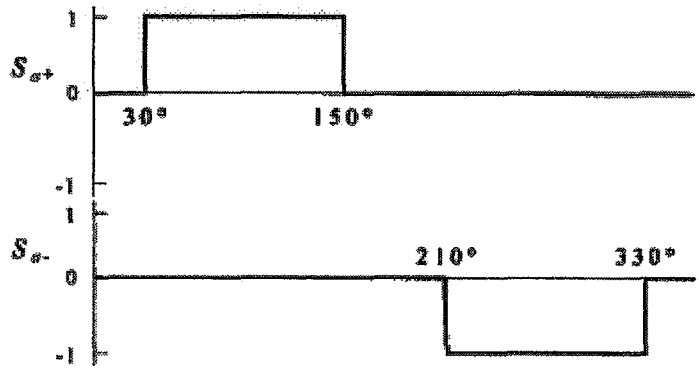
$$\begin{aligned} i_a &= \frac{1}{6} i_n (3S_{a+} - 3S_{a-} - 2) + I_0 (S_{a+} + S_{a-}) \\ i_b &= \frac{1}{6} i_n (3S_{b+} - 3S_{b-} - 2) + I_0 (S_{b+} + S_{b-}) \\ i_c &= \frac{1}{6} i_n (3S_{c+} - 3S_{c-} - 2) + I_0 (S_{c+} + S_{c-}) \end{aligned} \tag{3.31}$$



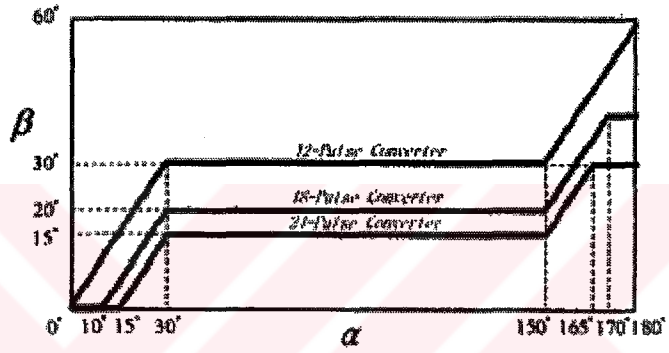
Şekil 3.55 Çeşitli dalga şekilleri (N_s/N_p=0.929, $\alpha=30^0$, $\beta_p=30^0$, $\beta_q=90^0$)



Şekil 3.56 İlave devrenin çalışması

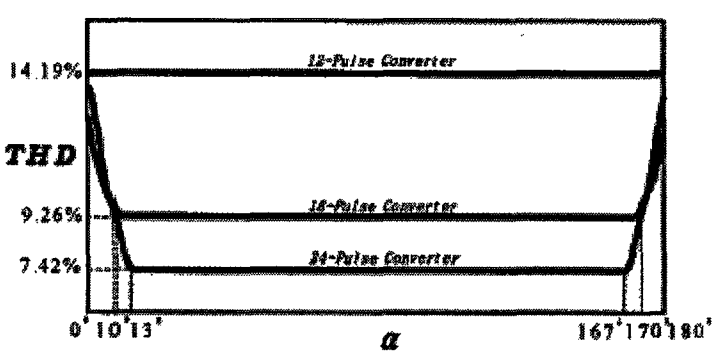


Şekil 3.57 Anahtarlama fonksiyonları S_{a+} ve S_{a-}



Şekil 3.58 Optimum tetikleme açısı β ile faz açısı α

(3.31) eşitliğinden anlaşılabilir ki, giriş akımı dalga şekli i_n akımına, sarım oranına ve tetikleme açılarına (β_p,β_q) bağlıdır. Optimum sarım oranı K=0.929 olarak bulunmuştur. Optimum tetikleme açıları $\beta_p(=\beta)$ ve $\beta_q(=\beta+60^0)$ en düşük giriş akımı THD değeri için faz açısı α ile ilişkili olarak şekil 3.58'de görülmektedir. Optimum tetikleme açısı ile birlike minimum THD 0^0 ile 180^0 arasında bir faz açısında şekil 3.59'da görüldüğü gibi elde edilir. $\alpha=30^0$ faz açısındaki çeşitli akım dalga şekilleri şekil 3.55'de görülmektedir.



Şekil 3.59 Giriş akımı THD değeri

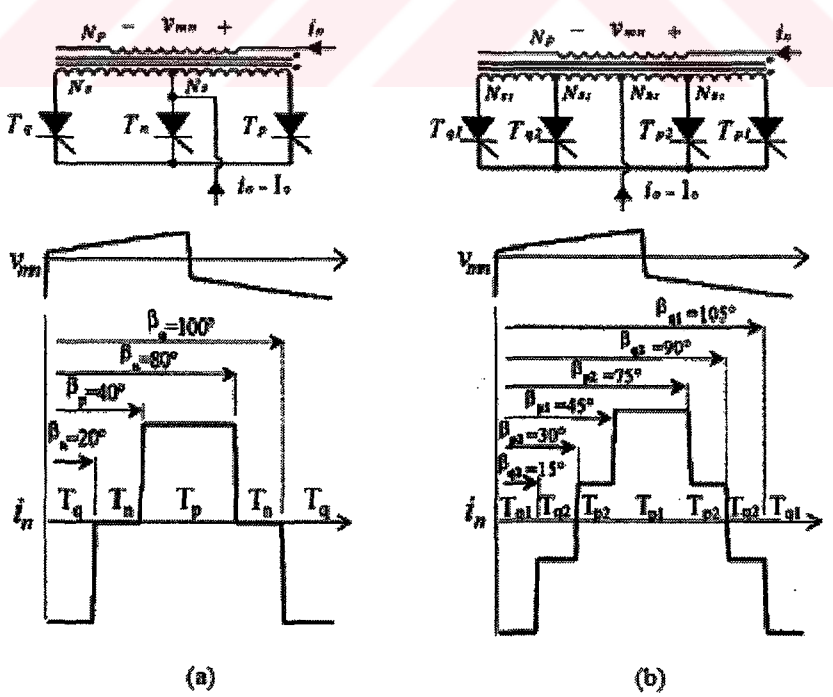
Bu arada köprü çıkış gerilimi v_d klasik altı darbeli konverter çıkış gerilimi ile şekil 3.55'de görüldüğü gibi özdeştir. Diğer taraftan önerilen yöntemde çıkış gerilimi,

$$v_0 = v_d + v_x \tag{3.32}$$

Gerilim v_x T_p'nin iletime girmesiyle $v_x=(N_s/N_p)v_{mn}$ halini alır. Yine T_q'nin iletime girmesiyle v_x gerilimi $v_x=-(N_s/N_p)v_{mn}$ değerini alır. Böylece v_x gerilimi köprü çıkış gerilimine v_d eklenir ve bu da şekil 3.55'de görüldüğü gibi çıkış gerilimi iyileşmesiyle sonuçlanır.

3.5.1.3 Daha Fazla Darbeli Çalışma

Önerilen 12 darbeli yaklaşım daha fazla darbeli yöntemlere (18,24,..darbeli) genişletilebilir. p darbe çalışması için (p/6) ilave tristörler TF_m transformatörünün sekonder sargı kademelerine şekil 3.60'da görüldüğü gibi bağlanır. İlave tristörlerin uygun tetikleme açıları ile i_n akımının dalga şekli 18 darbeli çalışmada 3 seviyeye, 24 darbeli çalışmada 4 seviyeye sahip olur. Bu şekil 3.61'de görüldüğü gibi giriş akımları ve çıkış gerilimlerinin iyileşmesiyle sonuçlanır. Doğal komütasyonu sağlamak için ilave tristörlerin tetikleme sırası soldan sağa doğru olmalıdır ve bu v_{mn} gerilimi pozitif iken gerçekleşmelidir. v_{mn} gerilimi negatif iken ise sağdan sola doğru olmalıdır. Yukarıda elde edilen (3.24)-(3.32) eşitlikleri yüksek darbeli çalışmalar içinde geçerlidir.



Şekil 3.60 İlave devre çalışması (a) 18 darbeli (b) 24 darbeli

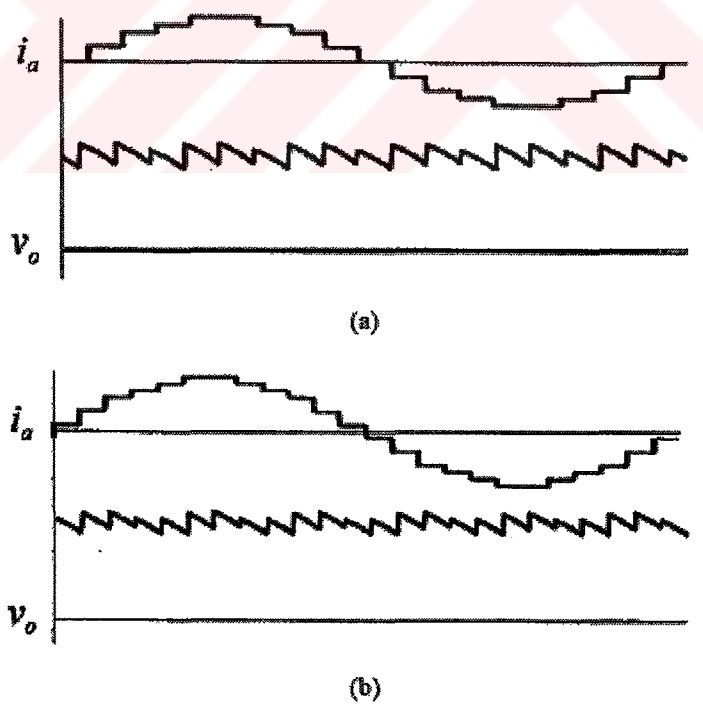
Çizelge 3.4 optimum sarım oranları,tetikleme açıları ve tristörlerin tetikleme sıralarını özetlemektedir. Şekil 3.58 18 darbeli ve 24 darbeli çalışmada minimum giriş akımı THD değeri elde etmek optimum tetikleme açılarını göstermektedir. Önerilen tetikleme stratejisi ile giriş akımı THD değeri şekil 3.59'da görülmektedir. 18darbeli (24 darbeli) çalışmada faz açısı 170^0 (167^0)'den yüksek 10^0 (13^0)'den düşük durumda giriş akımı THD değeri artar çünkü ilave tristörler bu aralıkta ileri yönde kutuplanamaz.

Önerilen darbe arttırma tekniğinde kullanılan transformatör VA aralığı $\alpha=90^0$ açısında hesaplanmıştır ve çizelge 3.5'de verilmiştir.

VA(%) değeri aşağıdaki şekilde hesaplanır.

$$VA(\%) = \frac{\frac{1}{2}\sum V_{rms} I_{rms}}{\sqrt{3} V_{LL} I_a (= InputVA)} x100 \qquad (3.33)$$

Burada I_a giriş akımı efektif değeridir. Toplam VA değeri her bir transformatör VA değerinin toplamıdır.



Şekil 3.61 Giriş akımı ve çıkış gerilimi dalga şekilleri (a) 18 darbeli (b) 24 darbeli

Çizelge 3.4 Kontrol yöntemi ve performans

	12-Pulse converter	18-Pulse converter	24-Pulse converter
TF_m sarım oranı	N_s/N_p=0.929	N_s/N_p=1.233	N_{s1}/N_p=1.383 N_{s2}/N_p=0.475
Optimum tetikleme açıları	① β_p=β ② β_q=β+60°	① β_q=β ② β_p=β+20° ③ β_q=β+60° ④ β_p=β+80°	① β_{q1}=β ② β_{p1}=β+15° ③ β_{p1}=β+30° ④ β_{q1}=β+60° ⑤ β_{q1}=β+75° ⑥ β_{q1}=β+90°
Tetikleme sırası	$T_q \gtrless T_p$ (① ②)	$T_q \gtrless T_q \gtrless T_p$ (① ③ ④ ③)	$T_{q1} \gtrless T_{q1} \gtrless T_{q2} \gtrless T_{p1}$ (① ② ③ ⑥ ⑤ ④)
Giriş akımı THD değeri	14.19%	9.26%	7.42%
Çıkış gerilimi	8.83%	6.43%	5.45%

Faz açısı çalışma aralığının 90^0 altında ve üstünde sınırlandırıldığı uygulamalarda transformatörlerin VA değeri listelenen değerden küçük olabilir. İlave tristör ana tristöre göre daha küçük gerilim değerine sahiptir.

v_{cp} (v_{cq}) gerilimindeki geniş dalgalanma komütasyon gerilimini v_{mn} bozar. Bunun nedeni C_p (C_q) kondansatörlerinin küçük değerli olmasıdır ve sonucunda ilave tristörlerde komütasyon hataları oluşur. Bu nedenle izin verilen gerilim dalgalanma seviyesi hesaba katılarak C_p (C_q) kondansatör değerleri belirlenmelidir. Kondansatör değeri şöyle hesaplanabilir.

$$C_p = C_q = \frac{K_p}{K_v w V_{LL}} \tag{3.34}$$

Burada K_v dalgalanama faktörü ve K_p darbe numarasına göre kondansatör sabitidir.

Çizelge 3.5 Transformatör VA ve bileşen aralığı ($\alpha=90^0$)

			Klasik	Önerilen		
			12 darbeli	12 darbe	18 darbe	24 darbe
Faz kaydırma transformatörü	Pri. Y	V_{ac}/V_{LL}	0.5773	-	-	-
		I_{ac}/I_a	0.8165	-	-	-
	Sec. Y	V_{ac}/V_{LL}	0.5773	-	-	-
		I_{ac}/I_a	0.4082	-	-	-
	Sec. Δ	V_{ac}/V_{LL}	1.0000	-	-	-
		I_{ac}/I_a	0.2357	-	-	-
	VA(%)		100.00	-	-	-
Transformer TF_c	V_{ac}/V_{LL}		-	0.3333	0.3333	0.3333
	I_{ac}/I_a		-	0.3096	0.3355	0.3427
	VA(%)		-	21.11	22.75	23.22
Transformer TF_{aux} or IPT	V_{ac}/V_{LL}		0.6861	0.2078	0.2078	0.2078
	I_{ac}/I_a		0.5000	0.4645	0.5019	0.5165
	VA(%)		24.25	6.60	7.19	7.28
Transformer TF_m	V_{ac}/V_{LL}		-	0.3899	0.3899	0.3899
	I_{ac}/I_a		-	0.9290	1.0070	1.0339
	VA(%)		-	24.77	26.70	27.35
Total VA (%)			124.25	52.48	56.54	57.85
Ana tristor	V_{pm}/V_{LL}		1.4142	1.4142	1.4142	1.4142
	I_{pm}/I_a		0.5000	1.4645	1.6164	1.6915
	I_{rm}/I_a		0.2886	0.6384	0.6464	0.6499
İlave tristor	V_{pm}/V_{LL}		-	0.2977	0.3892	0.4285
	I_{pm}/I_a		-	1.0000	1.0000	1.0000
	I_{rm}/I_a		-	0.7071	0.5773	0.5000
kondansatör	I_{rm}/I_a		-	0.4645	0.5019	0.5165
	Constant K_p		-	0.3600	0.3184	0.3602

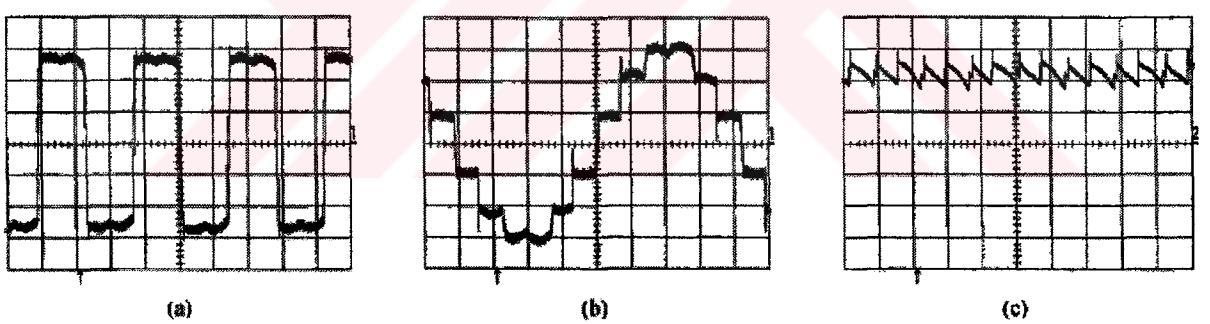
3.5.1.4 Deneysel Sonuçlar

Choi (2002), 220V 3kVA laboratuvar prototipinden elde edilmiş deneysel sonuçlar 12 darbeli, 18 darbeli, 24 darbeli yöntemde $\alpha=30^0$ anındaki deneysel dalga şekilleri şekil 3.62-3.64'de görülmektedir. i_n akımı 12,18,24 darbeli çalışmada sırasıyla iki seviyeli (şekil3.62a), üç seviyeli (şekil 3.63a) ve dört seviyelidir (şekil3.64a). Giriş akım dalga şekilleri ve çıkış gerilimi dalga şekilleri teorik dalga şekilleri ile yakındır.

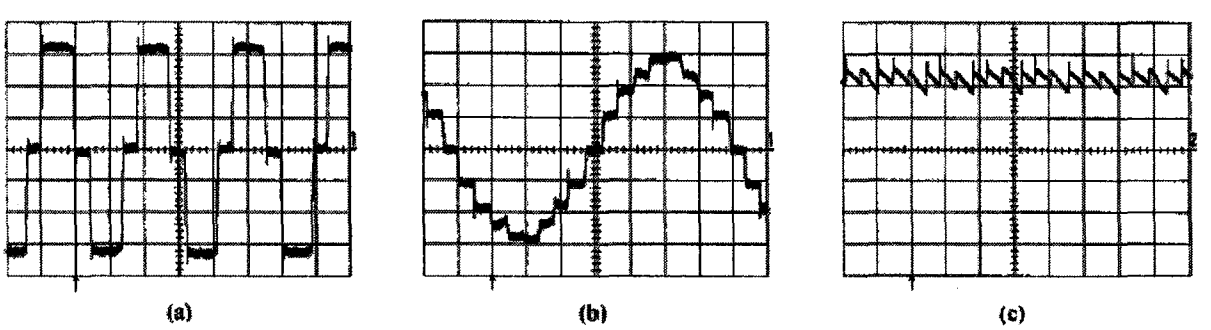
3.5.1.5 Sonuç

Bu bölümde altı darbeli tristör konverter yapısına dayanan darbe çoğaltma tekniği incelenmiştir. Önerilen yöntem faz kaydırma transformatörüne gerek duymaz. Bunu yerine giriş gücünün %50'si civarında transformatörler kullanılır. Bu yöntemde ayrıca paralel bağlantılı köprülere dayalı çok darbeli yöntemin aksine dengesiz akım problemi ortaya çıkmaz.

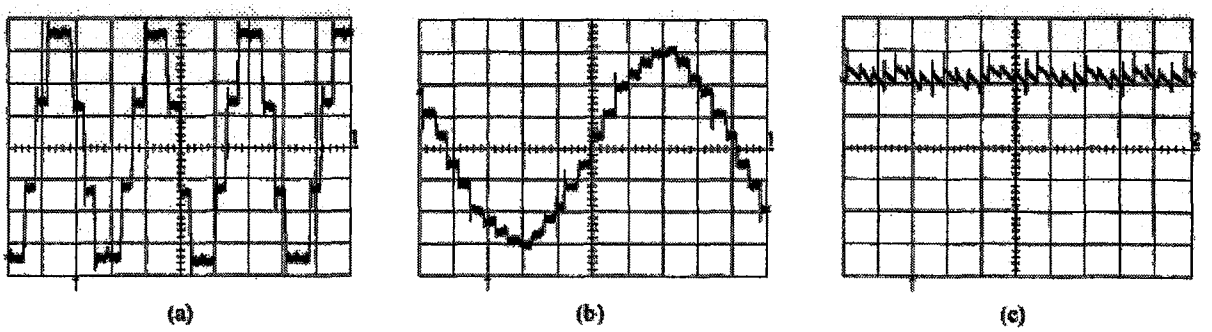
Minimum giriş akımı THD değeri için optimum tetikleme açıları 0^0 ile 180^0 arasında sağlanır. Daha fazla darbe (30,36,...) bu yöntemle mümkündür. Deneysel sonuçlar önerilen bu yöntemi doğrulamaktadır.



Şekil 3.62 Deneysel dalga şekilleri (12 darbeli) (a) i_n (b) Giriş akımı i_a (c) Çıkış gerilimi v_0



Şekil 3.63 Deneysel dalga şekilleri (18 darbeli) (a) i_n (b) Giriş akımı i_a (c) Çıkış gerilimi v_0



Şekil 3.64 Deneysel sonuçlar (24 darbeli) (a) i_n (b) Giriş akımı i_a (c) Çıkış gerilimi v_0

4 SONUÇLAR

Üç fazlı güç faktörü düzeltme özelliği bulunan ac-dc konverterler girişten sinüsoidale yakın akım çektikleri gibi aynı zamanda akım ve gerilim arasında faz farkını olabildiğince düşürmüşlerdir. Düşük THD değeri ve yüksek kayma faktörü ile yüksek güç faktörü elde etmişlerdir. Bu işlemlerin yanında ayrıca çıkış gerilimi regülasyonuda gerçekleştirilmiştir. Bu incelen konverterler özelliklerine göre ve hedeflenen amaçlara yönelik olarak tercih edilebilirler. Bu özellikler şu şekilde sıralanabilir:

- Girişteki istenilen güç kalite seviyesi
- Dc çıkış gerilim tipi
- Güç akış yönü (tek ve iki yönlü)
- Çalışma bölgesi (bir,iki yada dört bölgeli)
- Çıkış gerilim seviyesi ihtiyacı (boost,buck,buck-boost)
- Çıkıştaki güç kalite seviyesi
- Dc yük cinsi (lineer,non-lineer)
- Maliyet, ebat ve ağırlık
- Verim
- Gürültü seviyesi (EMI,RFI)
- Güç değeri
- Güvenilirlik

İncelenen üç fazlı tek yönlü boost konverter klasik üç adet tek fazlı ac-dc konverter ile kıyaslandığında devrenin avantajları ortaya çıkmaktadır. Klasik yöntemde kaynak gerilimlerinin polaritelerine ve anahtarlama elemanlarının durumlarına göre konverterler arasında girişimler meydana gelebilir. Bu girişimleri engellemek amacıyla devreye diyotlar eklenebilir ancak kesin bir sonuç elde edilemez. Bir konverter akımının diğer konverter üzerinden devresini tamamlamasını engellemek için kesin yöntem şebeke ile konverterlerin transformatörler ile izole edilmesidir. Bu yöntem etkili bir çözümdür ancak şebeke frekanslı transformatörün boyutları ve maliyeti bunu mümkün kılmaz. Dolayısıyla bu girişim sorunu ve maliyet sorunu tek anahtarlı boost konverter ile giderilebilir. Devre topolojisinde kullanılan eleman sayısından ve kontrol sisteminin basitleşmesiyle kontrol elemanlarından da tasarruf edilir. Kontrol edilen anahtar sayısı klasik yöntemde üç iken bu yöntemde sadece birdir. Maliyet ve karmaşıklık ortadan kalkar. Ayrıca bu artılarının yanında konverter ile yapılan deneysel sonuçlar girişten çekilen akımların sinüsoidal olduğunu, faz gerilimleri ile aynı fazda olduğunu göstermektedir. Dolayısıyla konverterimiz arzu edilen birim güç faktöründe çalışma

özelliğine sahiptir. Ancak önerilen yöntem klasik yönteme göre daha fazla anahtarlama stresi sorunu yaşar.

Giriş gerilimine nazaran daha düşük bir dc çıkış geriliminin arzu edildiği sistemlerde kullanılan buck konverterlerden olan incelediğimiz iki anahtarlı buck konverter istenilen sonuca ulaşmıştır. Ayrık dc çıkış tipte daha yüksek bir çıkış geriliminin elde edilebilmesine rağmen bu konverterin büyük ve maliyetli dc endüktansın gerekli olduğu konverterlerde kullanımı oldukça uygundur. Dolayısıyla maliyet düşer ve güç devresi basit bir hal alır. Klasik pwm köprü topolojisinde kullanılan altı adet anahtarlama elemanı ve diyotla karşılaştırıldığında azalan eleman sayısı yine maliyette ve kayıplarda azalma sağlar. Böylece verimde artar. Gerçekleştirilen darbe boşluk modülasyonu da dc endüktans akımındaki dalgalanmalardan kaynaklanan modülasyon hatalarını ortadan kaldırır. Böylece endüktans değeri daha düşük değerde de seçilebilir. Yine bu boyut ve maliyet azaltır. Bu özelliklerinin yanında konverter temel amacı olan yüksek güç faktörü özelliğine de sahiptir. Deneysel sonuçlar sinüsoidal giriş akımlarını ve faz gerilimleri ile aynı fazda olduklarını göstermektedir. %2,37 THD ve %99 güç faktörü değerleri de bunu göstermektedir.

İncelemesinin yapıldığı buck-boost koınverter buck ve boost konverter çalışmanın her ikisini de yapabilmektedir. Bu konverter iki teknik kullanmaktadır. Bunlardan bir tanesi darbe boşluk modülasyonudur. Bu modülasyon dc endüktans akımındaki dalgalanmalardan kaynaklanan modülasyon hatalarını ortadan kaldırmaktadır. Modülasyonun bu özelliği ile endüktans değeri azaltılabilmektedir. Yine ayrıca konverterde aynı koldaki anahtarlama elemanlarının uygun bir şekilde beraber iletime sokulmasıyla dc çıkış gerilimi dalgalanması azaltılabilmektedir ve dolayısıyla da dc kondansatör değerinde de küçülme gerçekleşir. Kullanılan kontrol elemanlarının ve kontrolör işleminin basitliği yukarıdaki özellikler ile konvertere ekonomik avantaj sağlar. Konverterin sürekli ve süreksiz akım çalışmada elde edilen deneysel sonuçlar göstermektedir ki bu iki çalışmanın sonuçları aynıdır. Bu sonuçlar bize %97 ve %99 gibi yüksek güç faktörünü göstermektedir. Sonuçta konverterimiz temel amacı olan yüksek güç faktörlü çalışma yanında basit kontrol yapısı ve maliyet düşürücü özelliklerde barındırmaktadır.

Yüksek gerilimin gerekli olduğu yerlerde kullanılan incelediğimiz üç seviyeli konverter boost tipi bir çalışma sağlamaktadır. Çok seviyeli konverterlerde ortak bir sorun olan seri bağlı dc kondansatörler arasındaki gerilim dengesi bu konverterde ele alınmıştır. Giriş akımları kontrolü yanısıra dc bara nötr nokta gerilimi kontrolüde yapılmıştır. Yine bu konverterde dc bara nötr noktası bulunmasından dolayı herbir elemandaki maksimum gerilim stresi $V_{dc}/2$

değerindedir. Dolayısıyla klasik pwm doğrultucuya kıyasla aynı anahtarlama elemanı ile dc bara gerilimini ikiye katlamak mümkün olmaktadır. Böylece aynı zamanda ekonomik olarakta fayda sağlanmaktadır. Bu konverterde dc baralara eklenen ek diyotlar yardımı ile devrenin güvenilirliği artmaktadır. Konverterde deneysel olarak elde edilen sonuçlarda görülmüştür ki histeresiz akım kontrolü önerilen akım kontrol yöntemine göre daha düzgün giriş akımları oluşturmuştur. Ancak önerilen önerilen kontrol yönteminde nötr akımı başarılı bir şekilde dengelenmiştir. Histeresiz kontrole göre biraz daha dalgalı olmasına rağmen tatmin edici olması dolayısıyla nötr akım dengelemesi özelliği ile birlikte önerilen kontrol konverterin başarılı bir şekilde çalışmasını sağlamaktadır. Çok seviyeli konverterlerin ortak sorunu olan dc kondansatör gerilim dengesini sağlamanın yanında şebekeden sinüsoidale ve birim güç faktörüne yakın akım çekmektedir.

Yine yüksek gerilim ve yüksek güç gerektiren yüklü uygulamalarda kullanılmak üzere 24 darbeli diyot doğrultucu sistem ele alınmıştır. Bu sistem seri bağlı 12 darbeli sisteme yardımcı bir devrenin eklenmesi ile oluşturulmuştur. Sistem 5,7,9,11,13,17 ve 19. harmonikleri elimine etmektedir. Bu işlemi gerçekleştirirken giriş akımı 24 darbeli olarak şebekeden çekilmektedir. Sistem klasik 12 darbeli yönteme göre deneysel sonuçlarda görüldüğü gibi daha düzgün bir giriş akımı çekmektedir. Sistem bunu gerçekleştirirken aktif anahtarlama elemanı kullanmaz. Aktif anahtarlama elemanının kullanılamaması uygulama için kolaylık sağlar. Sisteme eklenen T_m transformatörünün k sarım oranının uygun bir değerde seçilmesiyle giriş akımının THD değeri %6.62 değerine kadar düşürülmektedir. Ayrıca sistemde kullanılan ek transformatörlerin toplam güç değeri çıkış gücünün küçük bir kısmını ($0.025P_0$) oluşturmaktadır.

İki yönlü güç akışının gerekli olduğu boost uygulamalarda kullanılmak amacıyla oluşturulan azaltılmış anahtar sayılı ayrık çıkış kondansatörlü bir iki yönlü boost konverter incelendi. Bu konverter klasik tristör konvertere kıyasla birim güç faktörü, sinüsoidal giriş akımı dalga şekli ve çift yönlü güç akışı özelliklerine sahiptir. Yine klasik iki yönlü topoloji ile kıyaslandığında anahtarlama elemanı ve bu elemanlara bağlı diyotlarda miktar olarak azalma sağlamaktadır. Dolayısıyla ekonomik bir topoloji sunmaktadır. Sistemin kontrolünde giriş akımlarının kontrolü yanısıra çıkıştaki ayrık kondansatörlerinde gerilim dengesi elde edebilmek için gerilim kontrolü gerçekleştirilir.

İki yönlü ac-dc buck konverter olarak basitleştirilmiş ve birleştirilmiş ters-paralel bağlı buck konverter incelendi. Bu konverter birbirine paralel ve ters bağlı iki anahtarlı doğrultucu ve inverteri birleştirmektedir. Bu yapıda doğrultucu elemanları yarı yarıya azaltılmaktadır.

Böylece eleman sayısından tasarruf edilir ve kontrolde basitleştirilir. Sistem dört bölgeli çalışmayı sağlarken akım ve gerilimleri aynı fazda tutmayı başarmıştır.

İki yönlü güç akışı olan pwm buck-boost konverter buck ve boost çalışma, yaklaşık sinüsoidal ac akım ile birim değere yakın güç faktörü ve iki yönlü güç akışı özelliklerine sahiptir. Konverter cuk-cuk konverterin anahtarlama elemanlarına ters paralel bağlı diyot ve diyota ters paralel bağlı anahtarlama elemanı ile oluşturulmuştur. Sistemin çalışmasında hafif yüklerde çekilen akımın dalga şekli bir miktar bozulmaktadır. Elde edilen simülasyon ve deneysel sonuçlarda yük yarı yarıya azaldığında akımdaki dalgalanma miktarı artmaktadır.

Üç seviyeli konverterler özellikle çekme motor sürücülerde ve çelik sarma mili sürücülerinde kullanılır. Beş seviyeli konverterler ise dc gerilim dengesizliği nedeniyle pratikte kullanım alanı pek bulmaz. İncelediğimiz konverter bu sorunu ele almaktadır. Sistem iki yönlü güç akışı, sinüsoidale yakın giriş akımı, birim güç faktörü sağlar ve dc bağlantı kondansatörlerinde gerilim dengesizliği problemini çözer. Sistemde çıkış kondansatörleri gerilimleri eşit olduğu taktirde her bir anahtarlama elemanı gerilim stresi dc gerilimin çeyreği kadardır. Sistem yüksek gerilim ve güçlü uygulamalarda uygundur.

Çok darbeli konverter kategorisinde altı darbeli tristör konverter yapısına dayanan darbe sayısı arttırmalı bir teknik incelenmiştir. Bu teknik ile 12,18,24 darbeli çalışma sağlanmaktadır. Bu yöntemde 12 darbeli konverter gibi akım dengesizliği problemi yoktur. Faz kaydırma transformatörü kullanılmamıştır. Bu özellik maliyet ve ebatlarda düşüş sağlar. Bu faz kaydırma transformatörü yerine düşük kVA değerli transformatör kullanılır. Giriş akımları harmonikleri ile çıkış gerilimi dalgalanmasıda bu teknikte azaltılır. Kaynak frekansındaki değişme ve yük çalışmayı etkilemez.

KAYNAKLAR

Choi, S., Oh J., Kim K. And Cho J., "A New 24-Pulse Diode Rectifier for High Voltage and High Power Applications" , IEEE PESC'99:169-174

Green, T.C., Taha M.H.,Rahim N.A. and Williams B. W.,(1997), "Three Phase Step-Down Reversible AC-DC Power Converter" , IEEE Transactions on Power Electronics,Vol 12,No 2:319-324

Hatoyama, S.,(1996), "A New Simple Topology for Three-Phase Buck-Mode PFC Rectifier" ,IEEE APEC'96:531-537

Iimori, K., Shinohra K., Tarumi O., Fu Z. and Muroya,(1997) "New Current-Controlled PWM Rectifier-Voltage Source Inverter without DC Link Components" ,IEEE PCC Nagaoka,:783-786.

Ishida, T., Matsuse K., Sugita K., Huang L. and Sasagawa K.,(2000) "DC Voltage Control Strategy for a Five-Level Converter" ,IEEE Transactions Power Electronics,Vol 15:508-515

Kikuchi, J. And Lipo T.A.,(2001), "Three Phase PWM Boost-Buck Rectifiers with Power Regenerating Capability" ,IEEE Transactions on Power Electronics

Kim, G.T and Lipo A.,(1996), "VSI-PWM Rectifier/Inverter System with a Reduced Switch Count" ,IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 32,No 6:1331-1337

Lee, B.S., Enjeti P.N. and Pitel I.J.(1996), "A New 24-Pulse Diode Rectifier System for AC Motor Drives Provides Clean Power Utility Interface with Low kVA Components" ,IEEE-IAS,:1024-1031

Nishida, Y.,Maeda A. Ve Tomita H.,(1995), "A New Instantaneous-Current Controller for Three-Phase Buck-Boost and Buck Converters with PFC Operation" ,IEEE APEC'95,:875-883

Paice, D.A.,(1996), Power Electronic Converter Harmonics-Multi-Pulse Methods for Clean Power,New York

Pomilio, J.A. and Spiazzi G.,(1996) "High-Precision Current Source Using Low-Loss,Single Switch, Three-Phase AC/DC Converter" ,IEEE Transactions on Power Electronics,Vol 11, No 4:561-566

Prasad, A.R, Ziogas P. D. ve Manias S.,(1991), "An Active Power Factor Correction Technique for Three-Phase Diode Rectifiers" ,IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 6 No 1:83-92

Seixas, F.J.M.D and Barbi I.,(2001), "A New Three-Phase Low THD Power Supply with High-Frequency Isolation and 60V/200A Regulated DC Output" ,IEEE PESC'01:1629-1634

Singh, B., Singh B.N., Chandra A., Al-Haddad K., Pandey A. And Kothari D.P.,(2004) "A Review of Three-Phase Improved Power Quality AC-DC Converters" ,IEEE Transactions Industrial Electronics,Vol 51,No 3:641-660

Zhao, Y.,Li Y. ve Lipo T.A.,(1995), "Force Commuted Three Level Boost Type Rectifier" ,IEEE Transactions on Industry Applications Vol 31,No.1:155-161

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi	09.03.1981	
Doğum yeri	Balıkesir	
Lise	1994-1997	Büyükçekmece Lisesi
Lisans	1998-2003	Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fak. Elektrik Müh.
Yüksek Lisans	2003-2005	Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Müh. Kontrol Otomasyon Anabilim Dalı