

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ŞEBEKE UYUMLU AC - DC GÜÇ KAYNAĞI
GELİŞTİRİLMESİ

106339

Elektrik Müh. Hasan YOL

F.B.E. Elektrik Anabilim Dalı Güç Elektroniği Bölümünde
Hazırlanan

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı: Prof. Remzi GÜLGÜN

Prof. Remzi Gülgün
R. Gülgün

Y.Doc.Dr. Gülderen YILDIRMAZ

Gülderen Yıldırım

Prof. Şefik Sarıkaya
Şefik Sarıkaya

İSTANBUL, 2001

106339
T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANTASYON MERKEZİ

| İÇİNDEKİLER | Sayfa |
|---|--------------|
| SİMGE LİSTESİ..... | iv |
| KISALTMA LİSTESİ..... | v |
| ŞEKİL LİSTESİ..... | vi |
| ÇİZELGE LİSTESİ..... | viii |
| ÖNSÖZ..... | ix |
| ÖZET..... | x |
| ABSTRACT..... | xi |
| | |
| 1. KLASİK AC-DC GÜÇ KAYNAKLARI..... | 1 |
| 1.1 Üç Fazlı Tek Yollu Bağlantı..... | 1 |
| 1.2 Üç Fazlı Köprü Montajı..... | 6 |
| 1.3 Üç Fazlı Yarım Kontrollü Montaj..... | 9 |
| 2. ŞEBEKE UYUMLU AC-DC GÜÇ KAYNAĞI..... | 15 |
| 2.1 Giriş..... | 15 |
| 2.2 Harmonik Akımların Oluşumu..... | 16 |
| 2.3 Geliştirilmiş Tek Fazlı Şebeke Arayüzü..... | 17 |
| 2.4 Giriş Hat Akımının Aktif Şekillendirilmesi..... | 18 |
| 2.5 İki Yönlü Güç Akışı İçin Arayüz Devresi..... | 20 |
| 3. GELİŞTİRİLMİŞ YÜKSEK PERFORMANSLI ÜÇ FAZLI AC-DC GÜÇ KAYNAKLARI..... | 24 |
| 3.1 Giriş..... | 24 |
| 3.2 Basit Üç Fazlı PFC Devreleri..... | 26 |
| 3.3.1 Üç adet tek fazlı PFC konverterinden oluşan üç fazlı doğrultucular..... | 26 |
| 3.3.2 Üç fazlı tek anahtarlı DCM doğrultucular..... | 27 |
| 3.3 CCM Boost Doğrultucuları..... | 29 |
| 3.4 Üç Fazlı Buck Doğrultucuları..... | 31 |
| 3.5 Kontrol ve Sistem Donanımı..... | 32 |
| 3.5.1 Kontrol Planlaması..... | 32 |
| 3.5.2 Filtre Planlaması ve Sistem Etkileşimi..... | 34 |
| 3.6 Mülahazalar..... | 34 |
| 3.7 Beklenen Gelişmeler..... | 35 |
| 4. BİRİM GÜÇ FACTÖRLÜ VE SİNÜSOİDAL GİRİŞ AKIMLI TEK ANAHTARLI ÜÇ FAZLI DOĞRULTUCUNUN ANALİZİ VE DİZAYNI..... | 37 |
| 4.1 Giriş..... | 37 |
| 4.2 Teklif Edilen Montajın Tanımı..... | 38 |
| 4.3 Basitleştirilmiş Modelle Analiz ve Planlama..... | 40 |

| | | |
|---------|--|-----------|
| 4.4 | Simülasyon ve Deneysel Sonuçlar..... | 45 |
| 4.5 | Sonuçlar..... | 46 |
| 5. | SERİ BAĞLANMIŞ İKİ BOOST DÖNÜŞTÜRÜCÜ KULLANILARAK ÜÇ FAZLI DİYOTLU BİR DOĞRULTUCUNUN DÜŞÜK GİRİŞ AKIMI DİSTORSİYONU İLE ÇALIŞTIRILMASI..... | 48 |
| 5.1 | Giriş..... | 48 |
| 5.2 | Doğrultucuların Çalışması..... | 50 |
| 5.2.1 | Hat gerilimi seçme fonksiyonu..... | 51 |
| 5.2.2 | Akım şekillendirme fonksiyonu..... | 51 |
| 5.2.3 | Doğrultucu anahtarlama durumları..... | 53 |
| 5.2.3.1 | Dc bobinli doğrultucular..... | 54 |
| 5.2.3.2 | Ac bobinli doğrultucular..... | 55 |
| 5.2.3.3 | Dc bara çıkış gerilimi çalışma sınırları..... | 55 |
| 5.3 | Dc bobin kullanan Doğrultucular..... | 55 |
| 5.4 | Ac Bobin Kullanan Doğrultucular..... | 59 |
| 5.5 | Deneysel Sonuçlar..... | 62 |
| 5.6 | Akım değerleri..... | 63 |
| 5.6.1 | Ayrık dc baralı doğrultucular..... | 65 |
| 5.6.2 | Tek dc baralı doğrultucular..... | 65 |
| 5.6.3 | Ac bobinli doğrultucular..... | 65 |
| 5.7 | Sonuç..... | 68 |
| 6. | YÜKSEK GÜÇ FAKTÖRLÜ YENİ BİR ÜÇ FAZLI AC-DC KONVERTERİN ANALİZ, TASARIM ve DENEMELERİ..... | 70 |
| 6.1 | Giriş..... | 70 |
| 6.2 | Önerilen Devre..... | 71 |
| 6.3 | Çalışma Prensipleri..... | 72 |
| 6.3.1 | Birinci kademe-enerji depolanması..... | 73 |
| 6.3.2 | İkinci kademe-ilk güç transfer kademesi..... | 73 |
| 6.3.3 | Üçüncü Kademe-ikinci güç transfer kademesi..... | 73 |
| 6.3.4 | Dördüncü kademe-sıfır bobin akımları..... | 73 |
| 6.4 | Analiz sonuçları..... | 75 |
| 6.5 | Planlama İşlemi..... | 80 |
| 6.6 | Deneysel Sonuçlar..... | 81 |
| 6.7 | Sonuçlar..... | 83 |
| 7. | ŞEBEKEDEN ÇEKİLEN AKIMI ŞEKİLLENDİRMEK İÇİN ÖNERİLEN AC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜYE İLİŞKİN DENEYSEL ÇALIŞMA..... | 84 |
| 7.1 | Giriş..... | 84 |
| 7.2 | Devrenin Kurulması ve Çalışması..... | 84 |
| 7.3 | Elde Edilen Deney Sonuçları..... | 85 |
| | KAYNAKLAR..... | 88 |
| | ÖZGEÇMİŞ..... | 89 |

SİMGE LİSTESİ

| | |
|--------------------------|---|
| β | Gerilim oranı |
| C_s-C_e | Giriş filtre kapasitörü |
| C_d | Çıkış filtre kapasitörü |
| C_{sa}, C_{sb}, C_{sc} | Giriş hat kapasiteleri |
| D_1, D_2, D_3, \dots | Doğrultucu diyotları |
| D_B | Boost diyodu |
| D_p | Pozitif yönlü diyot |
| D_n | Negatif yönlü diyot |
| F_b | Taban frekansı |
| F_{sn} | Anahtarlama frekansı |
| I_{pk} | Boost bobin akımının tepe değeri |
| I_b | Taban akımı |
| I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} | Giriş hat akımları |
| I_s | Ac giriş hat akımı |
| I_h | Harmonik akım bileşeni |
| I_1 | Temel akım bileşeni |
| I_L | Endüktans akımı |
| L_s | Sistem doğal empedansı |
| L_d | Yük endüktansı |
| L_{sa}, L_{sb}, L_{sc} | Giriş hat endüktansları |
| L_B | Boost endüktansı |
| P | Aktif güç |
| Q | Arayüz devresi anahtarlama elemanı |
| R_y | Yük direnci |
| S_a, S_b, S_c | İki yönlü kontrol anahtarları |
| $(V_{conv})_{LL}$ | Dönüştürücü fazlar arası giriş gerilimi |
| V_s | Şebeke giriş gerilimi |
| V_d | Doğrultucu çıkış gerilimi |
| V_{conv} | Dönüştürücü Giriş gerilimi |
| V_L | Endüktans gerilimi |
| V_a, V_b, V_c | Giriş faz-nötr gerilimleri |
| θ | Akım gerilim arasındaki açı |
| δ | Dönüştürücü ile giriş gerilimi arasındaki açı |
| V_b | Taban gerilimi |
| Z_b | Taban empedansı |
| ω_0 | Dairesel frekans |
| V_{IN} | Anahtarlama frekansında faz giriş gerilimi ani değeri |

KISALTMA LİSTESİ

| | |
|------|---|
| CCM | Continious Conduction Mode (Sürekli iletim modu) |
| DCM | Discontinious Current Mode (Kesintisiz akım modu) |
| EMI | Electromagnetic Interference (Elektromagnetik girişim) |
| IGBT | Insulated Gate Bipolar Transistor |
| LIT | Line Interphase Transformer (Fazlar arası hat transformatörü) |
| PF | Power- Factor (Güç faktörü) |
| PWM | Pulsewidth Modulation (Darbe genişlik modülasyonu) |
| PFC | Power- Factor Correction (Güç faktörü düzeltilme) |
| THD | Toplam Harmonik Distorsiyon |
| UPS | Uninterruptible Power Supply (Kesintisiz güç kaynağı) |
| ZVT | Zero- Voltage Transition (Sıfır gerilim geçişi) |



| | | |
|------------|--|----|
| Şekil 1.1a | Üç fazlı tek yönlü ac-dc konverter şeması | 1 |
| Şekil 1.1b | Üç fazlı tek yönlü bağlantıda diyot kullanılması hali | 1 |
| Şekil 1.1c | Üç fazlı tek yönlü bağlantıda tristör kullanılması hali | 2 |
| Şekil 1.2a | Üç fazlı köprü ac-dc konverter devresi | 6 |
| Şekil 1.2b | $L_s=0$ için köprü doğrultucu | 6 |
| Şekil 1.2c | $L_s=0$ için eşdeğer devre | 6 |
| Şekil 1.3 | Akım, gerilim dalga şekilleri $L_s=0$ | 7 |
| Şekil 1.4a | Faz gerilimi ve akımı | 8 |
| Şekil 1.4b | Faz akımı harmonik içeriği | 8 |
| Şekil 1.5a | Üç fazlı yarım kontrollü devre | 9 |
| Şekil 1.5b | Akım gerilim dalga şekilleri | 9 |
| Şekil 2.1 | Güç elektroniği sisteminin çektiği akımın şebekeye etkisi | 15 |
| Şekil 2.2a | Diyotlu ac-dc konverter devresi | 16 |
| Şekil 2.2b | Akım ve gerilim giriş dalga şekilleri..... | 16 |
| Şekil 2.3 | Giriş akımını şekillendirmek için kullanılan blok diyagramı | 17 |
| Şekil 2.4a | Gerilim kaynaklı aktif filtre | 18 |
| Şekil 2.4b | Akım kaynaklı aktif filtre | 18 |
| Şekil 2.5 | Tek fazlı akım şekillendirme..... | 19 |
| Şekil 2.6 | İki yönlü güç akışı için kullanılan devre..... | 20 |
| Şekil 2.7 | Anahtarlamalı ac-dc konverter | 21 |
| Şekil 2.8a | Genel fazör diyagramı | 21 |
| Şekil 2.8b | (1) Güç faktöründe doğrultma..... | 21 |
| Şekil 2.8c | (1) Güç faktöründe inverter çalışma | 21 |
| Şekil 2.9 | Üç fazlı anahtarlamalı ac-dc konverter | 22 |
| Şekil 3.1 | Üç fazlı bir PFC konverteri | 27 |
| Şekil 3.2a | Tek anahtarlamalı DCM boost doğrultucu | 28 |
| Şekil 3.2b | Giriş akımı THD sinin değişimi | 28 |
| Şekil 3.3 | Üç fazlı tam köprü boost doğrultucu | 29 |
| Şekil 3.4a | RDCL konverter | 30 |
| Şekil 3.4b | Dc ara devreli ZVT boost doğrultucu | 30 |
| Şekil 3.4c | ZVT boost doğrultucu | 30 |
| Şekil 3.4d | İyileştirilmiş ZVT boost doğrultucu | 30 |
| Şekil 3.5 | Üç fazlı buck doğrultucular | 32 |
| Şekil 3.6 | ZVS buck doğrultucunun akımı ve primer gerilimi | 32 |
| Şekil 4.1 | Önerilen üç fazlı konverter | 38 |
| Şekil 4.2 | $V_{sa} > 0$ ve $V_{sc} < V_{sb} < 0$ aralıkları içinde konverterin çalışma modları .. | 39 |
| Şekil 4.3 | $\omega t = \pi/2$ için basitleştirilmiş bir tek fazlı dönüştürücü modeli | 41 |
| Şekil 4.4 | Tek fazlı dönüştürücü modelinin çalışma modları | 42 |
| Şekil 4.5 | Sembolik math ile elde edilen dalga şekilleri | 42 |
| Şekil 4.6 | Üç fazlı kaynak için bir tma peryotta elde edilen tipik dalga şekilleri..... | 46 |
| Şekil 5.1 | Tek dc bara çıkışlı veya çift dc bara çıkışlı doğrultucu devre şekilleri..... | 50 |
| Şekil 5.2 | İki yönlü anahtarlama için kontrol sinyali | 51 |
| Şekil 5.3 | 60 derecelik aralıkta faz gerilimleri ve ideal hat akımları..... | 52 |
| Şekil 5.4 | $I_{dc} (+)$ ve $I_{dc} (-)$ dalga şekilleri..... | 53 |
| Şekil 5.5 | Dc endüktanslı bir PWM doğrultucunun simülasyonu | 57 |
| Şekil 5.6 | Dc endüktanslı bir PWM doğrultucunun simülasyonu | 58 |
| Şekil 5.7 | Ac endüktanslı bir PWM doğrultucunun simülasyonu | 60 |
| Şekil 5.8 | Ac endüktanslı bir PWM doğrultucunun simülasyonu | 60 |

| | | |
|------------|---|----|
| Şekil 5.9 | Deney sonuçları Dc2 | 62 |
| Şekil 5.10 | Deney sonuçları Dc1 | 62 |
| Şekil 5.11 | Standart PWM doğrultucuda muhtelif büyüklüklerin değişimi | 64 |
| Şekil 5.12 | Eleman akım değerlerinin karşılaştırılması | 66 |
| Şekil 5.13 | D(+), D(-) koruyucu diyotları kullanan doğrultucu | 67 |
| Şekil 5.14 | Küçük akım histerezisli ac3 doğrultucuları | 68 |
| Şekil 6.1 | Yüksek güç faktörlü 3 fazlı diyotlu doğrultucu | 70 |
| Şekil 6.2 | LİT'li 12 darbeli yüksek güç faktörlü doğrultucu | 71 |
| Şekil 6.3 | Amaçlanan devre şeması | 71 |
| Şekil 6.4 | $0 \leq \theta \leq 15^\circ$ için topolojik kademeler | 74 |
| Şekil 6.5 | $0 \leq \theta \leq 15^\circ$ için eşdeğer devreler..... | 76 |
| Şekil 6.6 | $15^\circ \leq \theta \leq 30^\circ$ için topolojik devre | 76 |
| Şekil 6.7 | $0 \leq \theta \leq 15^\circ$ için endüktans akımı | 76 |
| Şekil 6.8 | Şebeke frekansında boost endüktans akımı | 76 |
| Şekil 6.9 | Kritik durumdaki tek faz eşdeğer devre | 77 |
| Şekil 6.10 | Çıkış karakteristikleri | 77 |
| Şekil 6.11 | Anahtarlama öncesi efektif akım çıkışı | 78 |
| Şekil 6.12 | Normalleştirilmiş ortalama anahtarlama akımı | 78 |
| Şekil 6.13 | Normalize edilmiş efektif anahtarlama akımı | 78 |
| Şekil 6.14 | Nümerik analizle elde edilen toplam harmonik distorsiyonu | 78 |
| Şekil 6.15 | Nümerik analizle elde edilen güç faktörü | 79 |
| Şekil 6.16 | Regeneratif bastırma devresi | 80 |
| Şekil 6.17 | Normalize çıkış karakteristikleri | 80 |
| Şekil 6.18 | Toplam harmonik distorsyonu | 80 |
| Şekil 6.19 | Güç faktörü | 80 |
| Şekil 6.20 | Deneyssel olarak bulunan hat akımı ve faz gerilimi | 82 |
| Şekil 6.21 | Hat akımı harmonik bileşenleri | 82 |
| Şekil 6.22 | Anahtar akımı ve gerilimi | 82 |
| Şekil 6.23 | Deneyssel olarak elde edilen LİT'deki giriş ve çıkış akımı | 82 |
| Şekil 6.24 | Deneyssel olarak bulunan verim | 82 |
| Şekil 7.1 | Şebekeden çekilen akımı şekillendirmek için kurulan deney seti..... | 84 |
| Şekil 7.2 | 2 Grup boost bobini devrede iken Is akımı | 85 |
| Şekil 7.3 | 2 Grup boost bobini devrede iken Ic akımı | 86 |
| Şekil 7.4 | 1 Grup boost bobini devrede iken Is akımı | 86 |
| Şekil 7.5 | 1 Grup boost bobini devrede iken Ic akımı | 87 |

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

| | | |
|-------------|---|----|
| Çizelge 2.1 | Tek fazlı doğrultucularda (I_h / I_1) oranı..... | 17 |
| Çizelge 4.1 | i_{sa} 'nın harmonik spektrumu..... | 43 |
| Çizelge 5.1 | Ac3 ve Ac4 doğrultucularındaki iki yönlü anahtarlar için kontrol fonksiyonları..... | 54 |
| Çizelge 5.2 | Alt topolojiler için anahtarlama durumları | 54 |
| Çizelge 5.3 | Şekil 5.11 ve 5.12 de kullanılan efektif akım parametrelerinin Tanımı..... | 61 |



ÖNSÖZ

Şebeke giriş akım ve gerilim dalga şekilleri idealde tam sinüsoidal olması gerekir. Enerji sistemlerinde kullanılan güç elektroniği sistemleri ve bir takım elektrik tüketicileri bu dalga şekillerini bozmaktadır. Bu durumun iyileştirilmesi için yapılan çalışmalar incelenmiştir. Daha sonra laboratuvarında gerçekleştirilen bir deney seti ile bu çalışmalar desteklenmiştir. Bu çalışma süresince teoride ve pratikte yardımlarını esirgemeyen değerli hocalarım Prof. Remzi GÜLGÜN ve Yrd.Doç.Dr. Gülderen YILDIRMAZ'a, yoğun iş temposunda bana çalışma imkanı sağlayan ve desteğini esirgemeğen Elsan Elektrik Mühendislik Müşavirlik çalışanlarına, bilgisayar çalışma ortamını sağlayan sevgili arkadaşım Aycan UZEL'e, emeği geçen bütün arkadaşlarıma, maddi ve manevi anlamda en büyük desteği sağlayan aileme sonsuz teşekkürlerimi sunarım.



ÖZET

Şebeke akım ve gerilim dalga şekilleri idealde tam sinüsoidal bir dalga şeklinde olması gerekir. Klasik ac - dc güç konverterler ve üç fazlı motorların hız kontrolünde kullanılan arayüz konverterleri şebekede harmonik meydana getiren belli başlı cihazlardır. Özellikle faz kontrollu doğrultucular ve diyotlu doğrultucular bunların en önemlileridir.

Güç kalitesi konusundaki yönetmelikler ve standartlar, güç faktörünün düzeltilmesi ve şebekeden olabildiğince harmoniksiz akım çeken üç fazlı doğrultucuların tasarlanması için yoğun çalışmalara zorlamıştır. Bu çalışmalar güç elektroniği sisteminde kullanılan elemanlardan yüksek verim almak ve şebekeden çekilen akım gerilim dalga şekillerinin tam sinüsoidal olması için yapılmıştır. Bu amaçla şebeke ile yük devresi arasında arayüz devreleri kullanılır. Bu arayüz devreleri kullanılması halinde elde edilen sonuçlar incelenmiştir. Bu çalışmalar sürekli akım modunda ve kesintili akım modunda geliştirilerek giriş akım ve gerilim dalga şekilleri düzenlenmeğe çalışılmıştır.

Anahtar kelimeler: Şebeke, harmonik, İnverter, Konverter, Arayüz



ABSTRACT

Utility current and voltage must be sinusoidal in fact, traditional ac - dc power converters which have been used to control three phase motors, have made harmonic in utility, especially, phase controlled rectifiers and rectifiers with diodes.

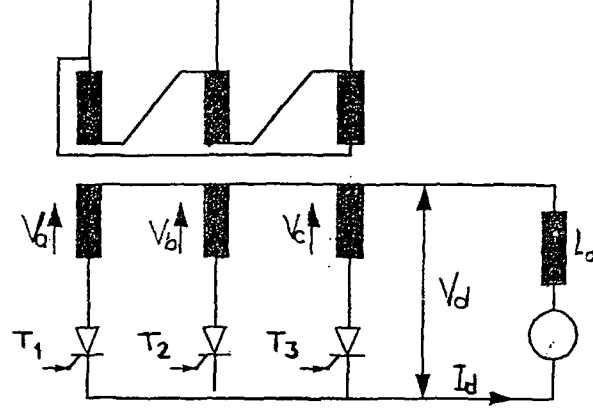
Standards and regulations of power quality, that has been forced to make three phase rectifiers which are used for power factor correction and current with non-harmonics. These power electronics study have been done to profit from power electronics elements and perfect sinusoidal waveform current. For this reason between utility and power circuit, interface circuits have been used. The result of these circuits are examined in this study. In this study, input waveforms of current and voltage have been corrected continuous current mode and non - continuous current.

Keywords: Utility, Harmonic, Inverter, Converter, Interface

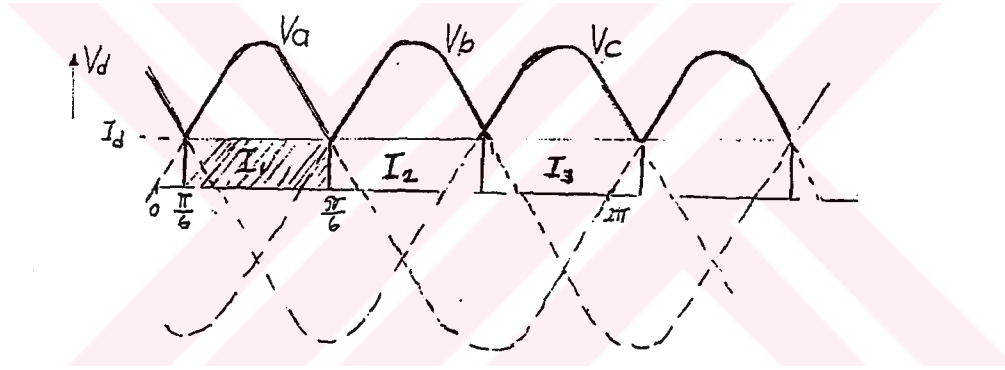


1. KLASİK AC-DC GÜÇ KAYNAKLARI

1.1 Üç Fazlı Tek Yollu Bağlantı



Şekil 1.1a Üç fazlı tek yollu ac-dc konverterin şeması

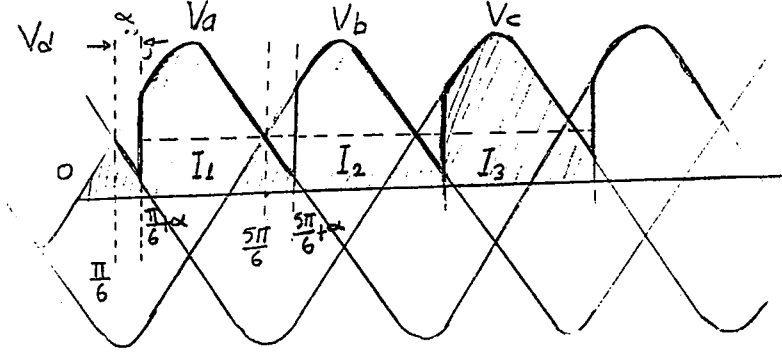


Şekil 1.1b Üç fazlı tek yollu bağlantıda diyot kullanılması halinde çıkış gerilimi ve giriş akımı Şekil 1.1a da tristörler ($T_1-T_2-T_3$) iletme geçerek çıkışta V_d doğrultulmuş gerilimi elde edilir (Gülgün,1995). Burada tristörler yerine normal diyot kullanılırsa 1.1b deki akım gerilim dalga şekilleri elde edilir. Tristörlerin yerine diyot kullanılırsa hangi fazın gerilimi daha büyük ise akımı o faza bağlı olan diyot üzerine alır. q faz sayısını belirtmek üzere bu montajda ortalama çıkış gerilimi V_d yi hesaplayalım.

$V_a=V_b=V_c=V$ kabulü ile

$$V_d = \frac{q}{2\pi/q} \int_{-\pi/q}^{\pi/q} \sqrt{2} V \cos wt \, d(wt) \quad (1.1)$$

$$V_d = \frac{q}{\pi} \sqrt{2} V \sin \frac{\pi}{q} \quad (1.2)$$



Şekil 1.1c Üç fazlı tek yönlü bağlantıda tristör kullanılması halinde faz akımları ve çıkış gerilim dalga şekilleri

Burada ancak tristör anot gerilimi pozitif olduktan sonra tristör tetiklenirse akımı üzerine alır. Burada α açısı değiştirilmek suretiyle çıkış gerilimi ayarlanır. Buna göre ortalama çıkış gerilimi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$V_{d\alpha} = \frac{1}{2\pi/q} \int_{(-\pi/q)+\alpha}^{(\pi/q)+\alpha} \sqrt{2} V \cos \omega t \, d(\omega t) \quad (1.3)$$

$$V_{d\alpha} = \frac{q}{\pi} \sqrt{2} V \sin \frac{\pi}{q} \cos \alpha \quad (1.4)$$

$$V_{d\alpha} = V_d \cos \alpha \quad (1.5)$$

Burada görüldüğü gibi elde edilen doğru gerilim değeri, α gecikme açısının kosinüsü ile orantılıdır. Üç fazlı tek yönlü doğrultucudaki harmonikleri bulmak için 1.1 (b) deki dalgayı Fourier serisine açarsak;

$$F(\omega t) = \frac{a_0}{2} + a_1 \cos \omega t + a_2 \cos 2\omega t + \dots + a_n \cos n\omega t + \dots + b_1 \sin \omega t +$$

$$b_2 \sin 2\omega t + \dots + b_n \sin n\omega t$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(\omega t) \cos n\omega t \, d(\omega t)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(\omega t) \sin n\omega t d(\omega t)$$

$$a_0 = \frac{2}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_d d(\omega t)$$

$$a_0 = \frac{I_d}{\pi} \left| \omega t \right|_{\pi/6}^{5\pi/6}$$

$$a_0 = \frac{2I_d}{3} \qquad \frac{a_0}{2} = \frac{I_d}{3}$$

$$a_1 = \frac{2}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_d \cos \omega t d\omega t \qquad a_1 = 0$$

$$b_1 = \frac{2}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_d \sin \omega t d\omega t \qquad b_1 = \frac{\sqrt{3}}{\pi} I_d \qquad I_{1m} = \sqrt{(a^2 + b^2)}$$

$$I_{1m} = b_1 = \frac{\sqrt{3}}{\pi} I_d \qquad \operatorname{tg} \varphi = \frac{a_1}{b_1} \qquad \varphi = 0$$

$$a_2 = \frac{2}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_d \cos 2\omega t d(\omega t) = -\frac{\sqrt{3}}{2\pi} I_d$$

$$b_2 = \frac{2}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_d \sin 2\omega t d(\omega t)$$

$$b_2 = 0 \qquad I_{2m} = a_2 = \frac{\sqrt{3}}{2\pi} I_d \qquad \operatorname{tg} \varphi = \frac{a_2}{b_2} = -\infty \qquad \varphi = -90^\circ$$

$$a_3 = \frac{2}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_d \cos 3\omega t d(\omega t) \qquad a_3 = 0$$

$$b_3 = \frac{2}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_d \sin 3\omega t \, d(\omega t) \quad b_3 = 0 \quad I_{3m} = 0$$

$$a_4 = \frac{2}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_d \cos 4\omega t \, d(\omega t) \quad a_4 = -\frac{\sqrt{3}}{4\pi} I_d$$

$$b_4 = \frac{2}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_d \sin 4\omega t \, d(\omega t) \quad b_4 = 0$$

$$I_{4m} = \frac{\sqrt{3}}{4\pi} I_d \quad \varphi_4 = -90^\circ$$

$$a_5 = \frac{2}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_d \cos 5\omega t \, d(\omega t) \quad a_5 = 0$$

$$b_5 = \frac{2}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_d \sin 5\omega t \, d(\omega t) \quad b_5 = -\frac{\sqrt{3}}{5\pi} I_d$$

$$I_{5m} = \frac{\sqrt{3}}{5\pi} I_d \quad \varphi_5 = 180^\circ$$

$$a_6 = 0 \quad b_6 = 0$$

$$a_7 = \frac{2}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_d \cos 7\omega t \, d(\omega t) \quad a_7 = 0$$

$$b_7 = \frac{2}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_d \sin 7\omega t \, d(\omega t) \quad b_7 = -\frac{\sqrt{3}}{7\pi} I_d$$

$$I_{7m} = \frac{\sqrt{3}}{7\pi} I_d \quad \varphi_7 = 180^\circ$$

Toplam harmonik distorsiyonunu hesaplayalım. Burada;

THD ; Toplam harmonik distorsiyonu

I_{dis} ; Toplam harmonik akımların efektif değeri

I_1 ; Akımın temel bileşeninin efektif değeri

I ; Akımın efektif değeri

$$T.H.D = \frac{I_{dis}}{I_1} \quad (1-6) \quad I_{dis} = \sqrt{\left(\frac{I_d^2}{3} - \frac{3I_d^2}{2\pi^2} \right)} \quad (1.7)$$

$$I^2 = \frac{(I_d)^2 2\pi/3}{2\pi} = \frac{I_d^2}{3} \quad (1.8)$$

$$I_1^2 = \left(\frac{I_{1m}}{\sqrt{2}} \right)^2 = \frac{3I_d^2}{2\pi^2} \quad (1.9)$$

$$T.H.D = \sqrt{\left(\frac{(I_d)^2/3}{3(I_d)^2/2\pi^2} - 1 \right)} = \sqrt{\left(\frac{2\pi^2}{9} - 1 \right)} = 1,092 \quad (1.10)$$

Güç faktörünü de hesaplamak istersek

$$PF = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1 \quad \varphi_1 = \alpha \quad \cos \varphi_1 = \cos \alpha$$

$$PF = 0,675 \cos \alpha \quad (1.11)$$

bulunur. 1.11 ifadesinden görüldüğü gibi güç faktörü α açısına bağlı olarak değişmektedir.

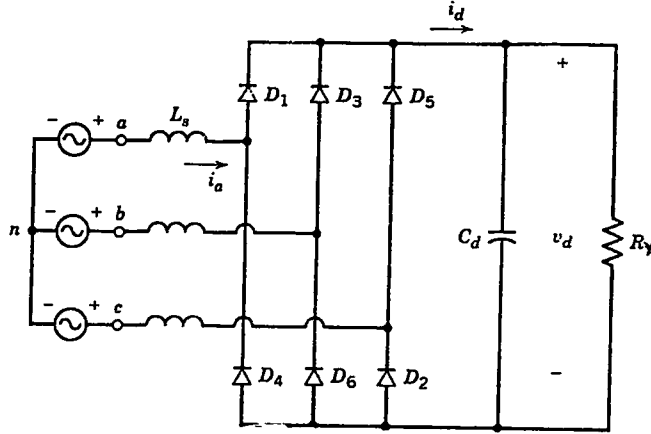
Şekil 1.1b de diyotlu montaj söz konusu olduğundan $\alpha = 0$ dir. Buna göre güç faktörü

$$PF = 0,675$$

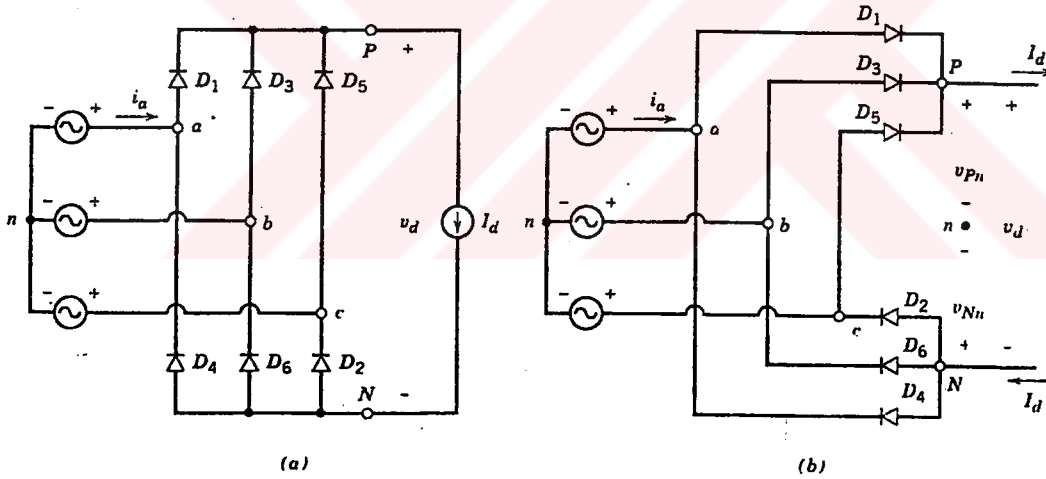
bulunur.

1.2 Üç Fazlı Köprü Montajı

Üç fazlı doğrultucular, tek fazlı doğrultuculara göre daha kullanışlıdır. Bunun sebebi harmonik içeriğinin daha az olmasıdır. Şekil 1.2a da üç fazlı köprü montajı görülmektedir. Burada C_d kondansatörü filtre görevi görmektedir.



Şekil 1.2a - Üç fazlı köprü ac-dc konverter devresi



Şekil 1.2b $L_s = 0$ da köprü doğrultucu (c) $L_s = 0$ da eşdeğer devre

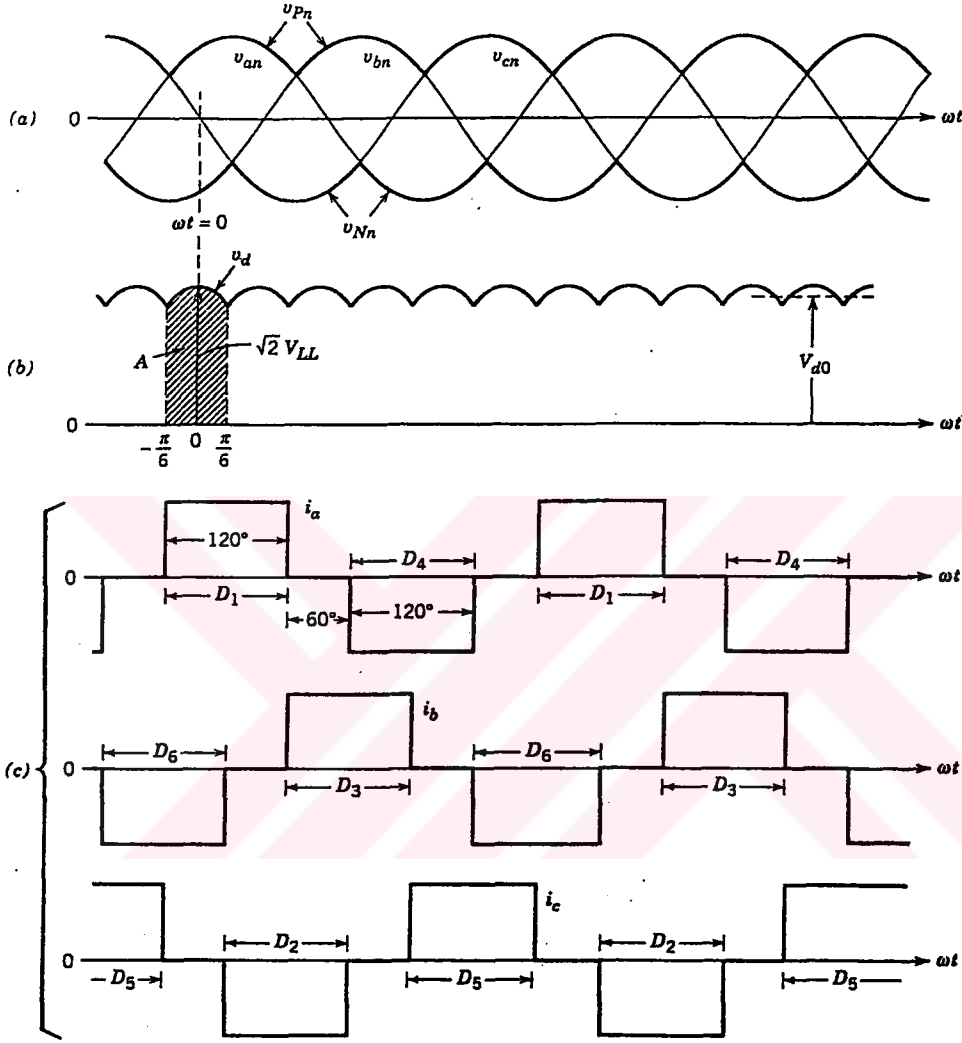
I_d akımı komütasyon olayı dışında üst gruptaki bir diyottan ve alt gruptaki bir diyottan akar. $L_s = 0$ olduğunu ve dc tarafın sabit I_d akım kaynağı gibi davrandığını kabul edelim. Nötr noktasına göre p noktasındaki gerilim v_{pn} dir, benzer şekilde n noktasındaki gerilim v_{nm} dir. I_d sürekli olarak aktığı için herhangi bir zamanda v_{pn} ve v_{nm} ; Diyotların iletim durumlarına göre v_{an} , v_{bn} , ve v_{cn} ac giriş gerilimlerinden birine eşittir.

$$v_d = v_{pn} - v_{nm}$$

$$(1.12)$$

Her diyot 120 derece iletimde kalır. (a) faz akımı;

$$i_a = \begin{cases} I_d & \text{diyot 1 ilettiğinde} \\ -I_d & \text{diyot 4 ilettiğinde} \\ 0 & \text{diyot 1-4 iletimde olmadığında değerlerini alır.} \end{cases}$$



Şekil 1.3 Akım-Gerilim dalga şekilleri ($L_s=0$)

Hat akımının efektif değeri ve dc çıkış geriliminin ortalama değerini elde etmek için, sadece bir aralığı göz önüne almak yeterlidir. Örneğin $-\pi/6$ veya $+\pi/6$ rad aralığında bulalım. Zaman başlangıcı $t = 0$ için v_{ab} fazlar arası gerilimin max olduğu şekil 1.3a daki belirtilen noktayı seçelim.

$$v_d = v_{ab} = \sqrt{2} V_{LL} \cos \omega t \quad -\pi/6 < \omega t < \pi/6 \quad (1.13)$$

V_{LL} ; Fazlar arası efektif gerilim değeridir. Bu aralık için v_{ab} 'nin integralinin alınmasıyla A alanı bulunabilir.

$$A = \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \sqrt{2} V_{LL} \cos \omega t \, d(\omega t) = \sqrt{2} V_{LL} \text{ olur.} \quad (1.14)$$

A'nın $\pi/3$ aralığına bölünmesi ile doğru gerilimin ortalama değeri bulunur.

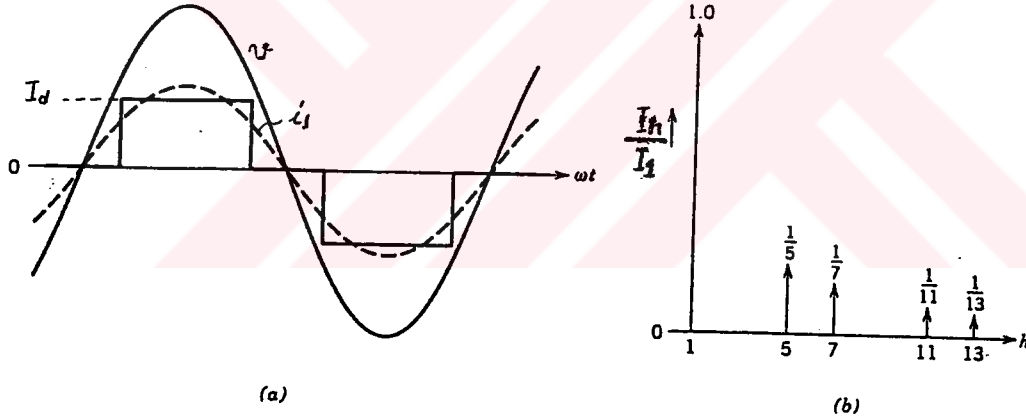
$$V_d = \frac{1}{\pi/3} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \sqrt{2} V_{LL} \cos \omega t \, d(\omega t) = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} V_{LL}$$

$$V_d = 1,35 V_{LL} \text{ olur.} \quad (1.15)$$

Faz gerilimleri ve faz akımının değişimi bir faz için şekil 1.4a da tekrar çizilmiştir. Bu değişimden faz akımının efektif değeri,

$$I = \sqrt{\left(\frac{2}{3}\right)} I_d = 0,816 I_d \quad (1.16)$$

bulunur. Bu ideal durumdaki faz akımı, fourier analizi aracılığıyla I_1 temel frekans bileşenine ve harmonik bileşenlerine ayrılabilir.



Şekil 1.4 Üç fazlı köprü montajında, (a) faz gerilimi ve akımı, (b) faz akımı harmonik içeriği

$$I_1 = \frac{1}{\pi} \sqrt{6} I_d = 0,78 I_d \quad (1.17)$$

I_h harmonik bileşenleri temel frekans bileşeni cinsinden ifade edilebilir.

$$I_h = \frac{I_1}{h} \quad h = 5, 7, 11, 13, \dots \quad (1.18)$$

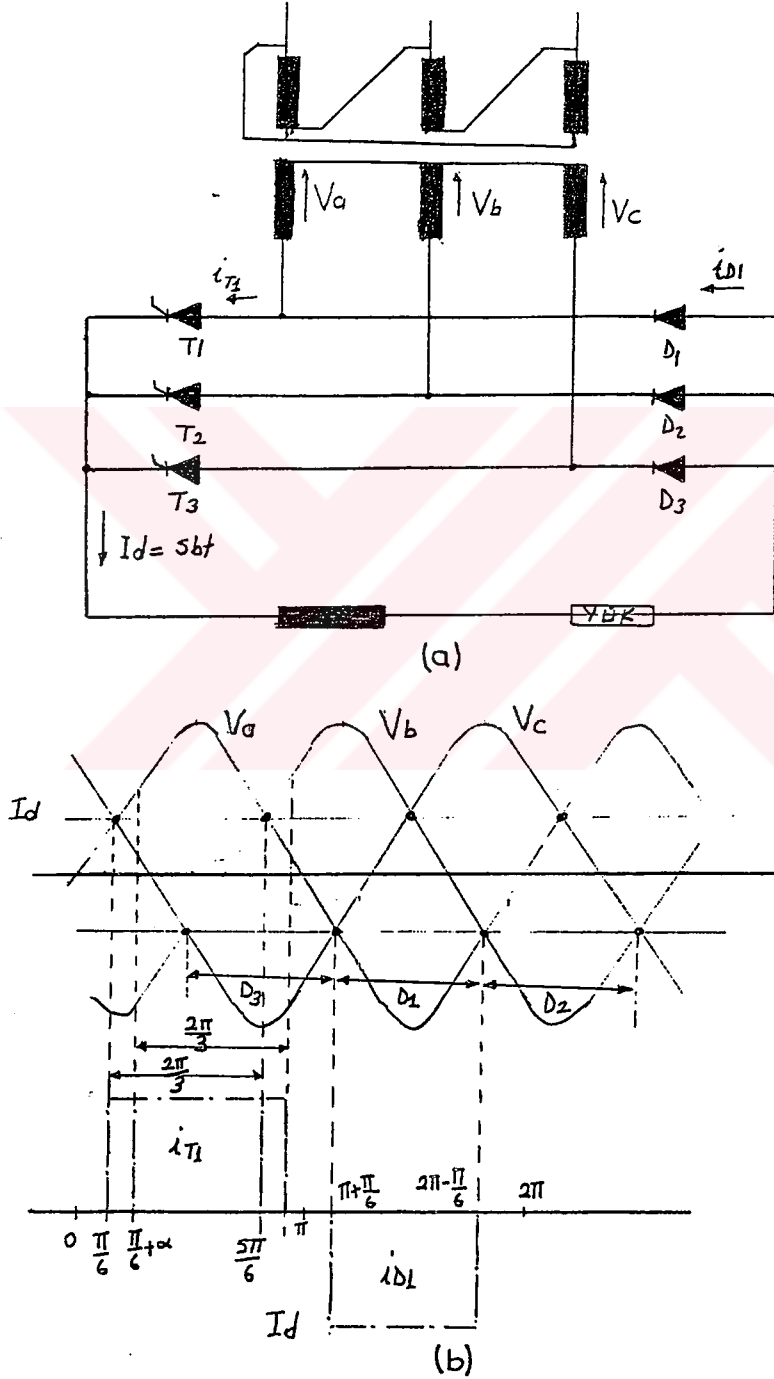
Faz akımının harmonik içeriği şekil 1.4b de görülmektedir. Çift sayılı ve üçün katı olan harmonikler sıfırdır. i_1 gerilimle aynı fazda olduğu için, ana dalga kayma faktörü

$$\text{DPF} = 1.0 \quad \text{ve böylece güç faktörü;} \quad (1.19)$$

$$pF = \frac{I_1}{I} \quad pF = \frac{0.78 I_d}{0.816 I_d} = 0,956 \quad (1.20)$$

bulunur.

1.3 Üç Fazlı Yarım Kontrollü Montaj



Şekil 1.5a Üç fazlı yarım kontrollü devre, (b) akım-gerilim dalga şekilleri $\alpha = 0$ için tamamen diyotlu ac-dc konverter gibi davranır. Herhangi bir α açısı için fourier analizi ile faz akımına ait ana dalga bileşenini hesaplayalım(Gülgün, 2000).

$$a_1 = \frac{2}{2\pi} \left[\int_{(\pi/6)+\alpha}^{(5\pi/6)+\alpha} I_d \cos wt \, d(wt) - \int_{7\pi/6}^{11\pi/6} I_d \cos wt \, d(wt) \right]$$

$$a_1 = \frac{I_d}{\pi} \left[\frac{|\sin wt|}{(\pi/6)+\alpha} - \frac{|\sin wt|}{7\pi/6} \right]$$

$$a_1 = \frac{I_d}{\pi} \left[\sin((5\pi/6)+\alpha) - \sin((\pi/6)+\alpha) - [\sin(11\pi/6) - \sin(7\pi/6)] \right]$$

$$a_1 = \frac{I_d}{\pi} \left[\sin(5\pi/6) \cos \alpha + \cos(5\pi/6) \sin \alpha - \sin(\pi/6) \cos \alpha - \sin \alpha \cos \pi/6 - [-0,5+0,5] \right]$$

$$a_1 = \frac{I_d}{\pi} \left[0,5 \cos \alpha - \sqrt{3}/2 \sin \alpha - 0,5 \cos \alpha - \sqrt{3}/2 \sin \alpha \right]$$

$$a_1 = -\frac{\sqrt{3}}{\pi} I_d \sin \alpha \quad \alpha = 0 \text{ için} \quad a_1 = 0 \text{ olur.}$$

$$b_1 = \frac{2}{2\pi} \left[\int_{(\pi/6)+\alpha}^{(5\pi/6)+\alpha} I_d \sin wt \, d(wt) - \int_{7\pi/6}^{11\pi/6} I_d \sin wt \, d(wt) \right]$$

$$b_1 = \frac{I_d}{\pi} \left[\frac{|-\cos wt|}{(\pi/6)+\alpha} - \frac{|-\cos wt|}{7\pi/6} \right]$$

$$b_1 = \frac{I_d}{\pi} \left\{ - [\cos((5\pi/6)+\alpha) - \cos((\pi/6)+\alpha)] + (\cos(11\pi/6) - \cos(7\pi/6)) \right\}$$

$$b_1 = \frac{I_d}{\pi} \left\{ - [\cos 5\pi/6 \cos \alpha - \sin 5\pi/6 \sin \alpha - (\cos \pi/6 \cos \alpha - \sin \pi/6 \sin \alpha)] + (\sqrt{3}/2 + \sqrt{3}/2) \right\}$$

$$b_1 = \frac{I_d}{\pi} \left\{ - [\sqrt{3}/2 \cos \alpha - 0,5 \sin \alpha - (\sqrt{3}/2 \cos \alpha - 0,5 \sin \alpha)] + \sqrt{3} \right\}$$

$$b_1 = \frac{I_d}{\pi} \{ \sqrt{3} \cos \alpha + \sqrt{3} \} = \frac{\sqrt{3} I_d}{\pi} (1 + \cos \alpha)$$

$$\alpha = 0 \text{ için} \quad b_1 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \text{ diyotlu montajdaki gibi}$$

$$I_{1m} = \sqrt{a_1^2 + b_1^2} = \sqrt{\frac{3 I_d^2}{\pi^2} \sin^2 \alpha + \frac{3 I_d^2}{\pi^2} (1 + \cos \alpha)^2}$$

$$I_{1m} = \frac{\sqrt{3} I_d}{\pi} \sqrt{\sin^2 \alpha + (1 + \cos \alpha)^2}$$

$$I_{1m} = \frac{\sqrt{3} I_d}{\pi} \sqrt{\sin^2 \alpha + 1 + 2 \cos \alpha + \cos^2 \alpha}$$

$$I_{1m} = \frac{\sqrt{3} I_d}{\pi} \sqrt{2 + 2 \cos \alpha}$$

$$I_{1m} = \frac{\sqrt{3} \sqrt{2}}{\pi} I_d \sqrt{1 + \cos \alpha}$$

$$\alpha = 0 \text{ için} \quad I_{1m} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d$$

Faz akımının ana dalga bileşeni ve efektif değerini bildiğimize göre toplam harmonik distorsiyonunu hesaplayabiliriz.

$$\text{THD} = \sqrt{\frac{I^2}{I_1^2} - 1}$$

$$\text{THD} = \sqrt{\frac{(2 I_d^2)/3}{(1/2) (2 \cdot 3/\pi^2) I_d^2 (1 + \cos \alpha)} - 1}$$

$$\text{THD} = \sqrt{\frac{2\pi^2}{9 (1 + \cos \alpha)} - 1}$$

$\alpha = 0$ için

$$\text{THD} = \sqrt{\frac{2\pi^2}{9.2} - 1} = \sqrt{\frac{\pi^2}{9} - 1}$$

Güç faktörü;

$$\text{PF} = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1 \quad \frac{I_1}{I} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\text{THD})^2}}$$

$$\frac{I_1}{I} = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi^2/9(1+\cos \alpha)) - 1}}$$

$$\frac{I_1}{I} = \frac{1}{\sqrt{2\pi^2/9(1+\cos \alpha)}} \quad \frac{I_1}{I} = \frac{9(1+\cos \alpha)}{2\pi^2}$$

$$\frac{I_1}{I} = \frac{3}{\sqrt{2}\pi} \sqrt{(1+\cos \alpha)}$$

$\alpha = 0$ için

$$\frac{I_1}{I} = 0,9549 \quad \text{diyotlu montajdaki gibi}$$

$$\text{PF} = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1$$

$$\cos \varphi_1 = \frac{I_1}{I_{1m}} \quad \frac{I_1}{I_{1m}} = \frac{(\sqrt{3} I_d) / \pi (1+\cos \alpha)}{(\sqrt{3} \sqrt{2} I_d) / \pi (\sqrt{(1+\cos \alpha)})}$$

$$\cos \varphi_1 = \frac{1+\cos \alpha}{\sqrt{2} (\sqrt{(1+\cos \alpha)})} = \frac{\sqrt{1+\cos \alpha}}{\sqrt{2}}$$

$$\text{PF} = \frac{3\sqrt{1+\cos \alpha}}{\sqrt{2}\pi} \frac{\sqrt{1+\cos \alpha}}{\sqrt{2}}$$

$$\text{PF} = \frac{3(1+\cos \alpha)}{2\pi}$$

$$\alpha = 0 \text{ için} \quad \text{PF} = \frac{3}{\pi} \quad \text{Diyotlu montajdaki gibi}$$

$$\text{Tam kontrollü doğrultucuda} \quad \text{PF}_{\text{T.K}} = 0,9549 \cos \alpha$$

$$\text{Yarı kontrollü doğrultucuda} \quad \text{PF}_{\text{Y.K}} = \frac{3}{2\pi} (1 + \cos \alpha) = \frac{0,95 (1 + \cos \alpha)}{2}$$

$$\frac{\text{PF}_{\text{T.K}}}{\text{PF}_{\text{Y.K}}} = \frac{0,9549 \cos \alpha \cdot 2}{0,9549 (1 + \cos \alpha)} = \frac{2 \cos \alpha}{(1 + \cos \alpha)}$$

$$\cos \alpha = 0 \text{ için} \quad \frac{\text{PF}_{\text{T.K}}}{\text{PF}_{\text{Y.K}}} = 1$$

$$k = \frac{\text{PF}_{\text{Y.K}}}{\text{PF}_{\text{T.K}}} = \frac{1 + \cos \alpha}{2 \cos \alpha} \quad \text{PF}_{\text{Y.K}} = k \text{ PF}_{\text{T.K}}$$

$$\alpha = 0 \text{ için} \quad k = 1$$

$$\alpha = 10^\circ \text{ için} \quad k = \frac{1 + 0,9848}{2 \cdot 0,9848} = 1,0077$$

$$\alpha = 20^\circ \text{ için} \quad k = \frac{1 + 0,93969}{2 \cdot 0,93969} = 1,03209$$

$$\alpha = 30^\circ \text{ için} \quad k = \frac{1 + 0,866}{2 \cdot 0,866} = 1,07737$$

$$\alpha = 40^\circ \text{ için} \quad k = \frac{1 + 0,766}{2 \cdot 0,766} = 1,15277$$

$$\alpha = 50^\circ \text{ için} \quad k = \frac{1 + 0,64279}{2 \cdot 0,64279} = 1,27786$$

$$\alpha = 60^\circ \text{ için} \quad k = \frac{1 + 0,5}{2 \cdot 0,5} = 1,5$$

$$\alpha = 70^\circ \text{ için} \quad k = \frac{1+0,342}{2 \cdot 0,342} = 1,962$$

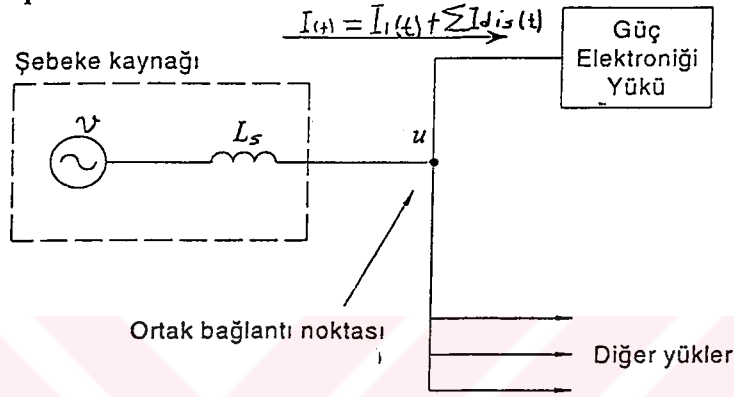
$$\alpha = 80^\circ \text{ için} \quad k = \frac{1+0,173648}{2 \cdot 0,173648} = 3,379$$

Yukardaki incelemelerden anlaşılacağı gibi yarım kontrollü doğrultucuda tam kontrollüye göre daha iyi bir güç faktörü elde edilmektedir. α açısı arttıkça yarım kontrollü montaj daha cazip hale gelmektedir. Sonuç olarak klasik ac-dc konverterlerde güç faktörü ve harmonik içeriği, konverterin bağlantı şekline ve α kumanda açısına göre değişmektedir. Bundan sonraki bölümlerde şebekeden çekilen akımın harmonik içeriğinin olabildiğince azaltılması ve güç faktörünün iyileştirilmesi üzerinde durulacaktır.

2.ŞEBEKE UYUMLU AC - DC GÜÇ KAYNAĞI

2.1. Giriş

Şebeke gerilim ve akım dalga şekillerinin idealde tam sinüsoidal bir dalga şeklinde olması gerekir. Bölüm 1 de tanımlanan klasik ac-dc konverterlerin kullanılması ile şebeke akım ve gerilim dalga şekillerinde harmonikler oluşur. Bu harmoniklerin genliği bölüm 1 de hesaplanmağa çalışıldı. Bir güç elektroniği yükünün I giriş akımında oluşturduğu I_{dis} harmonik akımlarının etkisini göstermek için şekil 2.1 de basit bir devre verilmiştir. Burada L_s sistemin doğal empedansdır.



Şekil 2.1 Güç elektroniği sisteminin çektiği akımın şebekeğe etkisi

Bir güç elektroniği yükünde I giriş akımı, I_{dis} harmonik akımları ve I_1 temel akım bileşeni toplamından oluşur.

$$I(t) = I_1(t) + \sum I_{dis}(t) \quad (2.1)$$

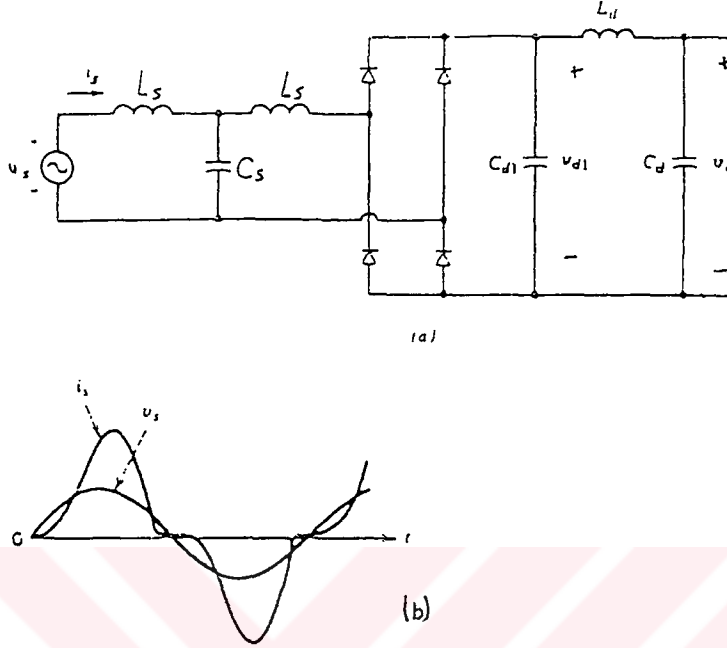
Güç elektroniği sistemlerinde harmonik akımların oluşturduğu sorunları şöyle sıralayabiliriz.

- Ek ısınma,
- Rezonans olayından dolayı aşırı gerilim ve bunun sonucunda enerji iletiminde oluşan problemler,
- Ölçme hataları,
- Haberleşme ve kontrol sistemlerinde problemler,
- Güç faktörü bozuklukları.

Bu harmonik etkilerini minimize etmek için çeşitli yöntemler vardır. Bunlardan biri filtre kullanmaktır. Bu yöntem istenen sonucu sağlayamamıştır. İkincisi bizim bu çalışmamızda tanımladığımız yöntemdir. Burada harmonik akımları ve EMI 'lerin ilk üretildiği yerde önlenmesi veya minimize edilmesi için yeni güç elektroniği sistemleri tasarlanmaktadır (Mohan, Undeland ve Robbins, 1995). Tasarlanan güç elektroniği sistemi, şebeke ile elektronik sistem arasında bir arayüz devresi oluşturacaktır. Bu çalışma ile harmoniklerin

minimize edilmesi ve EMI'in önlenmesinin yanında, devre elemanlarından yüksek verim sağlamak için yapılan bir çalışmadır.

2.2. Harmonik Akımların Oluşumu



Şekil 2.2a Diyotlu köprü ac-dc konverter devresi

(b) Akım ve gerilim giriş dalga şekilleri

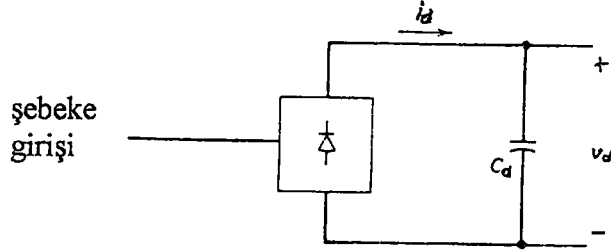
Anahtarlama dc güç kaynakları , kesintisiz güç kaynakları (UPS) ve ac –dc motor sürücülerini gibi birçok güç elektroniği cihazlarında, ac-dc konverter kullanılır. Şekil 2.2a da görülen diyot köprülü ac-dc konverter devresidir. Burada akım ve gerilim giriş dalga şekilleri Şekil 2.2b de görüldüğü gibidir. Giriş akımındaki ve gerilimindeki dalgalanmaları minimize etmenin basit bir yolu da L_s endüktansı ve C_s kondansatörü kullanmaktır .

Güç elektroniği sistemlerinin bir kısmında şebeke arayüzü olarak frekans kontrollü ve transistörlü ac - dc konverterleri kullanılır. Burada V_d çıkış gerilimi, büyüklük ve polarite olarak kontrol edilir. Güç akışı her zaman şebekeden yüke doğrudur.

Böyle bir kontrol üç fazlı ve tek fazlı diyotlu doğrultucular içeren bir arayüz devresi kullanılarak sağlanır. Basit bir örnek verecek olursak bir fazlı doğrultucularda giriş akımı dalga şeklindeki tipik harmoniklerin, I_1 temel akımına oranı çizelge 2.1 de görülmektedir.

Çizelge 2.1 Tek fazlı doğrultucuda (I_h/I_1) oranı

| | | | | | | | | |
|---------------|------|------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| h | 3 | 5 | 7 | 9 | 11 | 13 | 15 | 17 |
| (I_h/I_1) | 73,2 | 36,6 | 8,1 | 5,7 | 4,1 | 2,9 | 0,8 | 0,4 |



Şekil 2.3 Giriş akımını şekillendirmek için kullanılan blok diyagramı

2.3. Geliştirilmiş tek fazlı şebeke arayüzü

Güç elektroniği cihazlarında geliştirilmiş tek fazlı şebeke için arayüz devreleri aşağıdaki gibidir.

a) Pasif devreler

Endüktanslar ve kapasiteler, elektrik şebekesinden çekilen akımın dalga şekillerini geliştirmek için diyotlu ac-dc köprü konverter ile birlikte kullanılır. Şekil 2.1'deki ac taraf L_s endüktansı bu amaçla kullanılır. Güç faktörünü düzelter ve harmonikleri azaltan da L_s endüktansıdır. Bu endüktans büyük değerlidir.

L_s endüktansının etkilerini şöyle özetleyebiliriz.

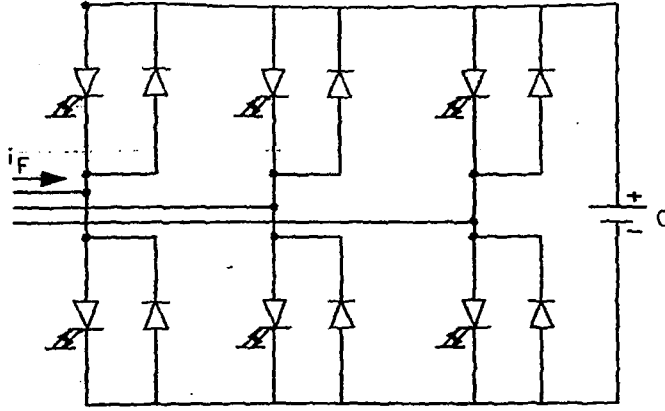
- Güç faktörü kabul edilebilir bir değere yükselir.
- V_d çıkış gerilimi çıkış gücüne bağlıdır ve endüktanssız duruma göre ($\sim 10\%$) daha düşüktür.

Şekil 2.1 de endüktans ve şekil 2.3 te C_d doğrultucuda düşük geçiş filtresini oluşturur ve bu sayede V_d çıkış geriliminde dalgalanma daha düşük olur.

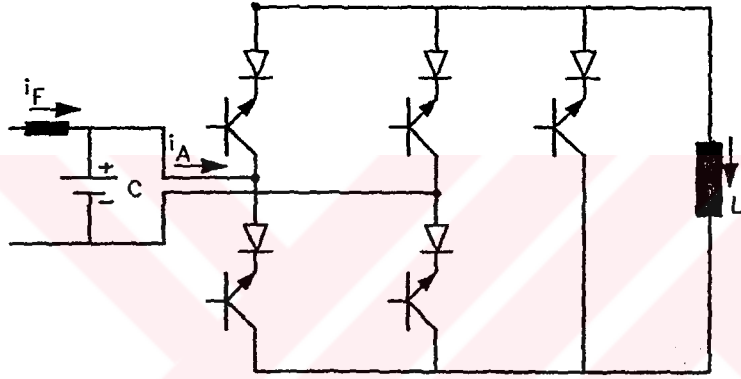
- Endüktansta ek kayıplar oluşur ama diyottaki iletim kayıpları daha düşük olur.

b) Aktif filtreler

Bunlar PWM dönüştürücülerdir. Yük kondansatörse "Gerilim kaynaklı aktif filtre" yük endüktans ise "Akım kaynaklı aktif filtre" olarak adlandırılır. Bu filtreler paralel bağlanırlar ve akımlar, şebekeden çekilen toplam akım tam sinüsoidal olacak tarzda ayarlanır.



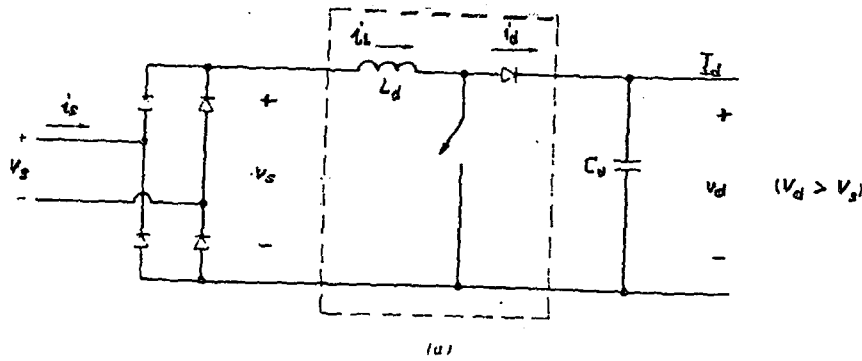
Şekil 2.4a Gerilim kaynaklı aktif filtre.

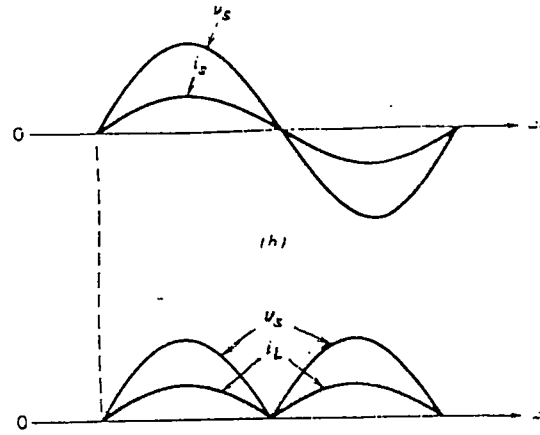


Şekil 2.4b Akım kaynaklı aktif filtre

2.4. Giriş Hat Akımının Aktif Şekillendirilmesi

Akım şekillendirilmesi için bağlantı şeması şekil 2.5a da görülen bir güç elektroniği konverteri kullanılabilir. Böylece diyot köprüsünün şebekeden geçtiği giriş akımının sinüsoidal ve giriş gerilimi ile aynı fazda olması sağlanabilir. Güç elektroniği konverterinin seçiminde aşağıdaki hususlar dikkate alınmalıdır.





Şekil 2.5 Tek fazlı akım şekillendirme (a) Bağlantı şeması, (b) Giriş gerilimi ve hat akımı , (c) Köprü çıkış gerilimi ve bobin akımı

-Genel olarak şebeke girişi ile güç elektroniği sisteminin çıkışı arasındaki elektriksel izolasyon gerekli değildir.

-Çoğu uygulamalarda V_d dc çıkış geriliminin, giriş gerilimi maksimum değerinin biraz üzerindeki bir değerde sabit tutulması istenir.

-Güç elektroniği arayüzü şebeke ile beslenen bir dirence benzemesinden dolayı giriş akımındaki dalgalanmanın düşük olması için birim güç faktöründe olması gerekir. Bu aynı zamanda güç akışının sadece güç kaynağından güç elektroniği sistemine doğru ve dolayısıyla tek yönlü olması demektir.

-Akım şekillendirme devresinin maliyeti , güç kayıpları ve büyüklüğü mümkün olduğunca küçük olmalıdır

Şekil 2.5'teki devrede istenen akım şeklinin sağlanabilmesi için çıkış gerilimi $V_d > V_{s, \max}$ olmalıdır. Şebeke girişindeki, i_s akımının şekil 2.5b de gösterildiği gibi v_s ile aynı fazda ve sinüzoidal olması istenir. Bu yüzden 2.5c deki gibi tam köprü çıkışındaki i_L ve $|v_s|$ aynı dalga şekline sahiptir. Yaklaşık birim güç faktöründe sinüzoidal giriş dalgasına ek olarak, giriş akım şeklinin düzeltilmesinin diğer avantajları aşağıdaki gibidir.

- V_d dc gerilimi , hat gerilimindeki büyük değişimlere rağmen yaklaşık olarak sabit değerde tutulabilir.

- V_d yaklaşık olarak sabit değerde dengede tutulduğu için V_d 'den beslenen dönüştürücüde yarı iletkenlerin akım - gerilim değerleri önemli derecede azalmıştır.

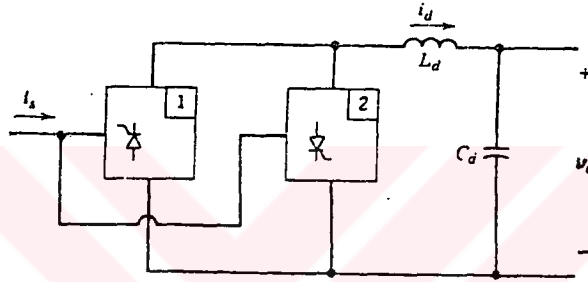
- V_d deki aynı dalgalanma için geleneksel montaja göre C_d kapasitesinin gerekli değeri 1/3 ila 1/2 oranında azalır. Böylece boyutlar küçülür.

-Şimdiki uygulamalarda maliyet, biraz daha yüksek güç kayıpları ve giriş akım şekillenmesinin karmaşıklığı, geniş kullanım alanlarını engeller. Bu gelecekte daha düşük yarı

iletken maliyetleri ile sağlanabilir. Harmonik standartların zorlaması ve yukarıda bahsedilen bir takım avantajlardan dolayı değişebilir. Akım şekillendirme teknikleri birçok alanda uygulanmaktadır. Örneğin çoğu zaman bilgisayarları besleyen kaynaklarda, bilgisayar sistemlerinde, dizel jeneratörler ve UPS kumanda devrelerinde bu yöntem kullanılmaktadır. Sonraki bölümlerde bu kullanım alanları ve bunların analizini yapan çalışmaları inceleyeceğiz.

2.5. İki Yönlü Güç Akışı İçin Arayüz Devresi

Bazı uygulamalarda , örneğin regeneratif frenlemeli motor sürücülerinde, motor yükün eylemsizliklerinden kaynaklanan kinetik enerji kaybedilmez ve sisteme geri verilir. Regeneratif frenleme sırasında, sistem arayüz dönüştürücüsünden geçen güç akışı tersine döner. Geçmişte kullanılan bir yaklaşım aşağıdaki gibidir.

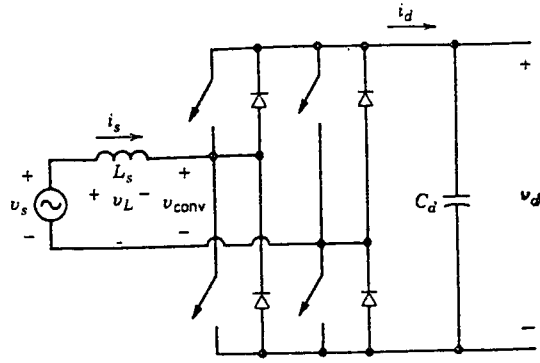


Şekil 2.6 İki yönlü güç akışı için kullanılan devre.

Bu montajda ters paralel bağlanmış frekans kontrollü tristörlü ac-dc konverterleri kullanılabilir. Normal mod sırasında, dönüştürücü 1 bir doğrultucu olarak davranır ve güç ac den dc ye doğru akar. Regeneratif frenleme sırasında, dönüştürücü 1'in tristörlerine uygulanan kapı darbeleri bloke edilir ve dönüştürücü 2, V_d 'nin polaritesinin korunduğu fakat i_d 'nin yönünün değiştiği bir dönüştürücü modunda çalışır. Bu yaklaşımın dezavantajları aşağıdaki gibi sıralanabilir.

- Giriş akımı i_s bozulmuş bir dalga şekline sahiptir ve güç faktörü düşüktür.
- Dönüştürücü 2 inverter modunda çalıştığında gerekli olan minimum sönüm açısı nedeniyle, dc gerilim V_d sınırlıdır.
- İnverter modunda, ac taraftaki bazı bozucu etkenlerden dolayı akım yönü değişirken problemler meydana gelebilir.

L_s ile belirtilen bir endüktans, sonlu anahtarlama frekansında i_s de oluşan harmonikleri azaltmak amacıyla sisteme eklenir. Yukarıda sıralanan problemleri aşmak için şekil 2.7 deki devreyi kullanabiliriz.



Şekil 2.7 Anahtarlamalı ac-dc konverter.

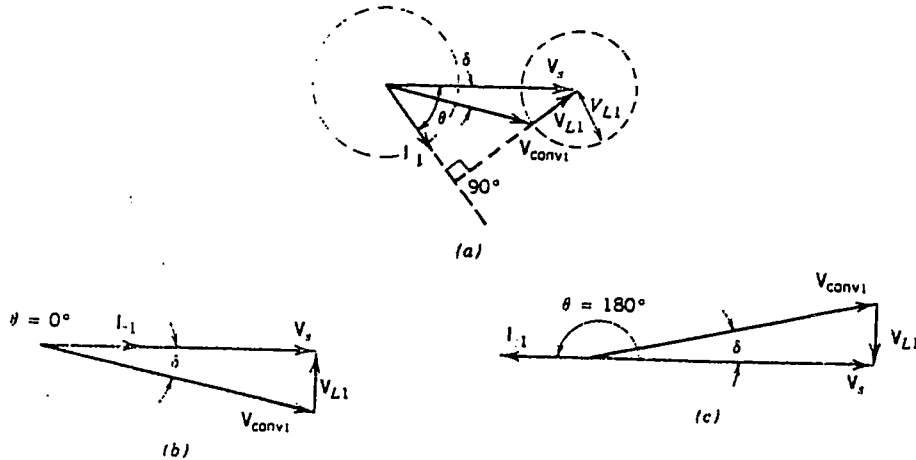
$$v_s = v_{conv} + v_L \quad (2.2) \quad v_L = L_s \cdot \frac{d i_s}{d t} \quad (2.3)$$

v_s 'i sinüzoidal kabul edersek Şekil 2.8'de görülen v_{conv} ve i_s 'in temel frekans bileşenleri V_{conv1} ve I_{s1} olarak fazörlerle belirtilebilir. V_s 'i gelişigüzel bir şekilde $\omega = 2\pi f$ hat frekansında referans fazörü $V_s = V_s \cdot e^{j\omega t}$ olarak seçtiğimizde

$$V_s = V_{conv1} + V_{L1} \quad (2.4)$$

$$V_{L1} = j\omega L_s I_{s1} \quad (2.5)$$

(2.4) ve (2.5) denklemlerine karşılık gelen bir fazör diyagramı şekil 2.8 de görülmektedir.



Şekil 2.8a Genel fazör diyagramı, (b) (1) güç faktöründe doğrultma, (c) (1) güç faktöründe inverter çalışma

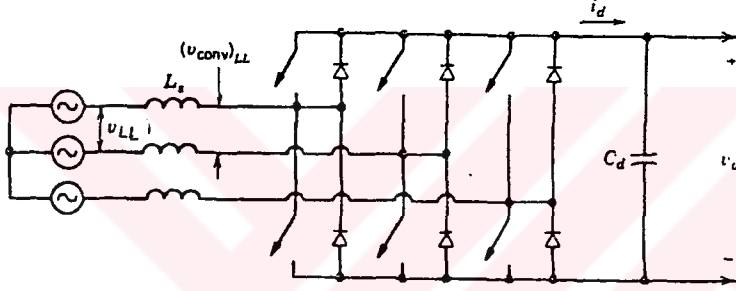
$$P = V_s I_{s1} \cos \theta = \frac{V_s^2}{\omega L_s} \left(\frac{V_{conv1}}{V_s} \sin \delta \right) \quad (2.6)$$

$$V_{L1} \cos\theta = \omega L_{s1} I_{s1} \cos\theta = V_{conv1} \sin\delta \quad (2.7)$$

$$Q = V_s I_{s1} \sin\theta = \frac{V_s^2}{\omega L_s} \left(1 - \frac{V_{conv1}}{V_s} \cos\delta \right) \quad (2.8)$$

$$I_{s1} = \left(\frac{V_s - V_{conv1}}{j\omega L_s} \right) \quad (2.9)$$

Çoğu uygulamada, şebeke girişi ve konverter çıkışı arasında elektriksel izolasyon gerekmez. Trafo izolasyonundan dolayı trafolarla anlamsız güç kayıpları meydana gelecek ve maliyet artacaktır. Bu yüzden Şekil 2.9'da gösterilen anahtarlamalı dönüştürücü kullanılmaktadır.



Şekil 2.9- Üç fazlı anahtarlamalı ac-dc konverter

Bu dönüştürücü, 1 olan güç faktöründe, sinüzoidale çok yakın giriş akımı sağlayabilecek bir devredir. Ayrıca böyle bir dönüştürücüde güç akışı iki yönde gerçekleşebilir. Dönüştürücünün giriş akımlarının dalga biçimlerinin sinüzoidal olması için V_d 'nin uygun bir değerde seçilmesi gerekir. Eğer yüksek bir anahtarlama frekansı kullanılırsa ac tarafındaki dalgalanmalar L_s tarafından minimize edilebilir. L_s boyunca gerçekleşen gerilim düşümü küçüktür ve efektif gerilim değerleri

$$(V_{conv})_{LL} = V_{LL} \quad (2.10)$$

Şekil 2.9'da ki dönüştürücüde, giriş akımlarının sinüzoidal olması için lineer bölgede darbe genişlik modülasyonu kullanıldığında

$$V_d > 1,634 V_{LL} \quad (2.11)$$

olur. Üç fazlı dönüştürücüdeki dc akımı i_d 'ile tek fazlı dönüştürücüdeki i_d akımı arasındaki önemli farkı, dc bileşeni i_d 'yi ve yüksek anahtarlama frekanslı bir bileşen içermesidir.

$$I_d = \frac{3V_s I_s}{V_d} \cos\phi_1 \quad (2.12)$$

Bu ifadede V_s ve I_s faz başına sinüzoidal hat büyüklükleri ve ϕ_1 akım fazörü ile gerilim fazörü arasındaki açıdır. Ani dalga güç faktörü 1 olduğunda $\phi_1 = 0$

$$I_d = \frac{3V_s I_s}{V_d} \quad (2.13)$$

C_d 'den sadece yüksek anahtarlama frekanslı akım geçtiğinden kapasite değeri küçüktür.

Bu bölümde ac-dc konverter kullanıldığında oluşan harmoniklerin ve güç faktörü bozunumlarının iyileştirilmesi için önerilen arayüz devresi genel olarak işlendi. Bundan sonraki bölümlerde farklı uygulamalarda bu çözümün uygulanması halinde elde edilen sonuçlar incelenmiştir.

3.GELİŞTİRİLMİŞ YÜKSEK PERFORMANSLI ÜÇ FAZLI AC - DC GÜÇ KAYNAKLARI

3.1 Giriş

Güç kalitesi konusundaki yönetmelik ve standartlardaki ağır şartların etkisi ile “Güç Faktörü Düzeltmesi, PFC”, güç elektroniğinin en aktif araştırma alanlarından biri haline gelmiştir. Tek fazlı PFC halen yaygın olarak kullanılmaktadır. Üç Fazlı PFC tekniklerinin endüstriyel uygulamaları da aynı şekilde kullanılmaktadır. Şimdiye kadar üç fazlı konverter konusundaki araştırmalar ağırlıklı olarak “İnverter Uygulamaları” alanına yönelmiştir. İnverter alanında, PFC uygulamalarında da kullanılabilecek olan bir çok tekniklerin geliştirilmiş olmasına rağmen, bir PFC devresinin kendine özgü karakteristiği vardır. Bu nedenle özel olarak ele alınması gerekir. PFC ve inverter uygulamaları arasındaki başlıca farklılıklar aşağıdaki gibi sıralanabilir.

Şebekedeki kirliliği azaltmak için giriş akımının kalitesine özel bir özen gösterilmelidir. Genellikle bunun ölçüsü, giriş akımının THD sidir. Büyük güçlü genel amaçlı üç fazlı konverterlerin giriş akımları konusunda henüz belirli bir sınır mevcut değildir. Fakat genel uygulamaya göre, üç fazlı PFC konverterlerinin giriş akımı THD değerlerinin en azından %10 un altında olması gerekir. Bu durum kontrol planlamasını inverterlere göre daha kritik hale getirmektedir.

Elektromagnetik girişim (EMI), PFC uygulamalarında büyük bir sorundur. PFC konverterlerindeki yüksek hızlı anahtarlama işlemi, yüksek frekanslarda PFC konverterinin girişinde hem diferansiyel mod hem de müşterek modda gürültüler üretir. Şebekeye EMI yayılmasını azaltmak için pasif filtreler yaygın olarak kullanılır.

Reaktif komponentlerin özellikle bobinlerin, boyutlarını ve ağırlıklarını azaltmak ve kontrol performansını artırmak için, yüksek anahtarlama frekansları arzu edilir. Birçok inverter uygulamalarında 20kHz lik bir anahtarlama frekansı yeterli olduğu halde, bir PFC konverterinde çok daha yüksek anahtarlama frekansları tercih edilir. Örneğin birkaç on kilowattlık güçlerde 50-100kHz lik anahtarlama frekansları istenir. Bu nedenle Yumuşak anahtarlama teknikleri, PFC uygulamalarında çok büyük bir önem taşır.

Giriş akımı genellikle giriş gerilimi ile aynı fazdadır ve PFC devrelerinde genellikle iki yönlü güç akışı gerekmez. Bu durum, PFC konverterlerine yumuşak anahtarlama tekniklerinin ve kontrol yöntemlerinin geliştirilmesinde ve uygulanmasında esneklik sağlar.

Yumuşak anahtarlama teknikleri; Anahtarlama olayı sırasındaki anahtar gerilim ve akım dalga şekillerini, arzu edilen iyi bir anahtarlama şartı sağlayacak tarzda biçimlendirir. Bu nedenle anahtarlama olayı sırasında şalterdeki anahtarlama kayıpları, di/dt ve dv/dt değerleri büyük ölçüde azalır. Bu sayede yumuşak anahtarlama konverterler, alışılmış darbe genişlik modülasyonlu (PWM) güç konverterlerinden daha yüksek anahtarlama frekanslarında çalıştırılabilir. Ayrıca yumuşak anahtarlama konverterlerde di/dt ve dv/dt nin düşük olmasının, cihazın maruz kaldığı gerilim darbeleri, konverter güvenliği ve EMI gürültü yayılması bakımından olumlu etkisi vardır. Yüksek anahtarlama frekansları sayesinde reaktif komponent gereksiminin azalması, daha az gerilim etkisi sayesinde daha düşük şalter akım-gerilim değeri demektir. Bu da yumuşak anahtarlama konverterin fiyatının ucuzlaması anlamına gelir. Bu nedenle PFC devrelerinde yumuşak anahtarlama çok önemlidir.

Bir güç düzenleme (conditioning) sisteminde güç kontrolü için iki temel yaklaşım vardır. İlk yaklaşım tek basamaklı dönüşümdür. Burada giriş akımı kontrolü, yük geriliminin regülasyonu belki de giriş/çıkış izalasyonu bir kademe içinde birleştirilmiştir. İkinci yaklaşım, geleneksel iki basamaklı yöntemdir. Burada giriş kademesi (yani PFC konverter) giriş akımlarını kontrol eder ve kabaca ayarlanmış regüle bir çıkış gerilimi sağlar. Yük regülasyonu ise ikinci basamak güç dönüşümü aracılığıyla gerçekleştirilir. Tek basamaklı yaklaşımda, iki basamaklı yaklaşımdaki dc ara devre barası mevcut değildir. Bu durumda bazı uygulamalar için önemli olan, daha basit bir güç kademesi yapısı gerçekleştirilmesidir. Fakat buna karşılık tek basamaklı yaklaşımda kontrol daha karmaşıktır. Bütün güç yarı iletkenleri, giriş gerilimindeki değişimlere ve bozucu etkilere maruz kalır. Bu nedenle iki basamaklıya göre daha büyük gerilim ve akım zorlanmalarına maruz kalabilirler. Dolayısıyla tek basamaklı yaklaşımın iki basamaklı yaklaşıma göre mutlaka her zaman performans ve fiyat avantajı sağlayacağı söylenemez.

Bu bölümde yumuşak anahtarlama ağırlık verilerek üç fazlı PFC teknikleri detaylı olarak gözden geçirilecektir (Gülgün,2000; Mao, Lee, Boroyeviç, ve Hilti,1997). Bölüm 3.2 de tek anahtarlı ve tek fazlı konverterlerden oluşan muhtelif basit topolojileri kapsamaktadır. Bölüm 3.3 te, üç fazlı sürekli iletim mod'lu boost doğrultucuları için kullanılan yumuşak anahtarlama teknikleri sunulmaktadır. Bölüm 3.4 te yumuşak anahtarlama üç fazlı buck doğrultucularını kısaca tanıtılmaktadır. Bölüm 3.5 ise üç fazlı PFC konverterlerinin kontrolü üzerinde durmaktadır. Sonuç ve gelecekteki gelişme eğilimlerine ilişkin tahminler Bölüm 3.6 da verilmiştir.

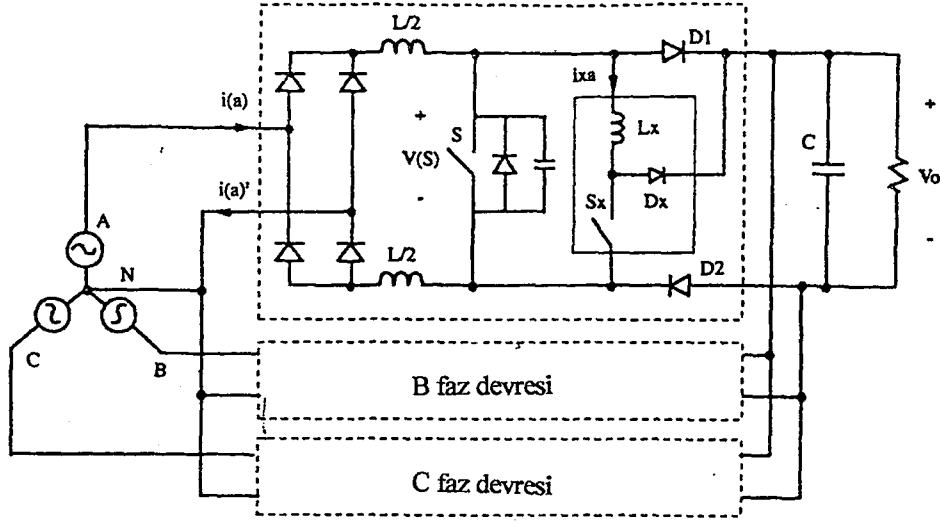
3.2. Basit Üç Fazlı PFC Devreleri

Konverterin fiyatını düşürmek ve tam köprü üç fazlı konverterlerin karmaşıklığından kurtulmak için, üç fazlı düşük güçlü uygulamalarda muhtelif basit topolojiler kullanılmıştır.

3.2.1. Üç adet tek fazlı PFC konverterinden oluşan üç fazlı doğrultucular

Üç fazlı bir PFC konverteri gerçekleştirmek için en basit yol, üç adet tek fazlı Boost doğrultucuyu birleştirmektir. Bu montajın basit olarak gerçekleştirilmesi Şekil 3.1 de görülmektedir. Çıkış kondansatörü C, üç konverter tarafından paylaşılmaktadır, ve dengeli durumda uçları arasındaki gerilimde alçak frekanslı dalgalanmalar bulunmaz. Bu nedenle giriş akımı referansını bozmadan hızlı gerilim kontrolü kullanılabilir. Bu montajdaki ana problem, faz modüllerine giren akımların dönüş akımları ile aynı olmamasıdır. Bu durum üç faz arasında kontrol girişimine sebep olur. Örneğin i_a genellikle şekildeki (i_a)'ye eşit değildir. Tek fazlı PFC uygulamaları ile karşılaştırıldığında akım kalitesi oldukça bozuktur. Üç faz arasındaki girişimi azaltmak için, şekil 3.1 de görüldüğü gibi her faza ait boost bobini ve serbest geçiş diyodu iki parçaya ayrılmıştır. Fakat bütün bunlara rağmen halen giriş akımı THD si %10 civarındadır.

Bu montajın en önemli avantajı, çok iyi bilinen tek fazlı PFC tekniklerinin kolayca doğrudan doğruya kullanılabilmesidir. Örneğin Tek Fazlı PFC devrelerine ait yumuşak anahtarlama teknikleri doğrudan kullanılabilir. Bu durum şekil 3.1 de noktalı çizgiler içinde görülen ZVT devresi vasıtasıyla gösterilmiştir. A fazı için olan S_x , L_x ve D_x den oluşan ZVT yardımcı devresi, diyodun ters algılama (reverse recovery) ve iletme geçme (turn-on) kayıplarını elemine etmek için kullanılmıştır. S_x yardımcı şalteri daima S ana şalterinden önce iletme sokulur. Böylece L_x , giriş bobinlerinin akımını üzerine alır ve D1, D2 ana diyotları sıfır akımla kesime geçer. L_x ve S ye paralel kondansatörün rezonansı ile anahtar gerilimi sıfır değerini alabilir ve böylece “Sıfır Gerilimde İletme Geçme Şartı” gerçekleştirilebilir. ZVT çalışma ile anahtarlama kaybının çok azalması sayesinde, konverter verimi iyileştirilebilir. Fakat bu montajda gerçek üç fazlı PFC doğrultucusuna nazaran güç ana devresinde çok fazla yarı iletken eleman ve daha fazla güç kaybı vardır. Sonuç olarak diğer bir çok montaja göre verim daha düşüktür. Çıkış gücü 1,7 kW, giriş gerilimi 90V rms, çıkış gerilimi 380V olan ve 100kHz anahtarlama frekansı ile çalışan bir prototipte verim %90 ölçülmüştür. Veriminin nisbeten düşük olması ve giriş akımındaki yüksek bozulma nedeniyle bu montaj, büyük güçlü ve yüksek performans gerektiren uygulamalar için elverişli değildir.

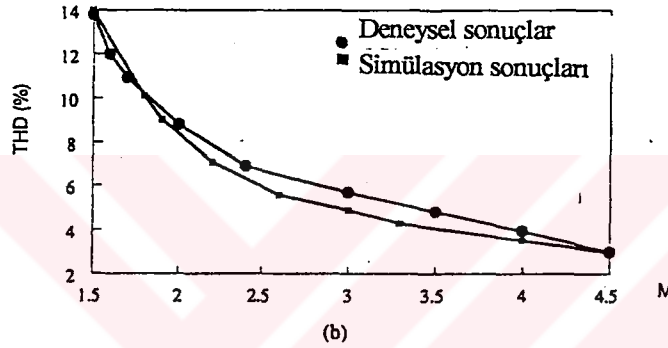
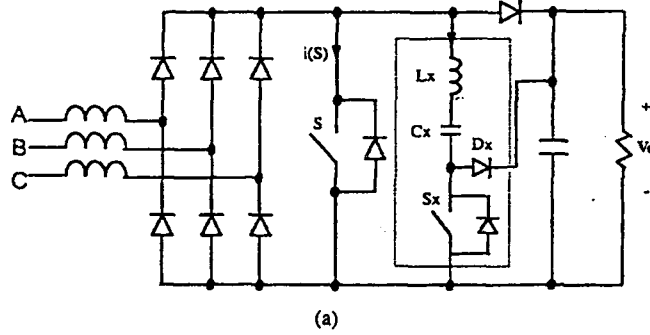


Şekil 3.1 Üç fazlı bir PFC konverteri oluşturmak için üç adet tek fazlı boost doğrultucunun birleştirilmesi

3.2.2 Üç fazlı tek anahtarlı DCM doğrultucular

Boost, Buck-Boost, Flyback, Sepic ve Zeta konverterler, kesintili akım modunda (DCM) ve sabit iletimde kalma süresi (duty cycle) ile çalıştırıldıklarında kolayca yüksek güç faktörü elde edilebilir. Sadece bir aktif anahtar gerektiren muhtelif üç fazlı PFC montajları (topolojileri) geliştirilmiştir. Şekil 3.2a da görülen tek anahtarlı boost doğrultucu, basitliği ve nisbeten iyi performansı nedeniyle, bunlardan en çok bilinenidir. Genellikle konverter yavaş bir gerilim çevrimi ile kontrol edilir. Bu çevrimde ana şalterin iletimde kalma süresi pratik olarak, şebeke geriliminin bir periyodu boyunca sabit tutulur. Böylece giriş akım darbelerinin zarfı faz gerilimi ile orantılı olur. Giriş akımlarının genliğini anahtarın iletimde kalma süresi belirler. Bu sürenin değiştirilmesi ile giriş gücü ve aynı zamanda çıkış geriliminin ayarı sağlanabilir. Giriş akımının tepe değeri, her anahtarlama periyodunda sinüsoidal giriş gerilimi ile orantılı olduğu halde ortalama giriş akımları sinüsoidal değişmez. Zira anahtar kesimde iken bobinden akım geçme süresi, giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki farka bağlıdır. Bu bozulmayı azaltmak için bobinden akım geçme süresi; Çıkış gerilimi, giriş gerilimi tepe değerinden yeteri kadar büyük tutulmak suretiyle sınırlanmalıdır. Şekil 3.2b de çıkış geriliminin giriş şebeke gerilimi tepe değerine oranına (Gerilim Kazancı M) bağlı olarak giriş akımı THD sinin değişimi görülmektedir. Değişken iletimde kalma süresi, değişken anahtarlama frekansı veya harmonik enjeksiyonu gibi değiştirilmiş kontrol teknikleri (modified control) ile giriş akımı THD si bir ölçüde azaltılabilir. Fakat bu geliştirilmiş kontrol tekniklerine rağmen, giriş akımının optimum THD si $M=1,5$ için gene de %9 civarındadır. Çıkış geriliminin artırılması; İletim

kayıplarının artmasına, şalterin daha fazla zorlanmasına neden olur ve daha büyük bir boost bobini gerektirir. Elde edilebilecek maksimum güç, çıkış gerilimi ile istenen giriş akımı kalitesine göre değişir. $M=1,5$ ile IEC555-2 standartının koşullarını karşılamak şartıyla elde edilebilecek maksimum güç, 10 kW ın altındadır.



Şekil 3.2a Tek anahtarlı DCM boost doğrultucu, (b) Çıkış geriliminin şebeke giriş gerilimi tepe değerine bağlı olarak giriş akımı THD sinin değişimi

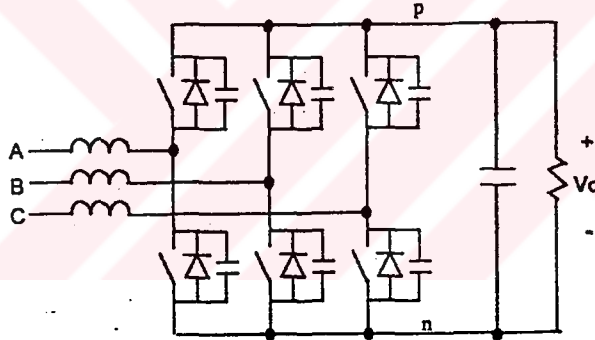
DCM çalışma nedeniyle ana şalter daima sıfır akımla iletme geçer. Bu nedenle iletme geçme kayıpları çok düşüktür. Fakat büyük bir akımla kesime geçer, bu yüzden kesime geçme kayıpları yüksektir. Şekil 3.2a da kesime geçme kaybını azaltmak için basit bir ZVT topolojisi önerilmiştir. S_x daima S den önce iletme sokulur. Böylece yardımcı devredeki rezonans akımı, ana şalter akımının sıfır olmasını sağlayarak sıfır akımda kesime geçme şartını (zero-current turn-off condition) yaratır. Çıkış gücü 4 kW, giriş gerilimi 120V rms, çıkış gerilimi 600V olan bir prototip'te anahtarlama frekansının 50kHz olması durumunda verim %95,2 ölçülmüştür.

Boost topolojisi çıkış katının değiştirilmesi suretiyle de başka muhtelif topolojiler önerilmiştir. Sepic ve Cuk topolojilerinde, ikinci katta dc-dc konverterin gerçekleştirilmesini kolaylaştırmak için gerilim kazancı düşürülebilir. Çıkış bobini yerine bir transformator koymak suretiyle giriş-çıkış izolasyonlu tek kademeli bir PFC devresi gerçekleştirilebilir. Fakat bu taktirde anahtar ve büyük ara devre kondansatörü, aşırı gerilim zorlanmalarına maruz kalır. Artan sirkülasyon akımı nedeniyle iletimdeki kayıp da artar. "Dither

doğrultucusu” adı verilen doğrultucuda, giriş bobinleri flyback transformatoruna dönüştürülmüştür. Bu durumda giriş akımı şarj kademesinde (sirasında) sadece bobin akımı olduğundan, sinüsoidale çok yakın olur. Bu flyback konverterin sakıncalı yanı, şalterin yüksek gerilimle zorlanması ve flyback transformatorunun kaçak enerjisini absorbe etmek için karmaşık kıskaç (clamp) devrelerine ihtiyaç duyulmasıdır.

3.3. CCM Boost Doğrultucuları

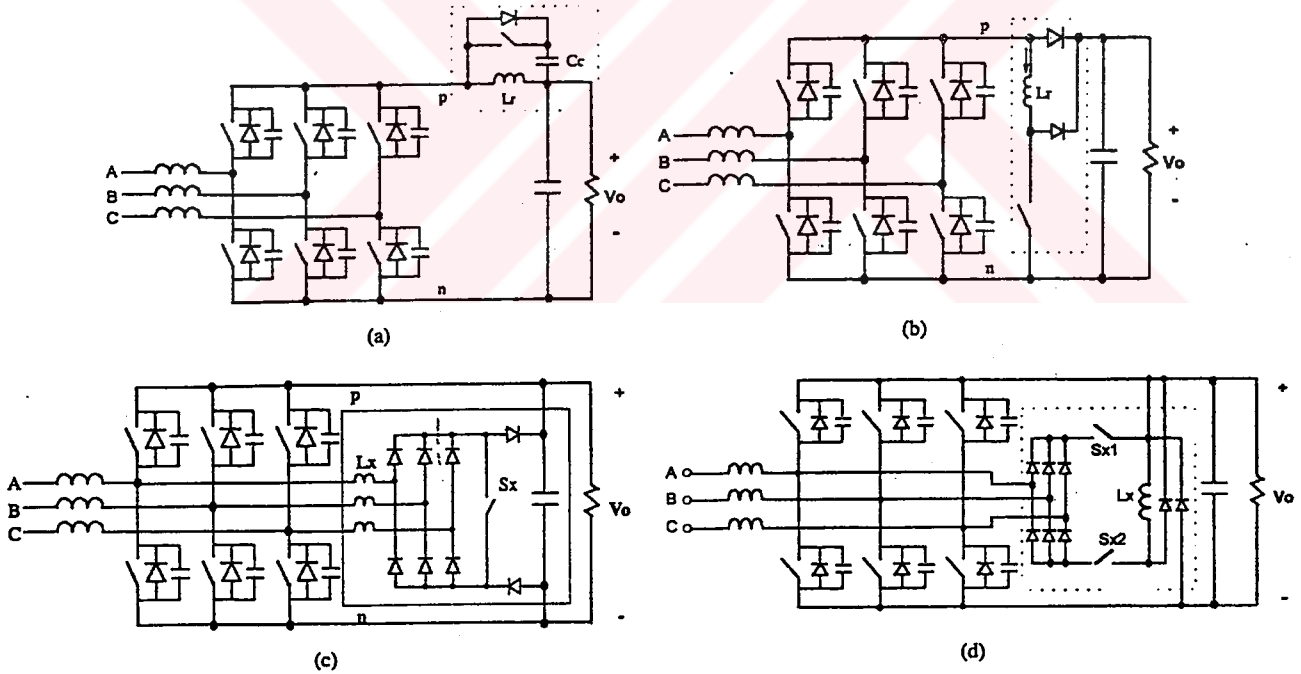
Büyük güçlü uygulamalarda, özellikle yüksek performans gerektiren yerlerde, verimin yüksek, akım kalitesinin iyi, elektromagnetik girişimin (EMI) az olması için CCM Boost doğrultucuları kullanılır. Boost konverterin bir gerilim kaynaklı inverterle aynı olan temel topolojisi şekil 3.3 te görülmektedir. Konverter, çıkış regülasyonu için bir çıkış gerilim çevrimi ile ve sinüsoidal referanslara uygun olarak giriş akımlarını şekillendiren iç akım çevrimleri ile kontrol edilmektedir. Eğer çıkış gerilimi genliği giriş hat gerilimi genliğinden büyük ise, çok çevrimli kontrol kullanıldığı için mükemmel kontrol karakteristikleri elde edilebilir. Giriş akımının sürekli olması nedeniyle, diferansiyel mod ‘lu EMI emisyonu, bobin akım değeri ve anahtar akımı değeri de düşük tutulabilir.



Şekil 3.3 Üç fazlı tam köprü boost doğrultucu

Ciddi diyot ters algılama problemi yüzünden CCM doğrultucularda anahtarlama kayıplarının büyük bir kısmını genellikle kesime geçme kayıpları oluşturur. İletime geçme kaybını azaltmak veya ortadan kaldırmak için muhtelif sıfır gerilimle anahtarlama teknikleri önerilmiştir. Buna karşılık kesime geçme kaybı, bastırma kondansatörleri kullanılmak suretiyle dolaylı olarak azaltılmıştır. Rezonans dc ara devrede (the resonant dc link, RDCL) ve diğer dc ara devre komütasyonlu konverterlerde olduğu gibi, eğer yumuşak anahtarlama mekanizması ac taraf yerine dc tarafa uygulanırsa, büyük bir basitlik sağlanır. Şekil 3.4a da görülen aktif kenetlemeli RDCL de dc ara devre daima yüksek bir frekansla salınır. Bu sayede köprü kollarındaki anahtarlar sıfır gerilimde iletme/kesime geçerler. Eleman anahtarlama kayıpları oldukça azaldığı halde, yardımcı devredeki iletim kayıpları oldukça yüksektir.

RDCL konverterlerindeki anahtarlar aynı zamanda yüksek gerilim zorlanmalarına (genellikle çıkış geriliminin 1,5 katı) ve yüksek sirkülasyon enerjisine maruz kalırlar. Üç fazlı gerilimlerin sentezi için RDCL konverterlerde genellikle Discrete darbe modülasyonu (DPM) kullanılır. DPM karmaşık olup, benzer akım spektral performansını elde etmek için dc ara devre rezonans frekansının PWM anahtarlama frekansından 8-10 kat yüksek olması gerekir. PWM'nin konverter performansını sınırladığını söyleyebiliriz. Muhtelif topolojilerde PWM konverterlerde yumuşak anahtarlama kullanılmıştır. DC ara devre gerilim kaynağından esas köprüyü ayırmak için bir dc bara şalteri kullanılmıştır. Yumuşak anahtarlama komütasyonu istendiğinde bir paralel kol rezonansa gelerek köprü gerilimini sıfır yapar. Fakat aktif dc bara anahtarının uzun süre yüksek akım geçirmesi gerekir ve bu yüzden önemli iletim kayıplarına sebep olur. Şans eseri, PFC devrelerinde iki yönlü güç akışı gerekli değildir ve dc bara anahtarı yerine bir diyot kullanılabilir. Sonuç olarak elde edilen daha basit ve daha verimli bir ZVT topolojisi şekil 3.4b de görülmektedir. DC bara diyodu aynı zamanda köprü anahtarlarının kısa devre sorununu hafifletir ve böylece doğrultucuların güvenilirliğini artırır.



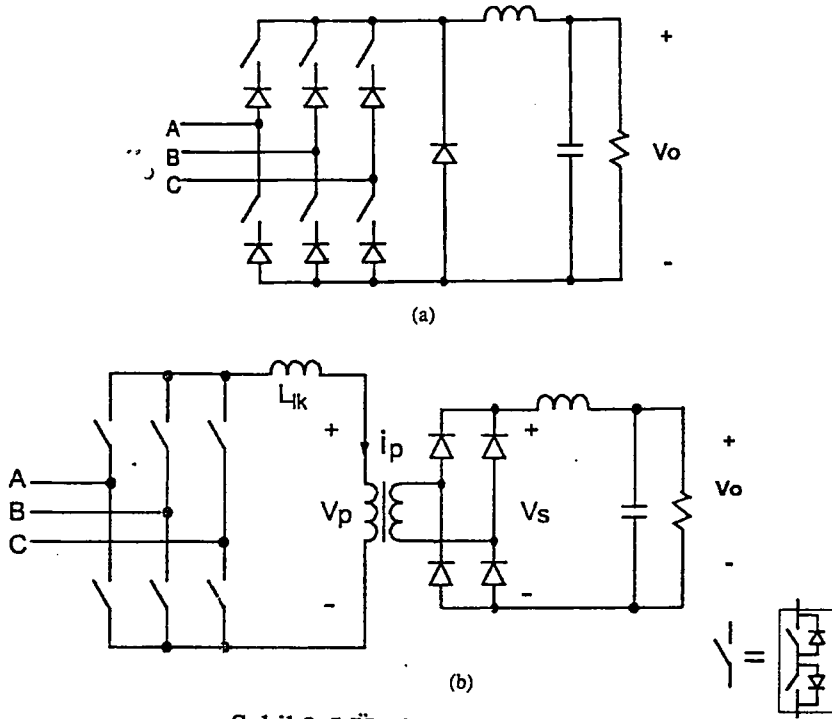
Şekil 3.4a RDCL konverter, (b) dc ara devreli ZVT boost doğrultucu, (c) ZVT boost doğrultucu, (d) iyileştirilmiş ZVT boost doğrultucu

3.4 Üç fazlı buck doğrultucuları

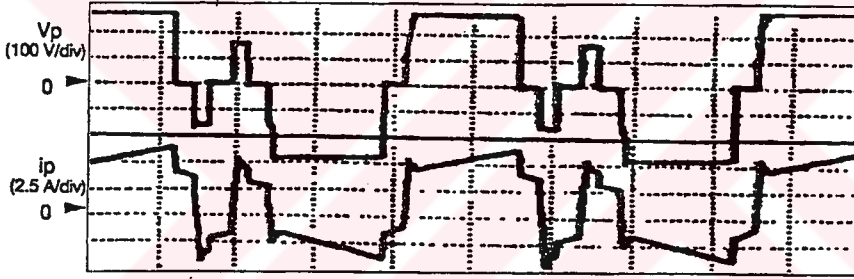
Bir buck doğrultucusunun boost doğrultucusuna göre bazı iyi özellikleri vardır. Bu özellikler; Yapısından kaynaklanan kısa devre koruması, kolay başlangıç (inrush) akımı kontrolü ve alçak çıkış gerilimi olarak sıralanabilir. Ayrıca giriş akımları açık çevrimde kontrol edilebilir

ve çok daha geniş gerilim çevrimi band genişliği elde edilebilir. Serbest geçiş diyotlu bir buck doğrultucusu şekil 3.5a da görülmektedir. Genellikle bir buck doğrultucusunun iletim kayıpları, eşdeğeri olan boost doğrultucusundan daha fazladır. Zira daha fazla sayıda yarı iletken eleman seri bağlıdır ve giriş akımları kesintilidir. Fakat genellikle buck doğrultucusunun anahtarlama kayıpları, özellikle boost doğrultucusunun anahtarlama ve hatta iletim kayıplarının maksimuma eriştiği düşük şebeke şartlarında daha azdır. Bir üç fazlı buck doğrultucusunun en kötü durumdaki güç kaybının mutlaka üç fazlı boost doğrultucusundakinden büyük olması gerekmez. Bu gün için üç fazlı buck doğrultucuları, üç fazlı boost doğrultucuları kadar yaygın olarak kullanılmamaktadır. Belki de bunun sebebi, tek fazlı buck doğrultucusunun uygulanabilir olmaması ve çok yüksek güçlü tristörlü uygulamalar dışında akım kaynaklı inverterlerin fazla kullanılmamasıdır. Bu inverterler aslında serbest geçiş diyodu bulunmayan bir buck doğrultucusu ile aynı topolojiye sahiptir. Fakat üç fazlı buck doğrultucuların bazı uygulamalar için boost doğrultuculara göre, gelecekte belirli bir performans/fiyat avantajı sağlaması beklenebilir. Özellikle iki yönlü elemanlarının (örneğin Simetrik IGBT) yarı iletken teknolojisindeki gelişmelere paralel olarak geliştirilmesi durumunda gerçekleşebilir.

Dc ara devre bobini yerine de belirtildiği gibi, bir transformatör kullanmak suretiyle buck topolojisi ile tek kademeli bir güç dönüşümü sağlanabilir. Transformatörü reset etmek için dc ara devre geriliminin iki yönlü olması ve her köprü kolunda dört bölgeli bir anahtarın bulunması gerekir. Böyle bir anahtar, anahtar/diyot çiftlerinin seri bağlanması ile elde edilebilir. Şekil 3.5b de görülen bir izole buck doğrultucusunun, yumuşak anahtarlama versiyonu, bütün anahtarlar için sıfır gerilimde iletme geçme (zero-voltage turn-on) sağlar. Faz kaymalı ZVS tam köprü dc-dc konverterlerdeki aynı teknoloji kullanılmak suretiyle herhangi bir ek elemana ihtiyaç duyulmamıştır. Konverter verimi ve maliyeti yaklaşık olarak, bir CCM boost doğrultucusu ile bir dc-dc konverterin kullanıldığı iki basamaklı yaklaşımdakinin aynıdır. 91kHz lik bir prototip'te deneysel olarak elde edilen transformatör primer gerilim ve akım dalga şekilleri şekil 3.6 da görülmektedir. Aynı fazların pozitif ve negatif darbeleri birlikte gruplanmıştır. Şekil 3.6 den açık olarak görüldüğü gibi, pozitif ve negatif darbeler birbiri ardından kullanılmış ve böylece transformatörden yararlanma maksimum yapılmıştır. Dc-dc konverterlerdeki gibi burada da sürekli primer akımı, ZVS köprü devrelerinin karakteristik özelliğidir. 2kW çıkış gücü, 208V rms giriş gerilimi ve 50V çıkış gerilimi için ölçülen sistem verimi %92.2 dir.



Şekil 3.5 Üç fazlı buck doğrultucular



Şekil 3.6 ZVS buck doğrultucunun akımı ve primer gerilimi

3.5 Kontrol ve Sistem Donanımı

3.5.1 Kontrol planlaması

Güç konverterlerinin kontrolü genellikle üç fonksiyona ayrılabilir. Bunlar; Modülasyon, akım kontrolü ve çıkış büyüklüklerinin ayarındır (doğrultucularda çıkış gerilimi). Üç fazlı inverter uygulamalarında sistem dinamiği genellikle yavaş elektromekanik ve/veya büyük reaktif komponentler tarafından belirlenir. Bu nedenle inverterin dinamik performansı çok kritik değildir. Ayrıca birçok inverter uygulamalarında (vektör kontrollü tahrik hariç), hassas ac akım kontrolü çok önemli değildir. Bunun aksine PFC uygulamalarında esas amaç, büyük reaktif komponentler kullanmadan yüksek kaliteli akım kontrolünün gerçekleştirilmesidir. Yüksek anahtarlama hızları ile çalışan, yüksek performanslı ve çok geniş band kontrollü sistemler planlanabilir. Ancak anahtarlama frekansının yüksek olması, yumuşak anahtarlama tekniklerinin kullanılmasını gerektirir. Üç fazlı konverterlerin modellenmesindeki son gelişmeler kontrol planlamasını kolaylaştırmıştır.

İnverterler için geliştirilmiş olan bütün standart modülasyon teknikleri, doğrultucu uygulamalarında kullanılabilir. Sinüsoidal PWM (SPWM), analog gerçekleştirmeler için çok uygundur. Fakat yüksek anahtarlama kayıplarına ve akım bozulmasına sebep olur. Boost doğrultucularda minimum çıkış gerilimini %15 mertebesine düşürebilmek için SPWM, üçüncü harmonik enjeksiyonu ile birlikte kullanılabilir. Aynı etki uzay vektör modülasyonu (SVM) ile kendiliğinden sağlanır. Aynı şekilde anahtarlama kayıpları ve yüksek frekanslı akım dalgalanması önemli ölçüde azalır. Yumuşak anahtarlama tekniklerinin çoğu, tamamen farklı modülasyon stratejileri veya standart PWM metodlarında değişiklikler gerektirir. Zira üç fazdaki anahtarlama anlarının senkronize olması gerekir.

Boost doğrultucuları için en basit akım kontrolü, modülasyon ve akım kontrolünün bir tek fonksiyonda birleştirildiği histeriziz kontroldür. Bu kontrol aynı zamanda bütün metotlara göre en fazla "Akım Çevrim Band Genişliği" sağlar. Histeriziz kontroldaki başlıca problemler aşağıdaki gibi sıralanabilir.

-Anahtarlama frekansı yüke bağlıdır.

-Fazlar arasında girişim meydana gelir. Bu girişim konverterin düzensiz çalışmasına ve düzgün olmayan akım dalga şekillerine neden olur.

Bu problemler iki hat akımı arasındaki farkın kontrolü ile önlenir. Üç fazlı doğrultucularda ortalama akım kontrolü yaygın olarak kullanılır. Bir üç fazlı doğrultucuda sadece iki bağımsız akım değişkeni olduğu için, sadece iki giriş akımının kontrolüne gereksinim vardır. Modülasyon yöntemleri genellikle, en büyük akımı taşıyan fazdaki anahtarlar fonksiyon dışı bırakılacak tarzda düzenlenir. Böylece anahtarlama kayıpları takriben %50 azaltılır. Kontrol analog veya sayısal donanımla gerçekleştirilebilir. Sayısal gerçekleştirmede genellikle döner koordinatlarda iki akım kompensatörü kullanılır. Sayısal gerçekleştirmenin avantajı; Dengeli bir sistem için sürekli rejimde bütün kontrol değişkenlerinin sabit olması ve kolayca iyi bir sürekli rejim akımı kalitesi sağlanabilmesidir. Buna karşılık analog akım kontrolünde, kontrol değişkenleri zamana bağlı olarak değişir ve akımın sıfır geçişlerinde ideal kontrol gerilimleri süresiz bile olabilir. Bu nedenle iyi bir akım kontrolü elde etmek için çok hızlı analog kontrolörlerin kullanılması gerekir. Şebeke frekansındaki kontrolör kazançlarının sonlu olması yüzünden, akım bozulması sayısal gerçekleştirmeye göre genellikle daha fazladır. Dc-dc konverterlerine benzer olarak, Boost doğrultucularının çıkış gerilim çevrimi band genişliği oldukça sınırlıdır. Bunun sebebi çıkış transfer fonksiyonunda sağ yarım bölgede "sıfır" bulunmasıdır. Sayısal gerçekleştirmede band genişliğini daha çok hesaplama ve örnekleme gecikmeleri sınırlar.

Buck doğrultucularında topolojik sınırlamalar yüzünden, üç faz bağımsız olarak çalışamaz. Bu durum histeriziz giriş akımı kontrolörünün doğrudan kullanımını engeller. Bunun yerine genellikle SVM veya değiştirilmiş (modified) SPWM teknikleri kullanılır. Açık çevrim kontrolü ile mükemmel giriş akımı kalitesi elde edilebilir.

3.5.2 Filtre planlaması ve sistem etkileşimi

Bir PFC konverterinin EMI şartlarını karşılayabilmesi için, genellikle bir giriş filtresinin kullanılması gerekir. Filtre yüksek frekanslı gürültüleri yeteri kadar azaltmalı, bu sırada girişteki sapma açısını küçük tutmalıdır. Güç yoğunluğunun yüksek olması için olabildiğince küçük ve hafif olmalıdır. Boost doğrultucularında iletim suretiyle EMI yayılmasını tahmin etmek üzere bir metot verilmiştir. Bu metot kolaylıkla buck doğrultucularını da kapsayacak şekilde genişletilebilir. Ayrıca çok kademeli Cauer-Chebyshev filtreleri teklif edilmiş ve komple bir planlama prosedürü verilmiştir. Sistem stabilitesinden emin olmak için iyi bir bastırma devresi gerekir. Bastırma dirençlerindeki kayıplar nedeniyle, standart olmayan bastırma yöntemlerinin kullanılması gerekir.

Konverter ve giriş filtresi (hat empedansı dahil) arasındaki etkileşim, önemli ve karmaşık bir sorundur. Üç fazlı doğrultucuyla büyük güçlü uygulamalar için kullanıldığından, alçak bir giriş empedansı ile karakterize edilir. Diğer taraftan giriş filtresinin çıkış empedansı keyfi olarak azaltılamaz. Zira kapasitansı arzu edilen sapma faktörü ile sınırlıdır. Sonuç olarak filtre çıkış empedansı ve konverter giriş empedansı, belirli bir yüksek frekans sınırı üzerinde örtüşürler. Bu nedenle sistem etkileşimi özellikle yüksek şebeke frekansları kullanılması halinde ortaya çıkabilir. İki kademeli PFC konverterlerinde Dc ara devredeki etkileşim de aynı şekilde kritik bir sorundur. Zira dar bölgeli çıkış gerilimi regülasyonu yüzünden ikinci basamak, öndeki doğrultucu (front-end rectifier) için sabit bir yük gibi davranır. Düşük sinyalde negatif direnç gösterir. Sistem planlanması yapılırken, dağıtılmış dc güç sistemlerine ilişkin mülahazalar da dikkate alınmalıdır. Yüksek frekanslarda giriş empedansını yeteri kadar yükseltmek ve çıkış empedansını azaltmak için genel bir kural olarak konverter, yeterli giriş endüktanslı ve çıkış kapasitanslı olarak planlanmalıdır. Sistem etkileşiminin azaltılmasında kontrol planlaması önemli bir rol oynar.

3.6 Mülahazalar

Bu bölümde üç fazlı PFC tekniklerindeki, özellikle yumuşak anahtarlama tekniklerinde son zamanda yaşanan gelişmeleri kapsamlı olarak özetlenmektedir. Bir çok yüksek performanslı uygulamada yumuşak anahtarlama konverterlerin, normal anahtarlama (hard-switching) güç dönüşümüne gittikçe artan ölçüde alternatif olması beklenebilir. Zira normal

anahtarlama konverterlerde yıllardır yaşanan sorunlar, yumuşak anahtarlama teknikleri ile azaltılabilir veya çözülebilir. En azından yumuşak anahtarlama teknikleri, PFC sisteminin optimizasyonuna başka bir boyut getirebilir. Yüksek güçlü konverterlerde yumuşak anahtarlama teknikleri, henüz gelişme aşamasının başındadır. Farklı uygulamalar için yumuşak anahtarlamanın tam potansiyelini kullanmak için, halen daha fazla geliştirmeye ve pratik planlama işlemine ihtiyaç vardır. Verimin artırılması, yani güç kaybının azaltılması, yumuşak anahtarlama konverterlerin önemli bir avantajıdır. Diğer taraftan yumuşak anahtarlama işlemi, güç elemanı için iyi bir anahtarlama süreci yaratır. Bu sayede güç konverterinin güvenilirliği, gerilim-akım zorlanması ve EMI yayılması iyileşir. Bu faktörler güç dönüşüm cihazının performansına, fiyatına ve planlama pratiğine önemli ölçüde etkir. İleride bu hususlar üzerinde daha çok durulması gerekecektir.

3.7 Beklenen Gelişmeler

Üç fazlı PFC devrelerinin ileride çok daha fazla kullanılacağı beklenebilir. Bu artış en fazla telekomünikasyon, bağımsız ac güç sistemleri (örneğin hava araçları ve gemiler) ile performans ve /veya güç yoğunluğunun kritik olduğu diğer uygulamalarda olacaktır. Tüketim ve endüstriyel pazarlardaki büyüme, daha çok yeni çıkarılacak olan güç-kalitesi yönetmeliklerine bağlı olacaktır. Zira diyotlu doğrultma ve hantal pasif filtre kullanmaya göre, aktif PFC daki ilave masraflar avantajlı hale gelecektir. Küçük güçlü uygulamalar için basit üç fazlı PFC devreleri, tatmin edici performans ve ucuz bir çözüm sağlayabilir. Yüksek çıkış gücü istenen yerlerde, pasif harmonik süzme ile yüksek frekanslı EMI süzmenin ağırlıklı olduğu aktif PFC arasındaki rekabet gelecekte de aktif PFC in lehine olacaktır.

Üç fazlı inverter topolojilerinin ve kontrol teknolojilerinin çoğu, PFC uygulamaları için kolayca adapte edilebilir. Örneğin motor sürülmesi için kullanılan regeneratif, akım-reguleli, gerilim-kaynaklı inverterler, küçük değişikliklerle boost doğrultucu olarak kullanılabilir. Fakat yüksek frekansla çalışma, giriş akımı kalitesi, EMI süzme, yüksek verim ve güç yoğunluğu sorunları itici güç olarak devam etmektedir. Bu bölümde gözden geçirilen devre ve tekniklerin çoğu, ticari değer kazanmadan önce uygulama alanında halen bazı değişikliklere ihtiyaç göstermektedir. Özellikle buck doğrultucuları ve büyük güçlü uygulamalar için yumuşak anahtarlama topolojilerinde yeni gelişmeler beklenebilir. Modelleme ve kontrol planlaması konusunda, özellikle dengesiz ve bozuk giriş geriliminde çalışma için önemli gayret sarfedilmesi gerekir. EMI, giriş filtresi planlaması ve sistem etkileşimi konularına daha çok önem verilmelidir. PFC uygulamalarındaki performans gereksinimleri, motor sürme uygulamalarına göre çok farklı ve karmaşık olduğundan, standart hale getirilmiş, düşük fiyatlı

tek yonga tipi kontrolörlerin (single-chip controllers) pek yakında geliştirilmesi beklenebilir. Elde edilecek sonuçların çoğu aynı zamanda üç fazlı inverter planlanması, özellikle üç fazlı dağıtılmış güç sistemleri (distributed power systems) ve kesintisiz güç kaynakları gibi uygulamalarda çok yararlı olacaktır.

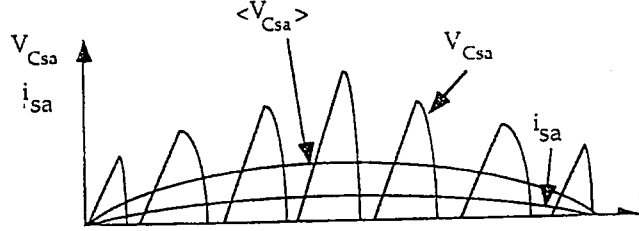
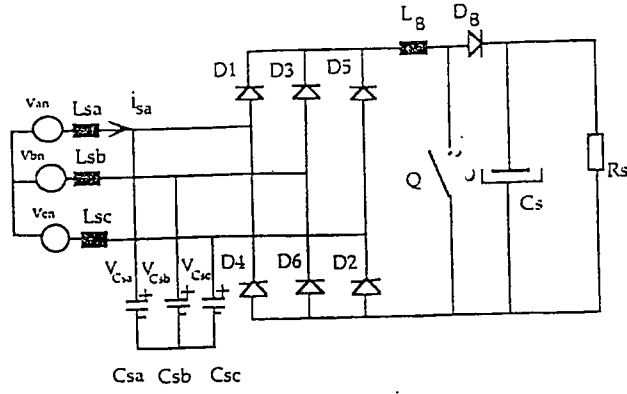


4.BİRİM GÜÇ FAKTÖRLÜ VE SİNÜİDAL GİRİŞ AKIMLI TEK ANAHTARLI 3 FAZLI DOĞRULTUCUNUN ANALİZİ VE DİZAYNI

4.1 Giriş

Bu çalışmada düşük maliyetli, büyük güçlü, harmonik içeriği az olan ve kontrol edilen üç fazlı ac-dc yeni bir doğrultucu anlatılmaktadır. Bu doğrultucunun analizi ve planlaması yapılarak performansı incelenmektedir. Devre; Üç fazlı bir diyot köprüsü ile bunu izleyen tek anahtar ve bir bobin içeren bir boost kademesinden oluşmaktadır. Teklif edilen bu yeni konverter devresi, yüksek verimli olarak çalışır ve şebekeden kendiliğinden sinüsoidal bir akım çeker. Bu özellik doğrultucu girişindeki gerilimin kesintili olması ve boost konverterinin kesintili endüktans akımı modunda çalıştırılması ile sağlanmıştır. Tek fazlı basit bir model ve sembolik analiz metodu kullanmak suretiyle analitik denklemler elde edilmiş ve planlama için kullanılmıştır.

Güç kaynaklarındaki harmonik bozulmanın sebepleri arasında, güç konverterleri gittikçe daha fazla rol oynamaktadır. Özellikle kontrollü ve kontrolsüz doğrultucuların sebep olduğu düşük güç faktörü ve büyük harmonik akımları en çok bilinen problemlerdir. Güç kaynağı kalitesini IEEE-519 standartına uygun olarak kabul edilebilir bir seviyede tutmak için doğrultucu sisteminin şebekeden sinüsoidal akım çekmesi için yöntemler geliştirilmiştir. 1980 den beri birim güç faktörlü doğrultucular konusu ile, özellikle üç fazlı olanlar ile gittikçe daha fazla ilgilenilmiştir. Bu konverterlere ait topolojiler, temel dc-dc konverter yapılarının üç faz için geliştirilmiş şekilleri olarak düşünülebilir. Hat akımlarını aktif olarak kontrol etmeksizin bir tek anahtar ve alçak frekanslı hantal elemanlar kullanmak suretiyle üç fazlı akımı düşük harmonik içeriği ile doğrultmanın mümkün olduğu bilinmektedir.



Şekil 4.1 Önerilen üç fazlı konverter

Bu bölümde düşük maliyetli, giriş güç faktörü yüksek ve giriş akımındaki harmonik içeriği düşük olan üç fazlı yeni bir boost doğrultucusu geliştirilecek ve analizi yapılacaktır (Gülgün, 2000; Tou, Al-haddad ve Guy, 1997). Şekil 4.1 de girişinde kondansatörler bağlı olan bu üç fazlı doğrultucunun bağlantısı ile C_{sa} giriş kondansatörüne ait gerilimle i_{sa} giriş akımının dalga şekli görülmektedir. Prensip olarak konverter iki kademedir oluşmaktadır.

-Şebeke tarafında her fazın girişine C_{sa} , C_{sb} , ve C_{sc} kondansatörlerinin bağlı olduğu üç fazlı diyot köprüsü,

-Boost tipi konverterden oluşan aktif çıkış katı.

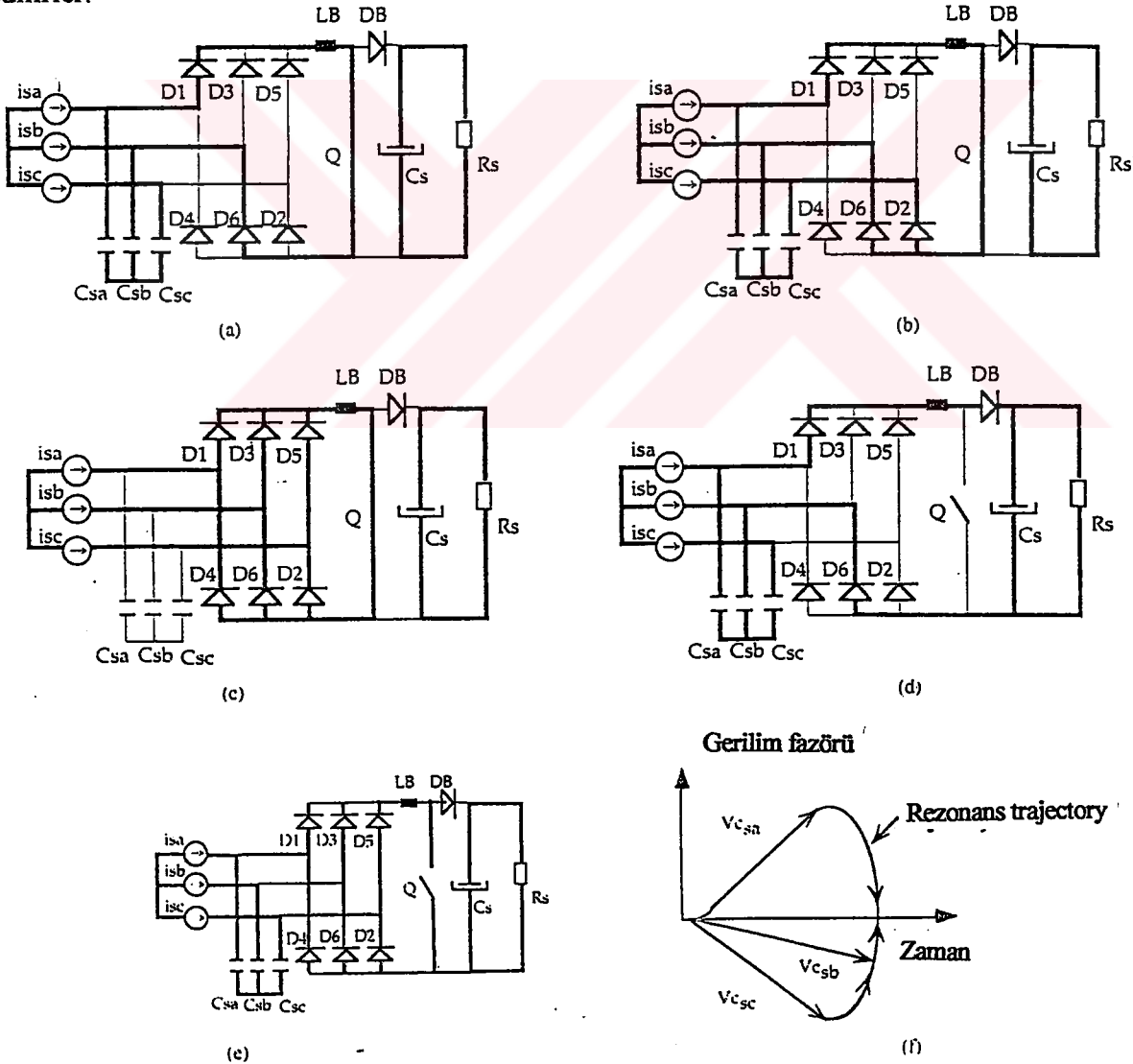
Çıkış aktif katına ait anahtarlama elemanında değişken frekanslı kontrol kullanılmaktadır ve kesintili akım modunda çalışmaktadır. Sadece bir adet (LB) boost bobini kullanılmıştır. Konverterin girişindeki gerilim her anahtarlama periyodunda darbe şeklinde değişmektedir. Tepe gerilimi giriş hat akımı ile orantılıdır. Böylece hat akımının ortalama değeri takriben sinüsoidal ve yaklaşık olarak faz gerilimi ile orantılı olmaktadır. i_{sa} , i_{sb} ve i_{sc} giriş hat akımları L_{sa} , L_{sb} ve L_{sc} giriş endüktansları tarafından süzülmemektedir.

4.2 Teklif Edilen Montajın Tanımı

Üç fazlı yüksek frekanslı, tek anahtarlı, kesintili bobin akımlı bir boost doğrultucusu incelenmiştir. Şebeke akımındaki bozulmanın az olması ve yüksek güç yoğunluğu amaçlanarak konverter, darbeleri konverter olarak gerçekleştirilmiştir. Darbe frekansı yüksek olduğu için akımın süzülme ihtiyacı, şebeke denetimli bir sisteme göre oldukça azalmıştır. Bu yüksek frekanslı doğrultucuda yüksek kaliteli bir giriş akımı elde edilebilmesi için giriş bobinleri kesintili akım modunda çalıştırılmıştır. Kapasitif tipli bir giriş ile de düşük

harmonikli bir doğrultma mümkündür. Şekil 4.1 de görülen boost doğrultucusunda bu durum söz konusudur. Devrenin kesintili gerilim modunda çalışması için, giriş kondansatörlerinin değerleri yeteri kadar küçük seçilmiştir. Düşük harmonikli doğrultma, kesintili akım modunda çalışan bir tek anahtarlama elemanı (Q) kullanılarak sağlanmıştır.

Çalışma modu, enerjinin C_{sa} , C_{sb} ve C_{sc} kondansatörlerinden LB bobinine aktarılmasından oluşmaktadır. Enerji transferini sağlamak için, Q anahtar iletme geçirilir ve kondansatörler salınan bir anahtar akımı ile deşarj olur. Kondansatör gerilimleri sıfıra düşer düşmez köprünün bütün diyotları iletimdedir. Q kesime geçirildiğinde LB de biriken enerjinin tümü, DB diyodu üzerinden yüke aktarılır. Daha sonra DB diyodu kesime geçtiğinde giriş kondansatörleri, Q tekrar iletme geçinceye kadar ilgili i_{sa} , i_{sb} ve i_{sc} faz akımları ile doğrusal olarak şarj olurlar. i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} giriş hat akımları, L_{sa} , L_{sb} , L_{sc} giriş hat filtreleri vasıtasıyla filtre edilirler.



Şekil 4.2 $V_{sa} > 0$ ve $V_{sc} < V_{sb} < 0$ aralıkları içinde konverterin çalışma mod'ları

Şekil 4.2 de konverterin çalışma modları ve giriş kondansatör gerilimlerinin Ts darbe peryodu sırasındaki değişimleri görülmektedir. Şebeke faz gerilimlerinin dengeli ve tam sinüsoidal olduğunu, darbe peryodu içinde takriben sabit kaldıklarını kabul edelim. $V_{sa} > 0 > V_{sb} > V_{sc}$ olduğu aralığı alalım. 60 derecelik bir aralığın analizi, faz durumlarını uygun şekilde dikkate almak suretiyle temel peryodun tamamı için sistem davranışını belirler. Q güç transistörü iletme geçirilmeden önce, sistem kesintili moda çalıştığı için boost endüktansından geçen akım sıfırdır. Üç giriş kondansatörü, i_{sa} , i_{sb} ve i_{sc} giriş akımları ile şarj olmaktadır.

Mod 1: $t_0 < t < t_1$ aralığı, şekil 4.2a bu aralıkta D1, D6 diyotları ile Q anahtarı iletimdedir. $t = t_0$ anında Q iletme geçirilir. Bu aralıkta V_{Csc} kondansatör gerilimi artmaya devam eder, diğer iki kondansatör C_{sa} , C_{sb} ile LB, V_{Csb} kondansatör gerilimi V_{Csc} kondansatör gerilimine eşit oluncaya kadar salınır. Bu durum sonunda $V_{bn} = V_{cn}$ olur. Bundan sonraki ilk aralıkta D2 diyodu da akım geçirir.

Mod 2: $t_1 < t < t_2$ aralığı, şekil 4.2b bu aralıkta D1, D2, D6 diyotları ile Q anahtarı iletimdedir. Bütün kondansatörler bir darbe akımı ile deşarj oluncaya kadar, diyotlar ve LB salınımdadır.

Mod 3: $t_2 < t < t_3$ aralığı, şekil 4.2c bu aralıkta bütün diyotlar iletimde ve Q anahtarı kesimdedir. Kondansatör uçlarındaki gerilimler sıfır olduğunda bu çalışma modu başlar. Q anahtarı kesime geçmiştir ve enerji DB diyodu üzerinden boost bobininden yüke aktarılır. Bütün doğrultucu diyotları iletimdedir. Boost endüktansının akımı I_{sa} ya eşit olunca bu çalışma modu sona erer.

Mod 4: $t_3 < t < t_4$ aralığı, şekil 4.2d bu aralıkta D1, D6 ve DB diyotları iletimdedir. C_{sa} , C_{sb} kondansatörleri ile LB bobini salınır. C_{sc} kondansatörü kendi hat akımı ile doğrusal olarak şarj olur. Bu çalışma modunun süresi ihmal edilebilir. D1, D6 ve DB iletimdedir. Boost endüktansının akımı sıfır olduğunda bu çalışma modu sona erer.

Mod 5: $t_4 < t < t_5$ aralığı, şekil 4.2e bu aralıkta bütün elemanlar kesimdedir. C_{sa} , C_{sb} , C_{sc} giriş kondansatörleri sırasıyla i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} akımları ile doğrusal olarak tepe değerlerine kadar şarj olurlar. Q anahtarı iletme geçtiğinde bu çalışma modu sona erer.

Bütün bu çalışma modları normal çalışma durumu için olup ATOSEC5 yazılımı kullanılarak tanımlanmıştır.

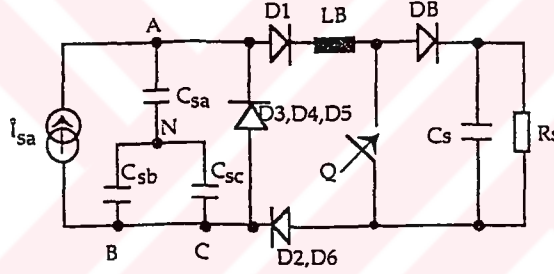
4.3 Basitleştirilmiş Modelle Analiz ve Planlama

Üç fazlı bir diyot köprüsünün işletmedeki davranışının, kuplajsız tek fazlı diyot köprüsü vasıtasıyla tarif edilmesi yukarıdaki analiz ile çatışabilir. Fakat üç faz girişli bu konverterin analizi eşdeğer bir tek fazlı model kullanmak suretiyle yapılabilir. $\omega t = \pi/2$ deki çalışma

noktasını düşünelim. Bu durumda gerilim maksimum ve akım zorlanma şartları bakımından en kötüdür. Bu durum için faz geriliminin değeri V_{an} , sinüsoidal giriş geriliminin tepe değerine eşittir. Diğer iki faz gerilimi olan V_{bn} ve V_{cn} , $-V_{amax}/2$ e eşittir. Burada V_{amax} ; Giriş faz gerilimi V_{an} in maksimum değeridir. Faz akımı i_{sa} , maksimum değerine eşittir ve i_{sb} ile i_{sc} ise $-I_{amax}/2$ eşittir. Bu kabulleri yapmak suretiyle, şekil 4.3 de görülen eşdeğer basitleştirilmiş modeli elde ederiz. Üç faz girişli gerçek devre ile basitleştirilmiş tek fazlı konverter arasındaki bağıntılar aşağıdaki gibidir. Giriş kondansatörü $C_e = 2/3 C_{sa}$. I_{amax} ; i_{sa} faz akımının maksimum değeridir ve bir anahtarlama periyodu boyunca sabit kaldığı kabul edilmiştir. Üç fazlı köprüye ait diyotlar şekil 4.3 de görülmektedir. Analiz için yapılan kabuller aşağıdaki gibi özetlenebilir.

-Bütün anahtarların ve reaktif komponentlerin ideal olduğu varsayılmıştır.

-Çıkış gerilimi ve giriş akımının bir anahtarlama periyodu süresince sabit kaldığı kabul edilmiştir.



Şekil 4.3 $wt = \frac{\pi}{2}$ için basitleştirilmiş bir tek fazlı dönüştürücü modeli

Denklemler dc çıkış gerilimine göre normalize edilmiştir. Bu sayede sistem dalga şekilleri, dc çalışma noktasının fonksiyonu olarak ifade edilebilir. Normalize edilmiş büyüklükler aşağıdaki gibidir.

$$\text{Taban akımı} \quad I_b = \frac{V_b}{Z_b} \quad (4.1)$$

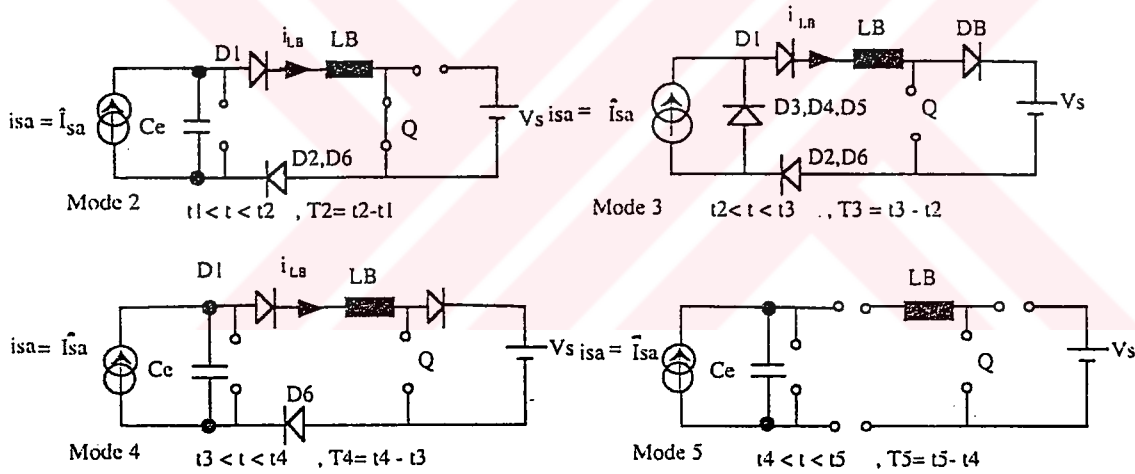
$$\text{Taban empedansı} \quad Z_b = \frac{\sqrt{L_B}}{\sqrt{C_e}} \quad (4.2)$$

$$\text{Taban voltajı} \quad V_b = V_{\text{çıkış}} \quad (4.3)$$

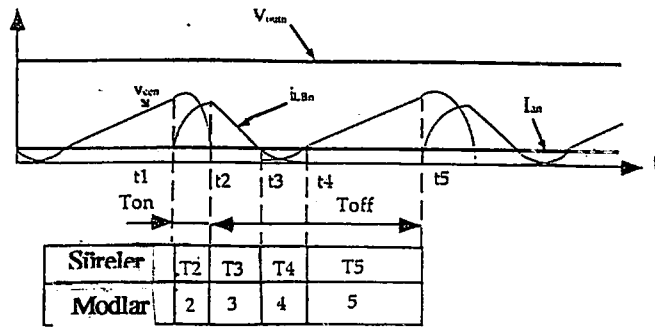
$$\text{Taban Frekansı} \quad F_b = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_B \cdot C_e)}} \quad (4.4)$$

$V_{\text{çıkış}}$, çıkış geriliminin değeridir. Bütün normalize edilmiş değerler (n) alt indisi ile gösterilmiştir.

Analiz, her anahtarlama periyodunun eşdeğer çalışma modlarına ayrılması ile yapılır. Elde edilen dört çalışma modu, şekil 4.4 de görülmektedir. Biz sadece 90 derecelik bir süreyi düşündüğümüz için, mod 1 mevcut değildir. Durum değişkenlerinin denklemleri ve bir anahtarlama periyodu için her mod 'un süresi, MATLAB yazılımının Sembolik Math Toolbox 'ı kullanılarak elde edilmiştir. Bu analizden şekil 4.5 de görüldüğü gibi bir anahtarlama periyodu için tipik bir sürekli rejim çözümü bulunmuştur. Tablo 4.1 de bu analizin sonuçları görülmektedir. Planlama denklemleri, bu işletme modları temel alınarak kurulmuştur. Fakat tüm çalışma, ATOSEC5 yazılımı vasıtasıyla tam bir analiz yapılarak ve prototip üzerinde deneysel olarak kanıtlanmıştır.



Şekil 4.4 Tek fazlı dönüştürücü modelinin çalışma modları



Şekil 4.5 Sembolik math ile elde edilen dalga şekilleri

Çizelge 4.1 İsa'nın harmonik spektrumu

| | | | | | | |
|------|------|-------|-------|-------|------|----|
| 1 | 3 | 5 | 7 | 9 | 11 | 13 |
| 100% | 0.9% | 3.35% | 0.79% | 0.79% | 0.8% | 1% |

Q anahtarının iletimde kalma süresi kontrol değişkeni olarak kullanılmıştır. Fakat iletimde kalma süresi arttıkça, verimin düştüğü görülmüştür. Bu çalışmada “iletimde kalma süresi”, mod 2 nin süresi (ωT_1) olarak tanımlanmıştır. Kondansatör gerilimi v_{cen} sıfır olduğunda, Q anahtarı kesime geçer. Böylece artık çıkış gücü, anahtarlama frekansı $F_{sn} = F_s/F_b$ değiştirilmek suretiyle kontrol edilir.

$$F_{sn} = \frac{2\pi}{\omega_0 (T_1+T_2+T_3+T_4+T_5)} \quad (4.5)$$

Burada

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(L_B C_e)}} \quad (4.6)$$

Her mod 'un süresi, C_e kondansatörünün uçlarındaki bilinmeyen başlangıç gerilimi v_{cen} 'ne bağlı olarak ifade edilmiştir.

$$v_{cen}(t = t_1) = V_{con} \quad (4.7)$$

sürekli rejimdeki çalışmada C_e kondansatörünün uçlarındaki bu başlangıç geriliminin, bir anahtarlama periyodunun sonundaki, nihai değerine eşit olduğu kabul edilmiştir.

$$v_{cen}(t = t_1 + T_s) = V_{con} \quad (4.8)$$

(4.5)'i çözmek için ortaya çıkan ara sonuçlar çok uzundur. Bu nedenle bu denklemler ancak pratik olarak Sembolik Math programı kullanılarak çıkarılmıştır. Sonuç olarak aşağıda görülen (4.9) ifadesi elde edilmiştir.

$$F_{sn} = \frac{2\pi}{-a \tan\left(\frac{V_{con}}{I_{an}}\right) + \pi + \left(\frac{\sqrt{(I_{an}^2 + V_{con}^2)}}{V_{çıkışn}}\right) - a \sin\left(\frac{I_{an}}{V_{çıkışn}}\right) - \frac{V_{çıkışn}}{I_{an}} \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{I_{an}}{V_{çıkışn}}\right)^2}\right] - \left(\frac{V_{con}}{I_{an}}\right)^2} \quad (4.9)$$

Bu konverterin bütün normalize edilmiş karakteristik büyüklüklerini elde etmek için, yüke sağlanan çıkış gücünü hesaplamak suretiyle ikinci bir denklem elde edilmiştir. Mod 4 'ün

süresi ihmal edilebilir olduğundan, prensip olarak bu güç yüke Mod 3 sırasında aktarılır. Bu gücün ifadesi, bobin akımının entegrasyonu ile bulunur.

$$P_{\text{çıkışn}} \cong \frac{F_{sn}}{2\pi} V_{\text{çıkışn}} \int_{\omega t_2}^{\omega t_3} i_{LBn} d(\omega t) \quad (4.10)$$

Sembolik cebir programı ile aşağıdaki ifadeyi elde ederiz.

$$P_{\text{çıkışn}} = \frac{F_{sn}}{2\pi} (I_{an}^2 + V_{con}^2) \left(\frac{1}{2} + \frac{I_{an}}{\sqrt{I_{an}^2 + V_{con}^2}} \right) = \frac{V_{\text{çıkışn}}^2}{R_{\text{çıkışn}}} \quad (4.11)$$

Yüke tam bir güç transferi sağlamak için, aşağıdaki şartın yerine getirilmesi gerekir.

$$P_{\text{girişn}} = \frac{3}{2} I_{an} V_{an} = P_{\text{çıkışn}} \quad (4.12)$$

Çıkış gücü iki büyüklüğe bağlıdır. Bunlar “normalize edilmiş anahtarlama frekansı” ve C_e kondansatörünün uçlarındaki başlangıç gerilimi V_{con} dur. Çalışma noktasının anahtarlama frekansı ve V_{con} gerilimi (4.9) ile (4.10)’un çözülmesi ile elde edilir. Fakat (4.9) bir transcendental denklemdir. Bu nedenle bir anahtarlama periyodu için “Sözde Sürekli Rejim Çözümü” nde iteratif yöntem kullanılmıştır.

Sembolik Math Programı ve nümerik metotların kombinasyonu ile konverterin gerilim dönüşüm karakteristiğini bulabiliriz ve normalize edilmiş büyüklükleri kullanarak bütün planlama eğrilerini bulabiliriz. Dolayısıyla normalize edilmiş akım ve normalize edilmiş gerilimler boyutsuz büyüklüklerdir. Bu eğriler konverteri planlamak için kullanılabilir ve aşağıdaki iki şartla uyumlu olarak çıkarılır.

- Boost özelliğini sağlamak için aşağıdaki zorunluluk yerine getirilmelidir.

$$V_{\text{çıkışn}} \geq V_{con,max} \quad V_{con,max} = \sqrt{(V_{con}^2 + V_{LBn}^2)} \quad (4.13)$$

-Q anahtarı kondansatör gerilimi sıfır olduktan sonra açılmalıdır. Buna göre bir anahtarlama periyodunun süresi aşağıdaki ifadeyi sağlamalıdır.

$$\omega T_s > \omega(T_1 + T_2 + T_3 + T_4) \quad (4.14)$$

Aksi taktirde konverter kesintili gerilim modunda çalışamaz. Halbuki konverterin çalışması için bu temel şarttır. Planlama aşağıdaki spesifikasyonları karşılayacak tarzda yapılmıştır.

Çıkış gücü: $P_{\text{çıkış}} = 1200W$

Çıkış Gerilimi: $V_{\text{çıkış}} = 600V$

Çalışma frekansı (maksimum değer): $F_s = 50kHz$

Kaynak gerilimi: Üç fazlı, $V_{sa} = 60V_{rms}$ 60Hz

AC hat akımındaki bozulma: THD < %5

L_B ve C_e nin seçimi için gerekli planlama denklemleri, Sembolik Math analizi kullanılarak elde edilmiştir. Bu analizde silisyumlu eleman kullanımının minimuma indirilmesi, yarı iletken elemanların uçları arasındaki gerilim zorlanmasının azaltılması, reaktif elemanların fiyatlarının ve boyutlarının azaltılması temel alınmıştır. Deneysel devre için aşağıdaki eleman değerleri seçilmiştir: $I_{LBn} = 4$, $F_{sn} = 0.954$ ve $R_{çıkışn} = 50$, Yukarıdaki planlama denklemlerinden rezonans bobini L_B ve C_e kondansatörü hesaplanmıştır.

$$L_B = \frac{R_{çıkışn} \cdot F_{sn}}{2\pi R_{çıkışn} F_s} = \frac{300 \cdot 0,954}{2\pi \cdot 50 \cdot 50 \cdot 10^3} = 18,22 \mu H \quad (4.15)$$

$$C_e = \frac{R_{çıkışn} F_{sn}}{2\pi R_{çıkışn} F_s} = \frac{50 \cdot 0,954}{2\pi \cdot 300 \cdot 50 \cdot 10^3} = 0,506 \mu F \quad (4.16)$$

Reaktif elemanların seçiminden sonra, planlamayı doğrulamak üzere sembolik math analizi ile bir anahtarlama periyodu için tipik bir sürekli rejim çözümü elde edilmiştir. Bu aşamada şekil 4.1 deki devreyi üç fazlı kaynağın bir tam periyodu için simule etmek için, ATOSEC5 gibi genel amaçlı bir güç elektroniği konverter simülatörü de kullanılabilir.

4.4 Simülasyon ve Deneysel Sonuçlar

Şekil 4.1 deki devre genel amaçlı güç elektroniği konverter simülatörü ATOSEC5 kullanılarak, üç fazlı kaynağın bir tam periyodu ve aşağıdaki parametreler için simule edilmiştir.

$$P_{çıkış} = 1200W$$

$$V_{an} = 70V_{rms} \ 60Hz$$

$$V_s = 600V$$

$$F_s = 50kHz$$

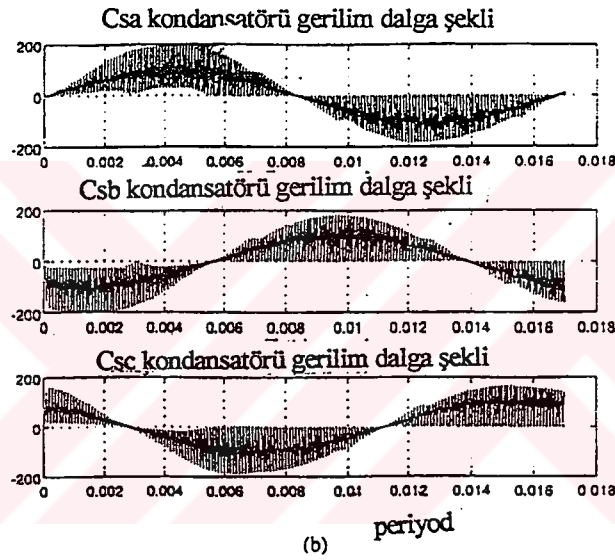
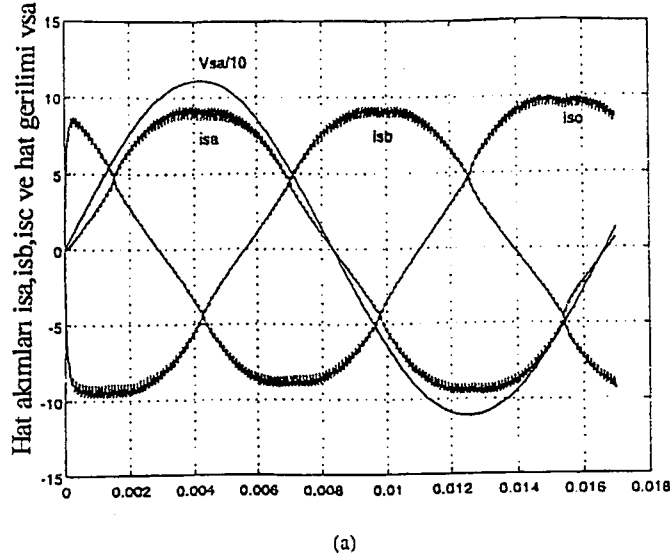
$$C_s = 1000 \mu F$$

$$R_s = 300 \Omega$$

$$L_1 = 0.5mH$$

$$L_B = 18 \mu H$$

$$C_{sa} = C_{sb} = C_{sc} = 0.5 \mu F$$



Şekil 4-6 Üç Fazlı kaynak için bir tam periyotta simülasyonla elde edilen dalga şekilleri

Q anahtarı MOSFET tipi bir elemandır. Üç fazlı kaynağın bir tam periyodu için elde edilen tipik dalga şekilleri şekil 4.6 da görülmektedir. V_{csa} , V_{csb} , V_{csc} kesintili faz gerilimleri, i_{sa} , i_{sb} ve i_{sc} giriş akımları ile orantılı zarflar oluşturmaktadır. i_{sa} nın harmonik analizi yapıldığında THD < %5 bir değerde olduğu görülmüştür.

4.5. Sonuçlar

Bu bölümde tek anahtarlı, üç fazlı ve yüksek güç faktörlü yeni bir doğrultucu sunulmuştur. Bu topolojide doğrultucu diyotları sıfır-gerilim/akım da anahtarlama yapmaktadır. Bu doğrultucu yaklaşık (1) güç faktörü ile, yüksek kaliteli bir giriş akımı çekmektedir. Uygulamaların çoğunda IEEE 519 standartını karşılamaktadır. Sadeleştirilmiş tek fazlı bir konverter kullanmak suretiyle devre analiz edilebilir. Planlama için devrenin analitik olarak çok iyi anlaşılması esastır.

Bir sembolik math programı kullanarak,

-Çabuk ve kolayca, konverter planlanarak gerekli denklemler elde edilebilir,

-Planlama eğrileri çıkarılabilir,

-Bu sonuçların doğruluğu, sürekli rejimde çalışma ve bir peryot için kanıtlanabilir.

Bu planlamadan sonra konverter, genel amaçlı bir güç elektroniği konverter simülatörü ATOSEC5 kullanılarak üç fazlı kaynağın bir tam peryodu için simule edilmiştir. Simülasyon ve deney sonuçları, planlama işleminin geçerliğini doğrulamaktadır. Sembolik ve zaman domeni analizi birlikte kullanılarak, herhangi bir konverterin teorik analizi ve planlaması tam olarak kolayca yapılabilir.



5.SERİ BAĞLANMIŞ İKİ BOOST DÖNÜŞTÜRÜCÜ KULLANILARAK ÜÇ FAZLI DİYOTLU BİR DOĞRULTUCUNUN DÜŞÜK GİRİŞ AKIMI DİSTORSİYONU İLE ÇALIŞTIRILMASI

5.1 Giriş

Bu bölümde iki anahtarlı seri bağlı bir dual ile üç fazlı iki yönlü bir anahtar devresi kullanmak suretiyle, üç fazlı diyotlu bir doğrultucunun giriş akımının şekillendirilmesine ilişkin bir yöntem tanıtılmaktadır. Devrelerle bir tek dc çıkış gerilimi (tek dc baralı) veya orta uçlu kondansatörler kullanmak suretiyle çift dc çıkış gerilimi (bölünmüş (ayrık) dc baralı) elde edilebilir. Her iki doğrultucu tipi de boost endüktansı, doğrultucunun dc tarafına veya ac tarafına konmak suretiyle çalıştırılabilir. Sonuç olarak elde edilen doğrultucu devre şekilleri, kısa devre arızalarına karşı dayanıklıdır. Ayrıca bağlı akım değerleri ve anahtarlama kayıpları az olan elemanlar içerirler. Bu özellikler güvenilirlik faktörünü artırır ve ana dalga güç faktörünün (1) olması nedeniyle reaktif güç masraflarını azaltırlar. Doğrultucuya ilişkin olarak simülasyonla ve deneysel olarak elde edilen sonuçlar verilmiştir.

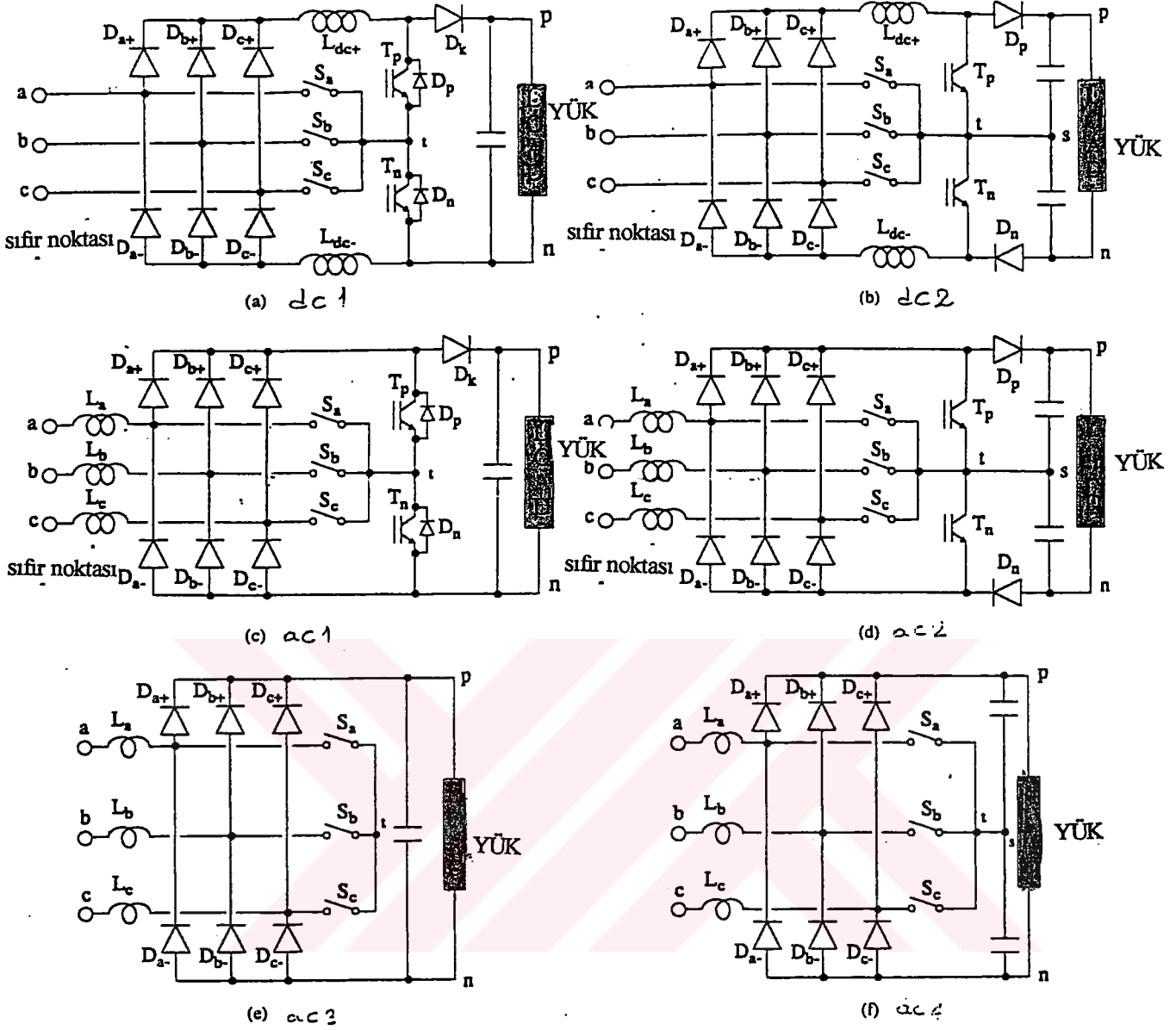
Bu çalışmada sunulan devre topolojilerinin denenmesinde, hayli katı olan güç elektroniği cihazları tarafından üretilen harmoniklerin sınırlandırılmasına ilişkin IEC-555 ve IEE-519 standartları esas alınmıştır. Üç fazlı motorların hız kontrolünde yaygın olarak şebeke arayüzü olarak kullanılan konverterler, şebekeyi harmoniklerle kirleten başlıca cihazlardır. Genellikle bu konverterler, faz kontrollü doğrultucular veya diyotlu doğrultuculardır. Potansiyel pazarlarının geniş olması, katı yönetmelikler ve ciddi ekonomik zorlamalar nedeniyle, şebekeden olabildiğince harmoniksiz akım çeken ve ana dalga güç faktörü (1) (u_{pf}) olan üç fazlı doğrultucuların planlanması konusundaki araştırmalar yoğunlaşmıştır.

Düşük THD li u_{pf} tipi doğrultucuların yaygın olarak kullanımı, bazı faktörler nedeniyle sınırlıdır. Bu faktörler; Yüksek fiyat, az güvenilirlik, kısa devrelere dayanıksız, kontrol sorunları, stabilite problemleri, düşük verim, emi/rfi emisyonu, boyutların ve ağırlıkların artması olarak sıralanabilir. Bu çalışma üç fazlı düşük THD li u_{pf} tipi doğrultucuların güvenilirliklerinin artırılması ve fiyatlarının düşürülmesi konusunda katkıda bulunmuştur. Aktif yarı iletken anahtarların bağlı akım değerlerinin düşürülmesi, doğrultucuların kısa devre ve aşırı akımlara dayanıklılığının iyileştirilmesi ile bu husus sağlanmıştır. Bütün doğrultucu devre topolojilerinde kısa devre arızası ortadan kaldırılmıştır. Zira doğrultucu diyotlar, dc çıkış kondansatörlerinin arıza noktası üzerinden deşarjını engellemektedir Şekil 5.1. Bu devre özelliği aynı zamanda tam iki yönlü güç akışı özelliğini de ortadan kaldırmaktadır. Fakat buna

rağmen bazı küçük devre değişiklikleri ile ters yönde güç akışı özelliği bir dereceye kadar kazanılabilir.

Bu çalışmada ele alınan ve şekil 5.1 de görülen devre topolojileri, ayrı dc baralı veya tek dc bara çıkışlı olarak gerçekleştirilebilir (Gülgün, 2000; Salmon, 1996). Tercih edilecek topoloji türü doğrudan doğruya arzu edilen dc çıkış geriliminin değerine bağlıdır. Şekil 5.1a da bobinin dc tarafta bulunduğu tek dc bara çıkışlı bir doğrultucu (dc 1) görülmektedir. Şekil 5.1b de ise ayrı dc bara çıkışlı benzer bir doğrultucu (dc2) göstermektedir. S_a , S_b ve S_c iki yönlü anahtarlar olup şekillerdeki gibi basit olarak gösterilmişlerdir. Şekil 5.1c, d, e, f deki topolojilerde bobin, ac tarafta kullanılmıştır. Sırasıyla ac_1 , ac_2 , ac_3 ve ac_4 olarak tanımlayacağımız bu montajlarda S_a , S_b ve S_c , hat akımlarını şekillendirmek için yüksek frekansla anahtarlanmaktadır. ac_1 ve ac_2 de elektriksel zorlanmalar sebebiyle iki yönlü anahtarlar, alçak anahtarlama frekansı ile anahtarlanır. T_p ile T_n ise yüksek frekansla anahtarlanarak hat akımlarının şekillendirilmesinde kullanılır. Bazı anahtarlama durumlarında ac_1 , paralel iletim yolları içermektedir. Bu istenmeyen bir durum olduğundan, ac_3 topolojisi ac_1 e tercih edilir. Burada ele alınan doğrultucuların başlıca sakıncaları, alışılmış (standart) üç fazlı doğrultucuya göre nisbeten farklı ve standart dışı topolojilere sahip olmalarıdır. Bunların anahtar sayıları ve iletim kayıpları fazladır. Bu sakıncalara karşılık anahtarların bağlı akım değerleri düşüktür, kısa devrelere dayanıklıdırlar ve anahtarlama kayıpları düşüktür.

Kıyaslama amacı ile şunları söyleyebiliriz. Tek anahtarlı üç fazlı bir doğrultucuda, bazı önemli doğrultucu parametreleri kullanmadan hat akımındaki bozulma azaltılamaz. Bunlar büyük bir dc ara devre gerilimi, rezonans modunda çalışma, yüksek frekanslı doğrultma diyotları, kesintili iletim, büyük giriş filtreleri vs olarak sıralanabilir. Bu çalışmada anlatılan doğrultucularda hat akımındaki bozulmanın çok az olması, buna rağmen dc ara devre geriliminin nisbeten alçak tutulabilmesi, örneğin $1.35 V_{LL}$ amaçlanmıştır. Standart doğrultucu diyotları, sürekli iletimli olarak ve küçük yüksek frekans filtreleri ile çalıştırılabilir. Teklif edilen topolojilerin tam yükte tek yönlü olarak, dc barayı besleme durumu için çalışması verilmiştir. Fakat bazı küçük devre değişiklikleri ile, örneğin şekil 5.1c deki dc bara diyodunun köprülenmesi gibi, ac tarafa bir miktar güç aktarılabilir.



Şekil 5.1 Tek dc bara çıkışlı ve çift dc bara çıkışlı doğrultucu devre şekilleri

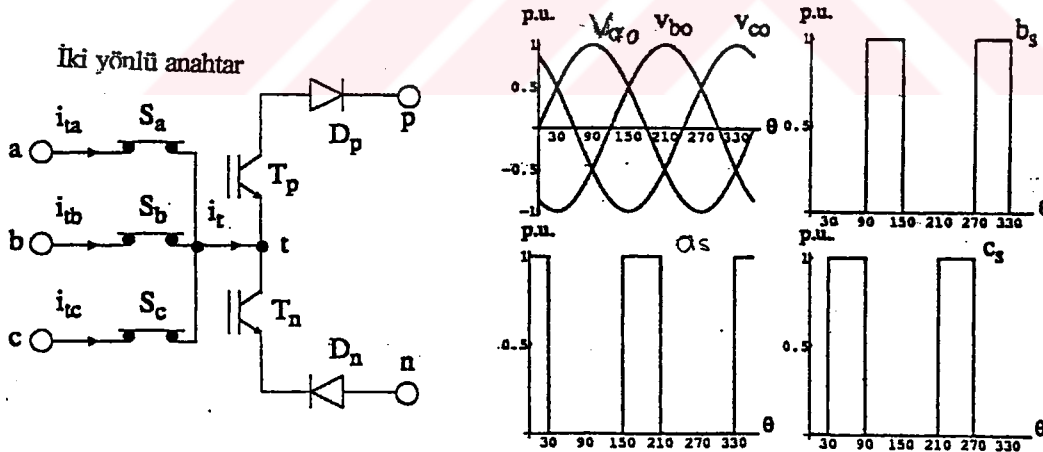
5.2 Doğrultucuların Çalışması

Yarı iletken elemanların maruz kaldığı dv/dt ve di/dt zorlanmalarındaki farklılıklar dışında, bütün doğrultucuların çalışması birbirine çok benzerdir. Bütün doğrultucular ac kaynaktan selektif (seçmeli) olarak akım çekerler. Buna “Selektif Akım Çekme Fonksiyonu” denir ve bu fonksiyon, şebeke periyodunun 60 derecelik bir aralığı için bir hat gerilimini seçen kontrol sinyalleri kullanılarak gerçekleştirilir. Buna “Hat Gerilimi Seçme Fonksiyonu” denir. Bir seri bağlı iki (dual) boost konverteri alt topolojisi kullanılmak suretiyle, iki hat akımının dalga şekli anında kontrol edilir. Buna “Akım Şekillendirme Fonksiyonu” denir. Bu üç fonksiyon, tanımlanan ana dalga güç faktörü (1) olan doğrultucuları şekillendirir. Ancak yayınlarda

rastladığımız “üçüncü Harmonik enjeksiyonu yöntemi” bunlardan ayrı tutmak gerekir. Önerilen doğrultucular aynı zamanda yeni bir seri bağlı çift (dual) boost konverter alt topolojisi ortaya koymaktadır. Bu alt topoloji, ya bir tek dc bara veya iki dc bara kullanabilir. Bunlar sırasıyla tek fazlı standart doğrultucuya ve gerilim çiftleyici doğrultuculara (voltage doubler rectifier) eşdeğerdir. Bu çalışmada ac bobin kullanan doğrultucuları tanıtmak için ac1 ve ac2 den çok, ac3 ve ac4 tercih edilmiştir. Bunun sebebi farklı devre yapıları ve iki yönlü anahtarların çifte (dual) fonksiyonlarıdır.

5.2.1 Hat Gerilimi Seçme Fonksiyonu

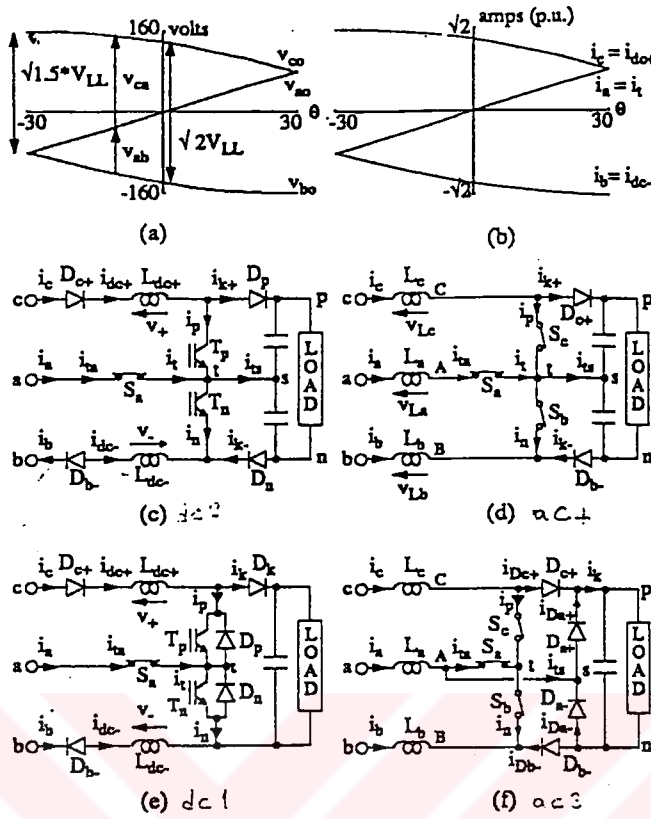
Bütün doğrultucularda hat gerilimi seçimi fonksiyonunu gerçekleştirmek için, üç fazlı iki yönlü anahtarlar kullanılmıştır. Bu seçim fonksiyonunun amacı, ac şebekeye selektif olarak akım enjekte etmektir. Hangi hat geriliminin seçileceğine, şebeke geriliminin periyodu içindeki fazların durumuna bakılarak karar verilir şekil 5.2. Bir anahtar 60 derecelik bir aralıkta iletimde kalır. Bu aralık ilgili fazın sıfırdan geçmeden ve geçtikten sonraki 30 derecelik aralıklardır (± 30 derece). Şekil 5.2 de a_s , b_s , c_s kontrol sinyalleri ile birlikte faz gerilimleri görülmektedir. Bir faz sinyali lojik 1 olursa, ona ait faz anahtarı iletime geçer. Örneğin a_s sinyali S_a anahtarını kontrol eder. Bunun sonucu olarak anahtarlar şebeke periyodu içinde 60 derecelik iki iletim süresi boyunca iletimde kalmaktadır ve anahtarlama frekansları 120 Hz dir.



Şekil 5.2 İki yönlü anahtarlama için kontrol sinyali

5.2.2 Akım şekillendirme fonksiyonu

Şekil 5.3a ve b de 60 derecelik bir aralıkta faz gerilimlerinin ve ideal hat akımlarının değişimi görülmektedir. Bu aralıkta (a) faz gerilimi, negatiften pozitif doğru sıfırdan geçmektedir. Hat gerilimi seçme fonksiyonu bu aralıkta S_a iki yönlü anahtarını seçerek iletime sokar, Sonuç olarak muhtelif doğrultucular için oluşan aktif alt devre

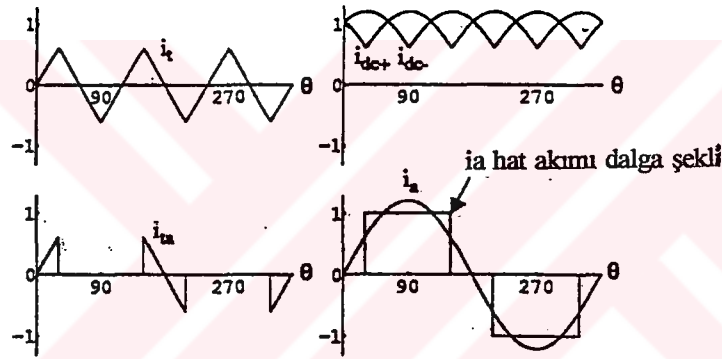


Şekil 5.3 60 derecelik aralıkta faz gerilimleri ve ideal hat akımları

topolojileri şekil 5.3c, f de görülmektedir. Seçilen 60 derecelik aralıkta seri bağlı çift (dual) boost konverter alt topolojisi kullanılmak suretiyle, iki hat akımı kontrol edilebilir. Şekil 5.3c ve d de görülen alt topolojiler çift dc bara çıkış gerilimlidir. Şekil 5.3e ve f de ise tek dc bara çıkış gerilimlidir.

Üst ve alt boost anahtarlarının anahtarlama işlemi bütün devrelerde birbirine benzer. Üst boost anahtarı, i_c nin şeklini kontrol etmek için kullanılır. Burada dc2, dc1, ac1, ve ac2 için T_p , ac3 ve ac4 için ise S_c üst boost anahtarlarıdır. Buna üst boost anahtarı kontrol fonksiyonu denir ve S_p ile gösterilir. Alt boost anahtarı i_b nin şeklini kontrol için kullanılır. Buna alt boost anahtarı kontrol fonksiyonu denir ve S_n ile gösterilir. Seçilen 60 derecelik aralık boyunca, i_c ve v_{ca} daima pozitifdir. Benzer olarak i_b ve v_{ba} daima negatifdir. Bu durum iki boost konverterinin uygun çalışmasına imkan verir. Bir anahtar iletme sokulduğunda boost akımı artar. Anahtar kesime geçirildiğinde, boost akımı boost diyodu üzerinden akar ve akım azalır. Dc endüktans kullanan doğrultucular için i_{dc+} ve i_{dc-} , üç fazlı diyotlu doğrultucunun çıkış akımlarıdır şekil 5.4. Ac endüktans kullanan doğrultucular için şekil 5.4 de i_{dc+} ve i_{dc-} için verilen dalga şekilleri, kontrol sinyalleri kullanmak ve zaman çoğaltımı (time-multiplexing) kullanarak üç

fazlı hat akımlarının örneklenmesi suretiyle elde edilmiştir. Bu iki akımın dalga şekli iki akım değişkenini temsil etmektedir. Bunlar 360 derecelik tam bir şebeke periyodu boyunca, verilen 60 derecelik aralıklarda S_p ve S_n e karşılık gelen uygun boost anahtarları kullanılarak kontrol edilmelidir. i_{dc+} ve i_{dc-} nin şekil 5.4 de görüldüğü gibi çift boost konverteri alt topolojisi ile kontrol edildikleri kabul edilirse, bu taktirde i_{dc-} ile i_{dc+} arasındaki fark i_t olur şekil 5.4. Şekil 5.2 de görülen sinyallerle kontrol edilen çift yönlü şalterler ile i_t akımı, selektif olarak 60 derecelik aralık için (a) fazından çekilir. Şekil 5.4 de bu akım i_{ta} ile gösterilmiştir. Dikkat edilirse ac bobinli doğrultucularda i_t ve i_{ta} ya ait dalga şekilleri, kontrol sinyalleri kullanmak ve uygun zaman çoğaltma (time-multiplexing) ile üç fazlı hat akımlarının örneklenmesi suretiyle elde edilebilir. Hat akımı dalgasının şekillendirilmesi ve hat gerilimi seçme fonksiyonlarının kullanılmasına ilişkin sonuç olarak çekilen ufpf akımları, (a) fazı için şekil 5.4 de verilmiştir.



Şekil 5.4 (a) fazı için i_{dc+} ve i_{dc-} dalga şekilleri ve i_a faz akımı ve gerilimi

5.2.3 Doğrultucu anahtarlama durumları

Şekil 5.3 de görülen alt topoloji için anahtarlama durumları, eleman akımları ve bobin gerilimleri Çizelge 5.1 de verilmiştir. Belirtilen bobin gerilimlerinde, toplam çıkış gerilimi V_{pn} in ; Tek dc bara durumunda (E), çift dc baralı durumda ise ($2 * E$) olduğu kabul edilmiştir. ac3 ve ac4 doğrultucularındaki iki yönlü anahtarlarla bağlantılı olarak çiftli (dual) kontrol fonksiyonları Çizelge 5.2 de tarif edilmektedir.

Çizelge 5.1 Ac 3 ve ac 4 doğrultucularındaki iki yönlü anahtarlar için kontrol fonksyonları

| | S_a | S_b | S_c |
|----------------------------|-------|-------|-------|
| -30° to 30° | on | S_n | S_p |
| 30° to 90° | S_p | S_n | on |
| 90° to 150° | S_p | on | S_n |
| 150° to 210° | on | S_p | S_n |
| 210° to 270° | S_n | S_p | on |
| 270° to 330° | S_n | on | S_p |

Çizelge 5.2 Alt topolojiler için anahtarlama durumları

| | S_p S_n | on | on | off | off | off | off |
|-----------|--------------------|----------|-----------------|-----------------|--------------|--------------|--------------|
| | | on | off | on | off | off | off |
| | | | $-ve\ i_a, i_c$ | $+ve\ i_a, i_c$ | | | |
| dc2 | v_+ | v_{ca} | v_{ca} | $v_{ca} - E$ | $v_{ca} - E$ | $v_{ca} - E$ | $v_{ca} - E$ |
| | v_- | v_{ab} | $v_{ab} - E$ | v_{ab} | $v_{ab} - E$ | $v_{ab} - E$ | $v_{ab} - E$ |
| | i_p | i_c | i_c | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | i_n | $-i_b$ | 0 | $-i_b$ | 0 | 0 | 0 |
| | i_{k+} | 0 | 0 | i_c | i_c | i_c | i_c |
| | i_{k-} | 0 | $-i_b$ | 0 | $-i_b$ | $-i_b$ | $-i_b$ |
| dc1 | v_+ | v_{ca} | v_{ca} | $v_{ca} - E$ | $v_{ca} - E$ | v_{ca} | v_{ca} |
| | v_- | v_{ab} | $v_{ab} - E$ | v_{ab} | v_{ab} | $v_{ab} - E$ | $v_{ab} - E$ |
| | i_p | i_c | $-i_n$ | 0 | 0 | $-i_n$ | $-i_n$ |
| | i_n | $-i_b$ | 0 | $-i_n$ | $-i_n$ | 0 | 0 |
| | i_k | 0 | $-i_b$ | i_c | i_c | $-i_b$ | $-i_b$ |
| | i_{k+} | 0 | 0 | i_c | i_c | i_c | i_c |
| ac4 | v_{La} | v_a | $v_a - e$ | $v_a + e$ | v_a | v_a | v_a |
| | v_{Lb} | v_b | $v_b + 2e$ | $v_b + e$ | $v_b + e$ | $v_b + e$ | $v_b + e$ |
| | v_{Lc} | v_c | $v_c - e$ | $v_c - 2e$ | $v_c - e$ | $v_c - e$ | $v_c - e$ |
| | i_p | i_c | i_c | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | i_n | $-i_b$ | 0 | $-i_b$ | 0 | 0 | 0 |
| | $i_{k+}(-i_{Dc+})$ | 0 | 0 | i_c | i_c | i_c | i_c |
| | $i_{k-}(-i_{Dc-})$ | 0 | $-i_b$ | 0 | $-i_b$ | $-i_b$ | $-i_b$ |
| | i_{Dc+} | 0 | $-i_b$ | i_c | i_c | i_c | i_c |
| i_{Dc-} | 0 | $-i_b$ | $-i_b$ | $-i_b$ | $-i_b$ | $-i_b$ | |
| i_{Dn+} | 0 | 0 | i_n | 0 | 0 | i_n | |
| i_{Dn-} | 0 | 0 | $-i_n$ | 0 | $-i_n$ | 0 | |

5.2.3.1 Dc bobinli doğrultucular

Çizelge 5.1 den görüleceği gibi her iki doğrultucuda bobin gerilimlerinin davranışı (v_+ , v_-) aynıdır. Sadece iki anahtarın da kesimde olduğu durumlar farklıdır. Bu durumda dc1 için bobin gerilimleri, i_a nın yönüne bağlıdır. Yani eğer i_a pozitif ise, i_a akımı D_p üzerinden, şayet i_a akımı negatif ise bu kez D_n üzerinden olacaktır. Buna karşılık dc2 için iki anahtar da

kesimde ise, i_a akımı kondansatörlerin orta ucuna doğru akar. t noktasının gerilimi, dc bara orta uç gerilimine eşit olur.

5.2.3.2 Ac bobinli doğrultucular

Yukarıda belirtilen 60 derecelik aralık için S_p nin fonksiyonu S_c tarafından ve S_n nin fonksiyonu S_b tarafından gerçekleştirilmiştir. Çizelge 5.2 de 360 derecelik tam bir periyot boyunca anahtarların fonksiyonları verilmektedir. Dc bobinli doğrultuculara benzer olarak ac3 ve ac4 deki bobin gerilimlerinin davranışları, iki anahtarın da kesimde olduğu durum dışında aynıdır. Dc bobinli durumlardan farklı olarak, boost anahtarlarından herhangi biri kesimde ise, ac3 için devre akımları i_a 'nın yönüne bağlıdır. Şekil 5.3f de ac3 için verilen alt topolojiden görüleceği gibi i_a akımı, devre anahtarlama durumlarına ve kendi (i_a nin) yönüne bağlı olarak S_c , S_b , D_{a+} ve D_{a-} anahtarlarından geçebilir. Örneğin S_c nin iletimde ve S_b nin kesimde olması halinde i_a ; Eğer negatif ise S_a dan, eğer pozitif ise D_{a+} dan geçer. Bu sebepten D_{a+} , S_a , S_a ve D_{c+} dan geçen akımlar, i_a nin işaretine bağlıdır.

5.2.3.3 Dc Bara çıkış gerilimi çalışma sınırları

Ayrık dc baralı doğrultucular, i_c ve i_b akımlarını ayrı ayrı kontrol eden iki bağımsız boost konverteri içerirler. i_c akımını kontrol eden, giriş gerilimi v_{ca} olan üst boost anahtarı S_p yi düşünelim. Bu boost doğrultucusunun tatmin edici bir şekilde çalışabilmesi için çıkış gerilimi v_{pt} ($=E$), v_{ca} giriş geriliminin tepe değerinden daha büyük olması gerekir. Burada çok küçük bobin bağıl değerlerinin kullanıldığı kabul edilmiştir. Şekil 5.3 den bir boost konverterde anahtar açıldığında akımın azalabilmesini sağlayan en küçük (E) değeri,

$$E > \sqrt{1,5} V_{LL} \quad (5.1)$$

ifadesi ile verilmiştir. Bu ifade toplam çıkış gerilimi için dönüştürülürse,

$$V_{pn} > 2.45 V_{LL} \quad (5.2)$$

Elde edilir. Çift dc baralı doğrultucular için çıkış gerilimi, iki hat akımının aynı anda yükselmesi için gerekli olan iki gerilimin toplamından büyük olmalıdır. Buna göre;

$$E, V_{pt} > \sqrt{2} V_{LL} \quad (5.3)$$

$$E, V_{pt} > 1.414 V_{LL} \quad (5.4)$$

olmalıdır. Bu nedenle ayrık dc baralı doğrultucular için minimum çıkış gerilimi, tek dc baralı doğrultucular için gerekli olan minimum değerden büyük olup, 1.73 katıdır. Tek fazlı doğrultucularda eşdeğer oran 2 dir.

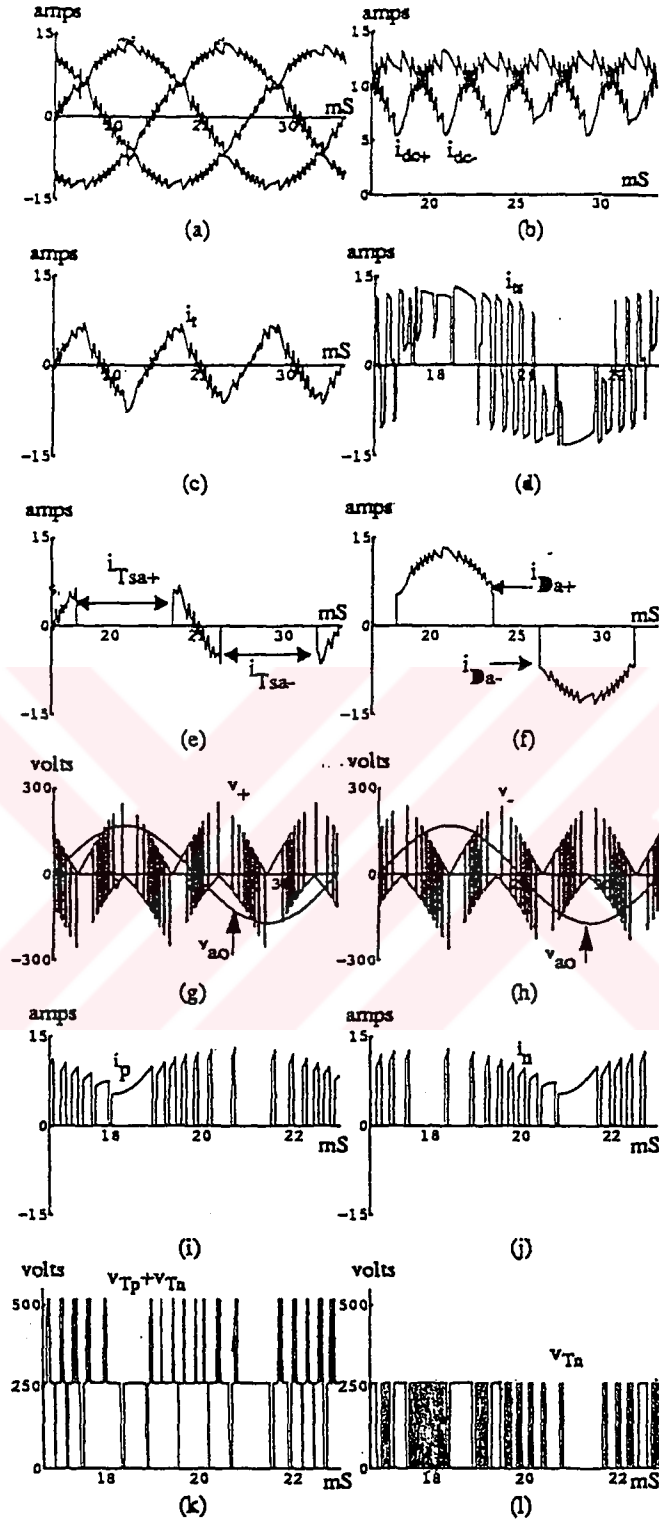
5.3 Dc bobin kullanan doğrultucular

Bu bölümde dc1 ve dc2 doğrultucularının Spice3 ile elde edilen simülasyon sonuçları verilmektedir. Böylece doğrultucuların çalışmaları kanıtlanmış ve çalışmaları birbiri ile karşılaştırılmıştır. Üç fazlı 208V luk bir hat gerilimi ve 8.25mH lik bir dc ara devresi bobini

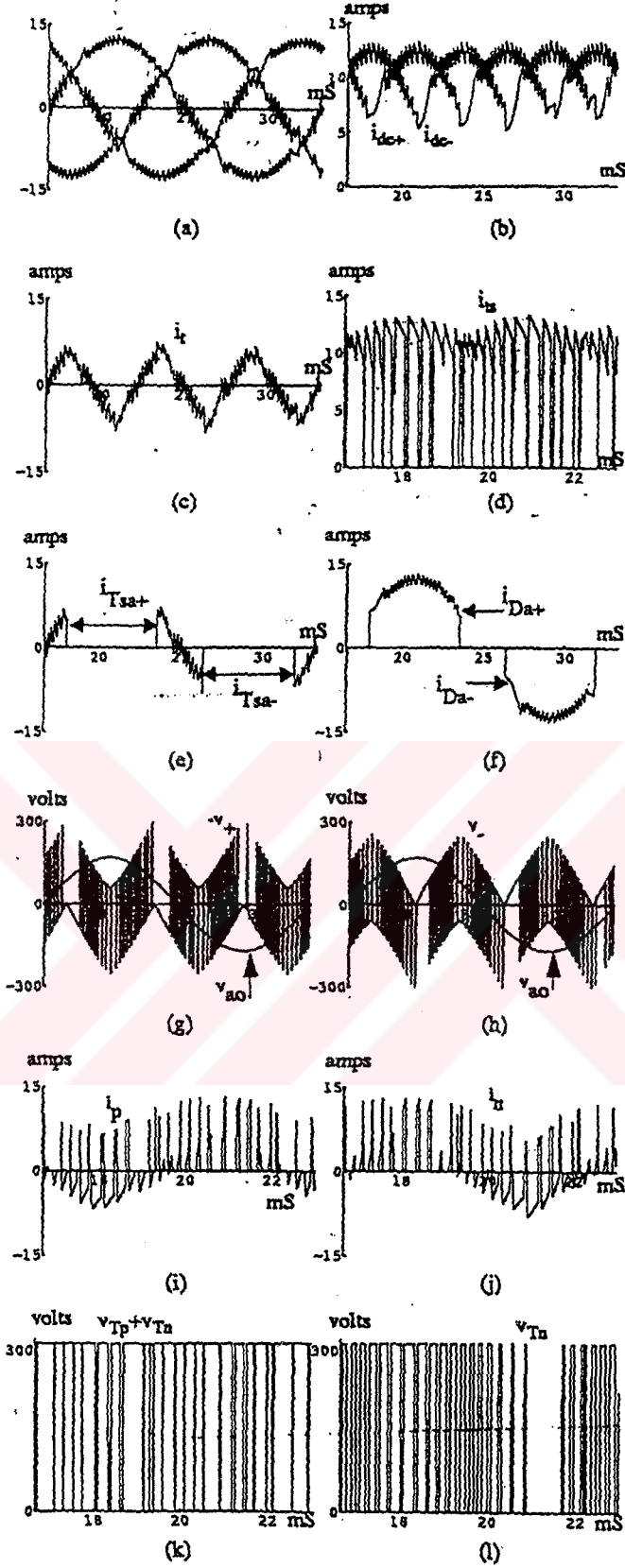
ile “çiftli (dual) histeriziz akım kontrolörü” kullanılmıştır. İyi görülebilmesi için, bobin endüktansı ve akım histerizisi büyük seçilerek anahtarlama frekansının küçük olması sağlanmıştır. i_{dc+} ve i_{dc-} eşdeğer akımlarını şekillendirmek için bir çiftli histeriziz akım kontrolörü kullanılmıştır. Şekil 5.5 ve 5.6 da doğrultucular için elde edilen simülasyon sonuçları verilmektedir. Şekil 5.5a ve 5.6a daki hat akımlarının, şekil 5.5b ve 5.6b deki dc bara bobin akımlarının değişimlerinden, doğrultucuların akım şekillendirme fonksiyonunu yerine getirdikleri kanıtlanmaktadır. (a) fazına ait akım dalga şeklinde 18ms civarında, bir bükülme gözlenmektedir. Bu davranış ac taraf endüktansının büyük olması ve akımın referansı izlemekte gecikmesinden kaynaklanmaktadır. Şekil 5e ve 6e de (a) fazına ait enjekte edilen akımlar, şekil 5.5f ve 5.6f de diyot köprüsü akımları verilmiştir. Bunlardan hat akımının, nasıl iki bileşenden oluştuğu açıkça görülmektedir. İki yönlü anahtarlardan geçen ve şekil 5.5c ile 5.6 c de verilen toplam i_t akımının dalga şekli üçgendir. Bu değişim şekil 5.4 te tahmin edildiği gibi olup, anahtar akımının efektif değeri, hat akımının efektif değerinden çok daha küçüktür.

V_+ ve V_- ile gösterilen bobin gerilimi dalga şekilleri, davranış olarak iki doğrultucuda birbirine benzemektedir. Gerilim seviyeleri de tablo 5.1 de tahmin edilen değerlerle uyum içindedir. İki doğrultucuya ait i_p ve i_n anahtar akımlarının davranışı birbirinden farklıdır. Dc2 için i_p akımı pozitif ve 0 ile i_{dc+} arasında anahtarlanmaktadır. Fakat dc1 için i_p hem pozitif hem de negatif değerler alır. i_p akımının pozitif kısmı, T_p den geçen akıma bağlıdır ve 0, i_{dc+} ve i_a değerlerini alır. i_p nin negatif kısmı, D_p den geçen akıma bağlıdır ve $-i_a$ veya 0 değerini alır. Bu akım değerleri tablo 5.1 de 60 derecelik belirli bir aralık için verilen akım seviyelerine uygundur. Dc1 için verilen i_p ve i_n in dalga şekli, ağırlıklı bileşenlerin i_t ye uyduğunu, i_{dc+} ve i_{dc-} ye uymadığını göstermektedir. Bu da bize boost anahtarlarının efektif akım değerlerinin oldukça küçük olduğunu hatırlatmaktadır.

Boost anahtarlarının uçları arasındaki v_{Tn} ve $v_{Tn}+v_{Tp}$ gerilim düşümleri, dc2 nin çifte bir dc bara çıkışı ile çalıştığını ve iki bağımsız seri bağlı boost konverteri olduğunu kanıtlamaktadır. Dc1 de iki seri bağlı boost konverteri içermektedir. Fakat bunlar bağımsız değildir, aynı dc çıkış gerilimini ve boost diyodunu kullanmaktadırlar. Kondansatörlerin orta ucuna enjekte edilen i_s akımı dc2 için şekil 5.5d de verilmiştir. Dc1 için dc ara devre kondansatörüne enjekte edilen akım (i_s) ise şekil 5.6d de görülmektedir. Bu doğrultucular için deneysel olarak elde edilen dalga şekilleri bölüm 5.5 te dalga şekillerine bağlı olarak bağlı (per-unit) efektif akım değerleri Bölüm 5.6 da tartışılacaktır.



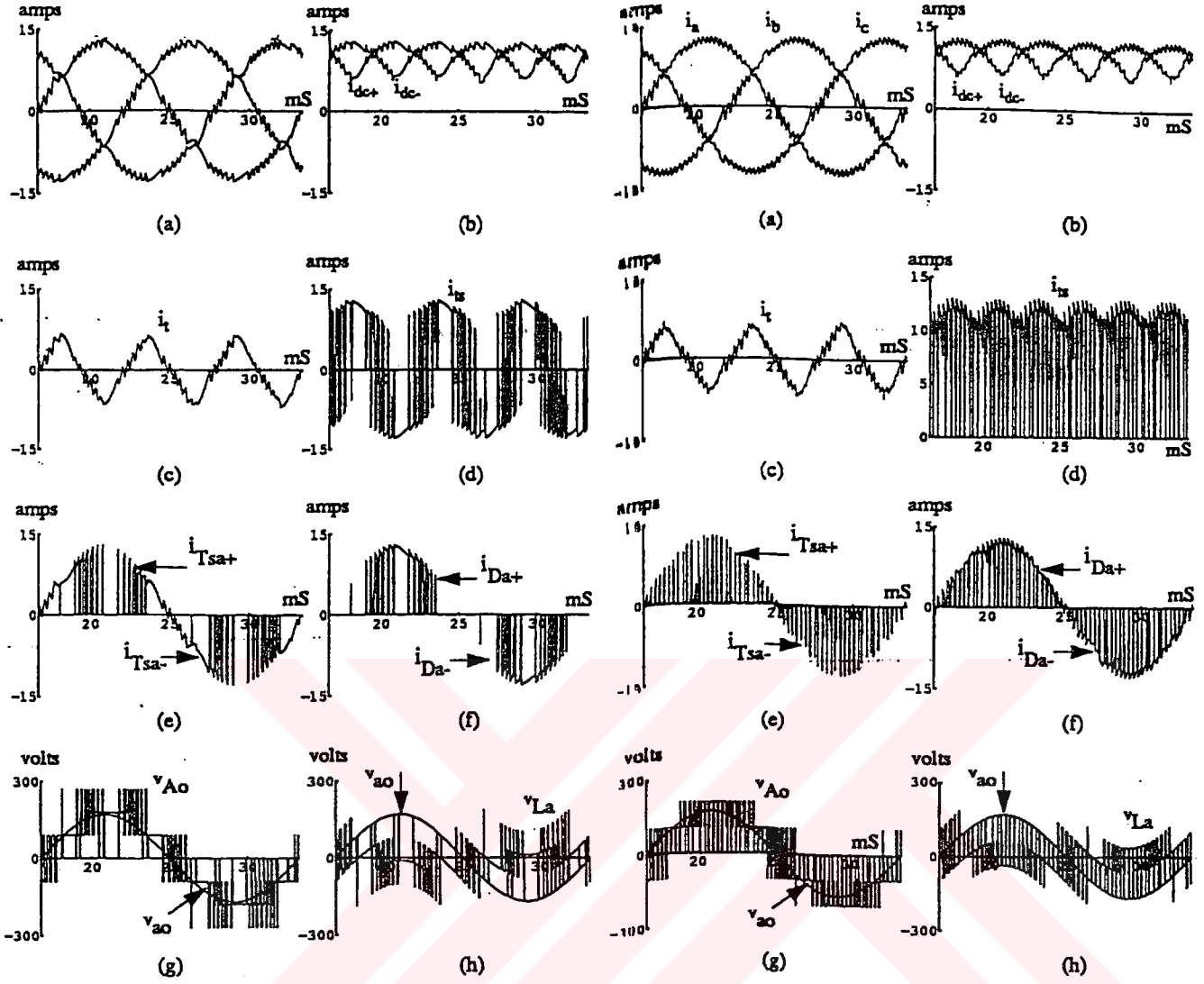
Şekil 5.5 Dc endüktanslı bir PWM doğrultucunun simülasyonu; $d_c = 0,15$ p.u., $L_{dc} = 8,25$ mH, $V_{LL} = 208$ V, $V_{dc} = 2,5 * V_{LL}$, $\Delta I_d = \pm 0,013$ p.u.). (a) i_a , i_b , i_c ; (b) i_{dc+} , i_{dc-} ; (c) i_t ; (d) i_{ts} ; (e) i_{ta} ; (f) $i_{rekta} \{= i_{Da+} - i_{Da-}\}$; (g) v_+ , v_{ao} ; (h) v_- , v_{ao} ; (i) $i_p \{= i_{Tp}\}$; (j) $i_n \{= i_{Tn}\}$; (k) $v_{Tp} + v_{Tn}$ (l) v_{Tn}



Şekil 5.6 Dc endüktanslı bir PWM doğrultucunun simülasyonu; $d=0,15$ p.u., $L_{dc}=8,25$ mH, $V_{LL}=208$ V, $V_{dc}=1,5 * V_{LL}$, $\Delta I_d = \pm 0,013$ p.u.). (a) i_a, i_b, i_c ; (b) i_{dc+}, i_{dc-} ; (c) i_k ; (d) i_k ; (e) i_k ; (f) $i_{rekta} = \{i_{Da+} - i_{Da-}\}$; (g) v^+, v_{ao} ; (h) v^-, v_{ao} ; (i) $i_p = \{i_{Tp} - i_{Dp}\}$; (j) $i_n = \{i_{Tn} - i_{Dn}\}$; (k) $v_{Tp} + v_{Tn}$ (l) v_{Tn}

5.4 Ac bobin kullanan doğrultucular

Bu bölümde ac3 ve ac4 doğrultucuları için elde edilen Spice3 simülasyon sonuçları verilmektedir. 208V luk bir şebeke gerilimi ile 5.25mH lik bağımsız ac bobinler kullanılmıştır. i_{dc+} ve i_{dc-} eşdeğer devre akımlarını şekillendirmek için, bir “çifte (dual) histeriziz kontrolörü” kullanılmıştır. İyi görülebilmesi için akım histerizizi büyük seçilerek doğrultucu anahtarlama frekansının alçaltılması sağlanmıştır. Şekil 5.7a ve 5.8a da verilen hat akımlarından bu doğrultucularla ufpf sinüsoidal akım kontrolunun gerçekleştirilebileceği görülmektedir. i_a nın 20ms nin altındaki dalga şekli, büyük hat endüktansı yüzünden hat akımının artan referans akımının arkasında kalarak nasıl düşebileceğini göstermektedir. Şekil 5.7b ve 5.8b deki i_{dc+} ve i_{dc-} akımları doğrudan doğruya devreden ölçülemez. Fakat ac hat akımlarının uygun “zaman çoğaltımlı örneklenmesi” (time-multiplexing sampling) kullanılarak elde edilebilir. Dalga şekillerinin, dc bobinli doğrultucularda elde edilen ilgili dalga şekilleri ile kıyaslanması için i_{dc+} ve i_{dc-} de ele alınmıştır. Karşılaştırma bütün doğrultucuların temel çalışmalarının benzer olduğunu ortaya koymuştur. Ac bobinli doğrultucuların kontrolü, hat akımının örneklenmesi ve i_{dc+} ile i_{dc-} yi temsil eden sinyal dalga şekillerinin üretilmesi ile gerçekleştirilmiştir. Bu sinyaller iki histeriziz akım komparatörü kullanılarak iki akım referansı ile karşılaştırılmıştır. Komparatörlerin çıkışı doğrudan, iki yönlü anahtarların Çizelge 5.2 de belirtilen tarzda kontrolü için kullanılmıştır.



Şekil 5.7 Ac endüktanslı bir PWM doğrultucunun simülasyonu;ac4 ($I_d=0,15p.u.$, $L_s=5,5mH$, $V_{LL}=208V$, $V_{dc}=2,5*V_{LL}$, $\Delta I_d=\pm 0,013p.u.$). (a) i_a, i_b, i_c ; (b) i_{dc+}, i_{dc-} ; (c) i_s ; (d) i_{re} ; (e) $i_{sa} \{= i_{Tsa+} - i_{Tsa-}$ (f) $i_{rekta} \{= i_{Da+} - i_{Da-}$; (g) v_{Ao}, v_{ao} ; (h) v_{ao}, v_{La}

Şekil 5.8 Ac endüktanslı bir PWM doğrultucunun simülasyonu;ac3 ($I_d=0,15p.u.$, $L_s=5,5mH$, $V_{LL}=208V$, $V_{dc}=1,5*V_{LL}$, $\Delta I_d=\pm 0,013p.u.$). (a) i_a, i_b, i_c ; (b) i_{dc+}, i_{dc-} ; (c) i_s ; (d) i_k ; (e) $i_{sa} \{= i_{Tsa+} - i_{Tsa-}$ (f) $i_{rekta} \{= i_{Da+} - i_{Da-}$; (g) v_{Ao}, v_{ao} ; (h) v_{ao}, v_{La}

İki yönlü anahtardan geçen i_{sa} akımı, i_{Tsa+} ve i_{Tsa-} transistör akımlarını içermektedir şekil 5.7e ve 5.8e. Bu dalga şekilleri iki yönlü anahtarların, seri bağlı iki T_{sa+} ve T_{sa-} anahtarları ile bunlara ters paralel bağlı D_{sa+} ve D_{sa-} diyotlarından oluştuğu kabul edilerek elde edilmiştir. Ac4 için i_{sa} nın iki farklı bölgesi vardır. (a) faz gerilimi için gerilimin sıfırdan geçiş bölgesinde akım dalga şekli davranış bakımından, dc bobinli doğrultucuyla i_{ta} için elde edilen dalga şekli ile aynıdır. Anahtarlama mod daki akım dalga şekli periyodun geri kalan

kısımında S_a ya bağılı olur. Burada S_a ; Pozitif aralıkta pozitif boost anahtarı S_p olarak, negatif aralıkta negatif boost anahtarı S_n olarak çalıştırılır. İki yönlü anahtarların efektif akım değeri bu doğrultucuda, dc bobinli doğrultucudakine göre daha yüksektir. Ac3 deki i_{sa} akımı, ac4 deki gibidir. Ancak aralarındaki fark; Bölüm 5.2 de anlatıldığı gibi, diğer iki yönlü iki anahtardan sadece biri veya ikisi de kesimde iken, doğrultucu diyotlarından geçerken akım sıfıra düşürülebilir. Şekil 5.7f ve 5.8f deki doğrultucu diyot akımlarının davranışı, doğrultucuda kullanılacak diyotların yüksek frekanslı hızlı algılamalı olması gerektiğini göstermektedir. Şekil 5.7g, h ve 5.8g, h deki faz gerilimleri ve bobin gerilimleri, ac4 deki anahtarlama durumu sayısının ac3 den bir fazla olduğunu göstermektedir. Bu fazla anahtarlama durumu, iki anahtar da kesimde iken meydana çıkmaktadır. Ac3 de (t) noktasının potansiyelini, i_t akımının yönü belirlemektedir. Buna göre (t) noktası düşük veya büyük gerilimle irtibatlanmaktadır. Aynı şekilde ac4 de boost anahtarlarında birinin iletimde olması durumunda (t) noktası, kondansatör orta ucu ile irtibatlanır.

Çizelge 5.3 Şekil 5.11 ve 5.12 de kullanılan efektif akım parametrelerinin tanımı

I_k : Anahtarlama Doğrultucu çıkış akımı

I_p : Aktif boost anahtarı akımı (Paralel diyot dahil)

I_D : Doğrultucu diyot akımı

I_T : Transistör boost anahtarı akımı

I_{ts} : Kondansatör orta uç akımı

I_t : i_t ' nin efektif değeri

I_{dc} : Dc ara devre bobin akımı

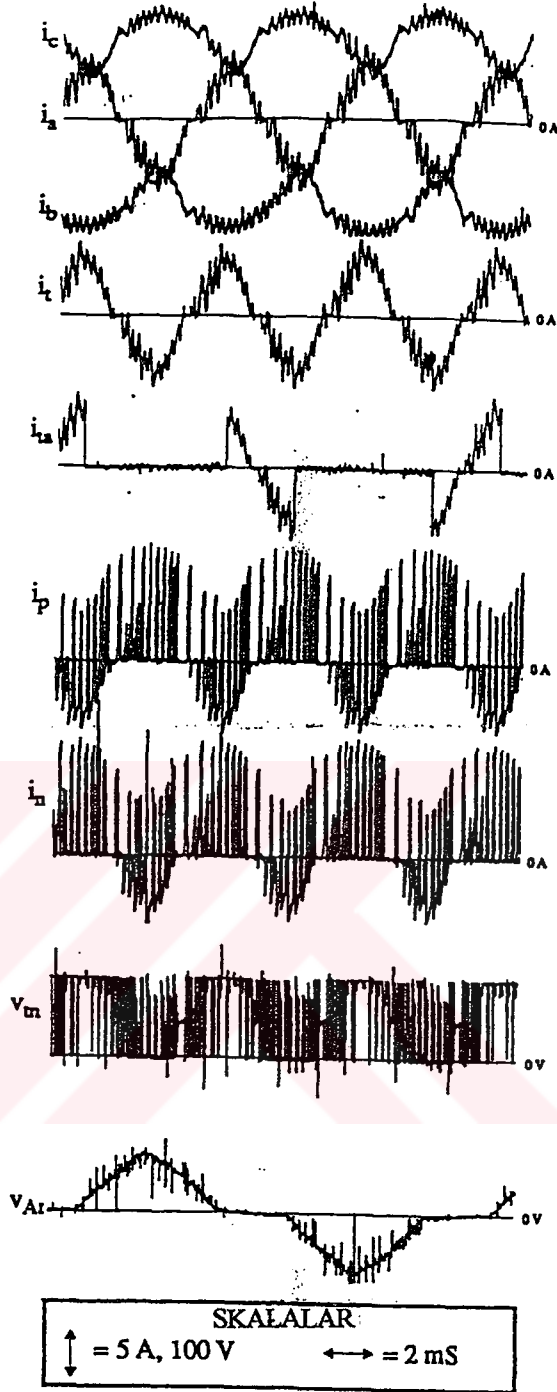
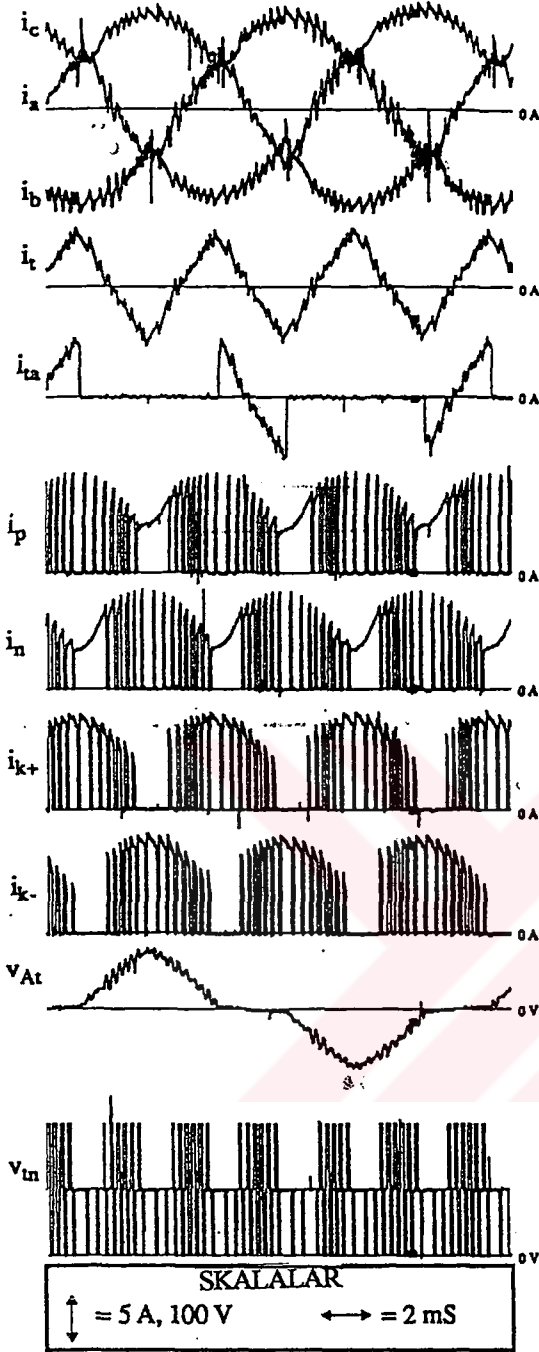
I_{ta} : İki yönlü S_a anahtarı akımı

I_{Tsa} : İki yönlü S_a anahtarı transistör akımı

I_{Dp} : D_p diyot akımı

I_{Tp} : T_p anahtar akımı

rect : 6 Anahtarlı standart PWM doğrultucu eşdeğer efektif akım değeri



Şekil 5. 9 Deneysel sonuçları dc2 $V_{LL}=100\text{V}$, $P_{in}=1 \text{ kW}$ L_{dc+} , $L_{dc-}=5,5\text{mH}$

Şekil 5.10 Deneysel sonuçları dc1 $V_{LL}=100\text{V}$, $P_{in}=1 \text{ kW}$ L_{dc+} , $L_{dc-}=5,5\text{mH}$

5.5 Deneysel Sonuçlar

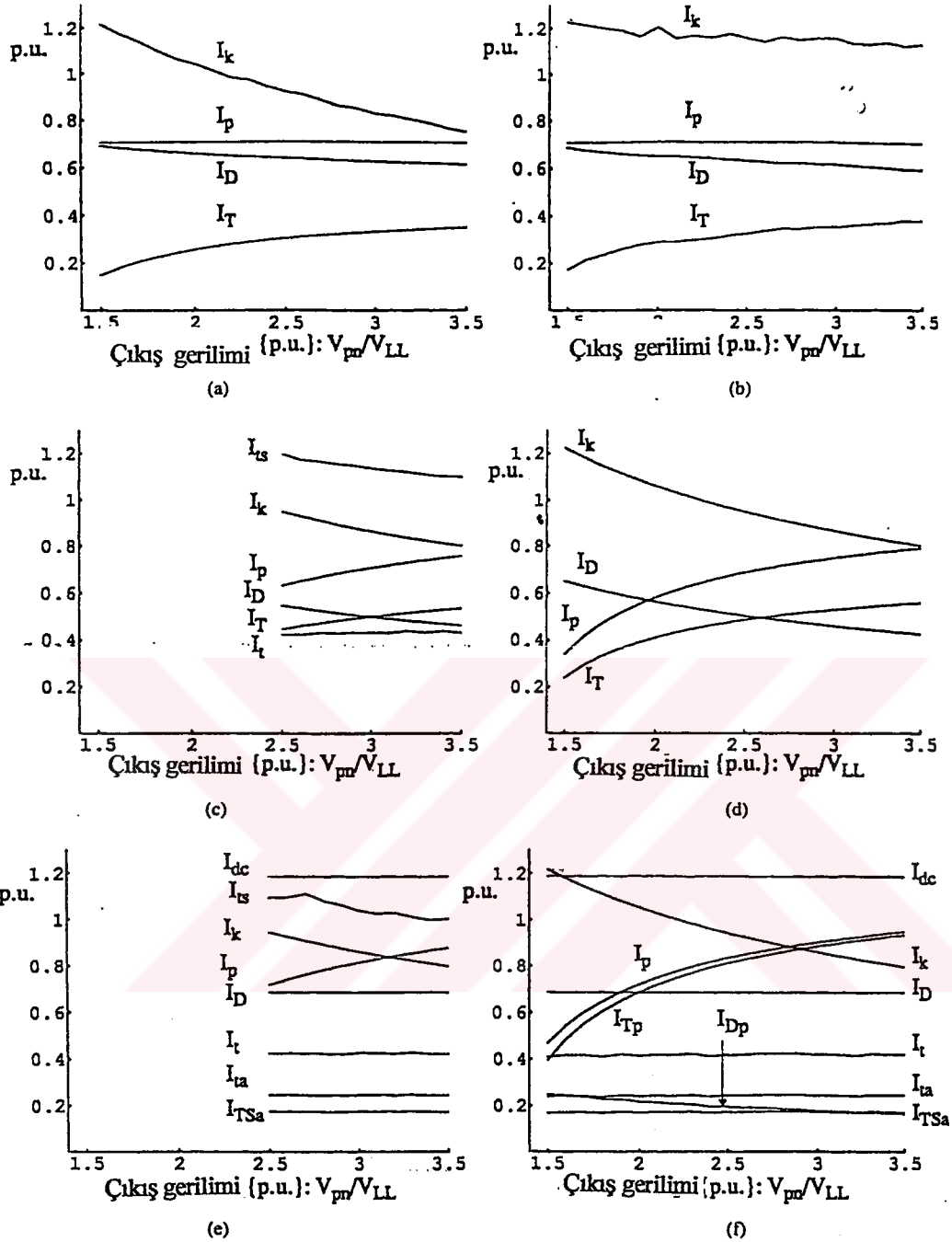
Yarı iletken anahtar olarak IGBT ve standart doğrultucu diyotların kullanıldığı üç fazlı bir konverter deneme maksadı ile imal edilmiştir. 1 ila 2.5kW civarındaki güçlerde çalıştırılan güç konverterlerinde dc bobinler kullanılmıştır. İki bobin akımının dalga şeklini kontrol etmek için çiftli (dual) bir histerizis akım kontrolörü kullanılmıştır. Özellikle standart doğrultucu diyotları ve nisbeten basit histerizis akım kontrolörü gerektirdikleri için deneysel

çalışmalarda özellikle bobinleri dc tarafta olan doğrultucular kullanılmıştır. İyi görülebilmesi için büyük bir akım histeriziz bandı seçilerek, anahtarlama frekansı sınırlandırılmıştır. Şekil 5.9 ve 5.10 da görülen ve dc2 ve dc1 doğrultucuları için elde edilen deneysel sonuçlar, şekil 5.5 ve 5.6 daki simülasyon sonuçları ile karşılaştırıldığında uyumlu oldukları görülmektedir. Dc2 ayırık dc baralı doğrultucuda dc bara gerilimini sınırlamak için, fazlar arası 100V olan bir kaynak gerilimi seçilmiştir. Dikkat edilirse anahtarlama tepelerinin gereksiz yere dalga şekillerini bozmaması için, dalga şekilleri aynı zamanda alınamamıştır.

Kaynaktan çekilen i_a , i_b ve i_c akımlarının değişimlerinden, düşük THD li sinüsoidal akımlar oldukları açıkça görülmektedir. Bu dalga şekilleri aynı zamanda, faz-nötr gerilimleri ile aynı fazda olduklarını da göstermektedir. i_t ve i_{ta} akımlarına ait dalga şekilleri doğrultucunun hem harmonik akımı enjekte etme fonksiyonunu, hem de hat gerilimi seçme fonksiyonunu yerine getirdiğini kanıtlamaktadır. i_p ve i_n anahtar akımlarının karşılaştırılmasından, anahtarların uçlarına ters paralel olarak bağlanan D_p ve D_n diyotlarından geçen akım nedeniyle, dc1 de pozitif ve negatif akımların bulunduğu görülmektedir. Halbuki dc2 de bu durum yoktur. İki yönlü anahtarların ac bobinli doğrultuculardaki gibi, yüksek dV/dt zorlanmalarına maruz kalmadığı v_{At} geriliminin değişimi ile kanıtlanmaktadır.

5.6 Akım Değerleri

Doğrultucularda kullanılan muhtelif elemanların, dc çıkış geriliminin fonksiyonu olarak efektif akım değerlerini bulmak için spice3 simülasyonları kullanılmıştır. Doğrultucunun hat akımının efektif değeri baz akım alınarak, efektif akım değerleri bağıl (per-unit) değerler olarak elde edilmiştir. Aynı şekilde çıkış gerilimi de bağıl değerler olarak tarif edilmiştir. Burada baz olarak fazlar arası giriş gerilimi alınmıştır. 208V luk bir hat gerilimi ile ac3 ve ac4 de 5.5mH lik bir ac bobin veya dc1 ve dc2 de 8.25mH lik bir dc bobin kullanılmıştır. Yüksek frekanslı akım tepeleri sonucu ortaya çıkan etkileri azaltmak için, küçük bir akım histerizizi kullanılmıştır. Muhtelif doğrultucu montajları için elde edilen sonuçlar, şekil 5.11 de görülmektedir. Çizelge 5.3 de şekil 5.11 ve 5.12 deki muhtelif eğrilerde kullanılan efektif akım parametreleri tarif edilmektedir. Şekil 5.12 doğrudan doğruya bütün doğrultucularda kullanılan efektif akım parametrelerini karşılaştırmaktadır.



Şekil 5.11a Standart PWM doğrultucu; paralel-bağlı topoloji, (b) Histeriziz akım kontrollü PWM doğrultucu (c) ac4; (d) ac3; (e) dc2; (f) dc1;

Karşılaştırma amacı ile iki referans doğrultucu kullanılmıştır. Paralel bağlı bir alt topoloji kullanan standart PWM doğrultucu, şekil 5.11a da “standart pwm doğrultucu” olarak belirtilmiştir. Doğrultucu burada literatürde “paralel bağlı boost konverter alt topolojisi” olarak geçen bir alt topoloji hücresi ve bir histeriziz akım kontrolörü kullanılarak çalışır. Şekil 5.11b deki sonuçlar, üç bağımsız histeriziz akım kontrolörü ile çalışan bir standart

PWM doğrultucuya aittir. Bu doğrultucular için elde edilen sonuçlar, transistör efektif akımı I_T nin çok küçük olduğunu ve çıkış geriliminin 3.5pu bağıl değerine kadar takriben 0.2 ile 0.35 değerleri arasında değiştiğini göstermektedir. İnverterdeki komple bir anahtarın efektif akım değeri I_p , teorik olarak $\sqrt{2}$ pu olup çok daha büyüktür. Bilindiği gibi komple bir anahtar, bir transistör ile ona ters paralel bağlı bir diyottan oluşmaktadır. Bu değer, çıkış geriliminin değerinden bağımsız olup, diğer topolojilerdeki anahtarların efektif akım seviyeleri ile karşılaştırmada bir performans ölçüsü teşkil etmektedir.

5.6.1 Ayrık dc baralı doğrultucular (dc2 ve ac 4)

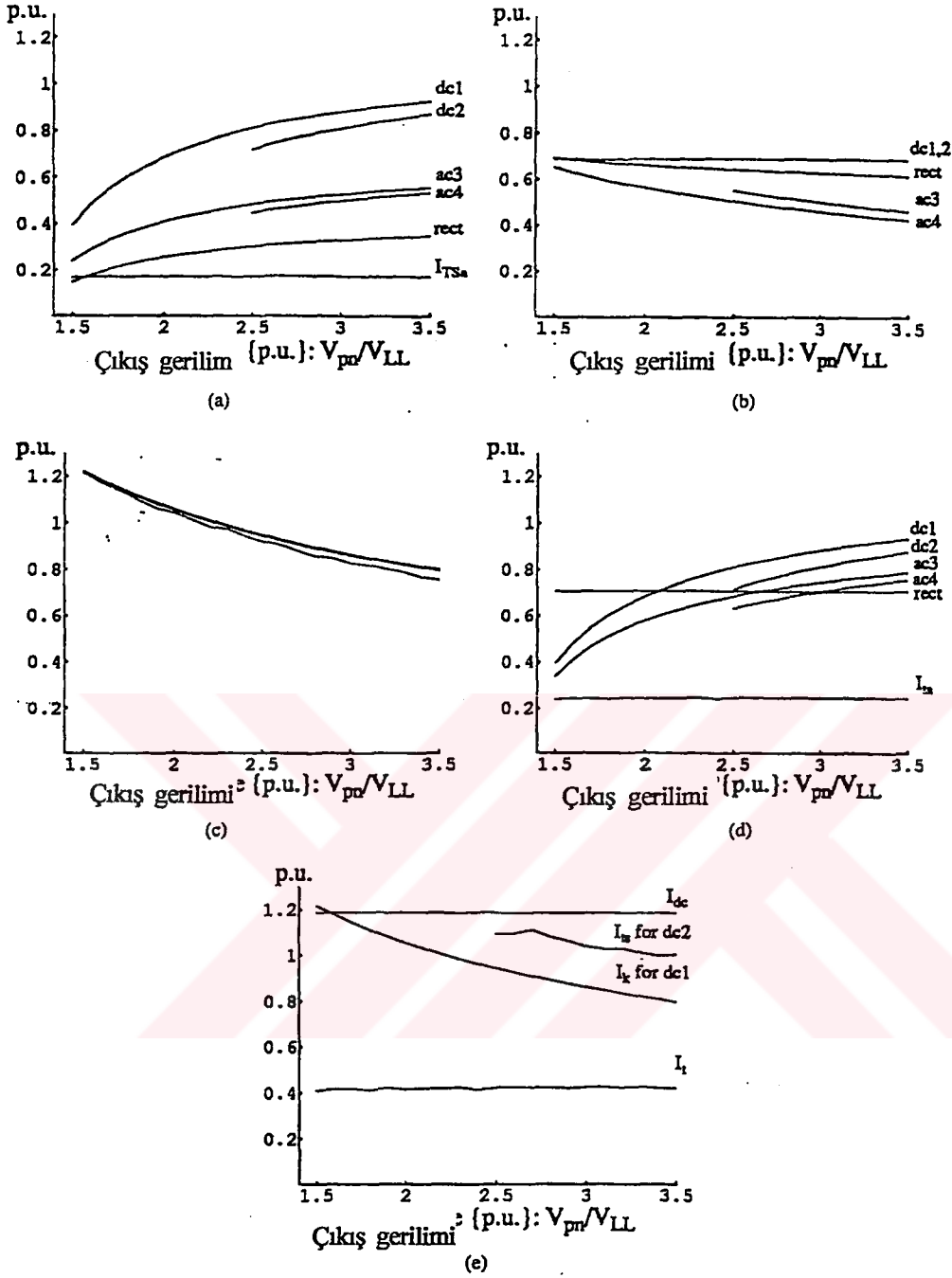
Bu doğrultucuların sınırlı bir gerilim bölgesi bulunduğundan, dc çıkış geriliminin minimum bağıl değeri 2.45 pu tir. I_{ts} ; dc kondansatörlerin orta ucundan çekilen akımın efektif değeridir ve devredeki en yüksek efektif akım değerlerinden biridir.

5.6.2 Tek dc baralı doğrultucular (dc1 ve ac3)

I_{dc} ; üç fazlı diyotlu doğrultucunun dc çıkış akımının efektif değeridir. Dc1 ve dc2 doğrultucuları için 1.2 pu olan efektif değer; dc ara devre bobini efektif değerlerinden, ac3 ve ac4 de kullanılan ac bobine ait değerlerden daha büyüktür. Ac bobine ait bağıl (Per-unit) değer (1) olarak tarif edilmiştir. I_k ; Boost diyodu akımının, aynı zamanda çıkış kondansatörüne enjekte edilen akımın efektif değeridir. Doğrultucu diyot akımı efektif değeri I_D , 0.7 e yakın bir değerde sabit kalmaktadır. Ani değeri i_p ile gösterilen boost anahtarı akımlarının efektif değeri I_p dir. İki yönlü S_a anahtarı üzerinden şebekeye enjekte edilen akımın efektif değeri I_{ta} olup, takriben 0.22 pu değerinde sabit kalmaktadır. İki yönlü anahtarlardaki transistörden geçen akımın efektif değeri I_{tsa} ile gösterilmiştir ve bağıl değeri takriben 0.18 pu tir.

5.6.3 Ac bobinli doğrultucular

I_p ; S_a , S_b ve S_c iki yönlü anahtarlarının efektif akımlarını göstermektedir. İki yönlü bir anahtarda bulunan transistörün efektif akımı I_T ile gösterilmiştir. Doğrultucu diyodun efektif akımı ise I_D ile gösterilmiştir. I_k ; Diyotlu doğrultucunun çıkış akımı efektif değeridir. Bu doğrultucular için bu akım hayalidir ve i_t sinyal dalga şeklinin efektif değerini temsil etmektedir. Şekil 5.12 de muhtelif doğrultucular için takriben eşdeğer olan eleman değerleri karşılaştırılmıştır. Bütün eğrilerden, aynı çıkış geriliminde çalışmaları halinde önerilen ayrı dc baralı doğrultucularda eleman değerlerinin, eşdeğeri olan tek dc baralı doğrultuculara göre daha düşük olduğu görülmektedir.



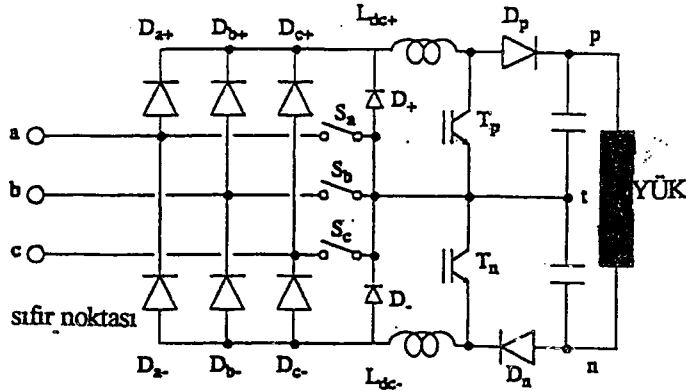
Şekil 5.12 Eleman akım değerlerinin karşılaştırılması. (a) Boost anahtar akımı: I_p (diyot hariç), (b) Doğrultucu diyot akımı I_D , (c) Çıkış kapasite akımı I_k , (d) Boost anahtar akımı (diyot dahil) I_p , (e) dc1 ve dc2 için muhtelif akımlar

Şekil 5.12a da görüldüğü gibi boost anahtarı ile bağlantılı olarak transistör bağlı değerleri, şekilde işaretlenen standart PWM doğrultucuda en düşüktür. Dc endüktanslı doğrultucularda iki yönlü anahtara ait transistörün akım değerleri I_{Tsa} , standart doğrultucu transistörü için olan değerden çok daha küçüktür. Şekil 5.12b deki doğrultucu diyot akım değeri I_D , ac3 ve ac4 doğrultucularında en küçüktür. Önerilen tek dc baralı iki doğrultucuda (dc1 ve ac3) I_p boost

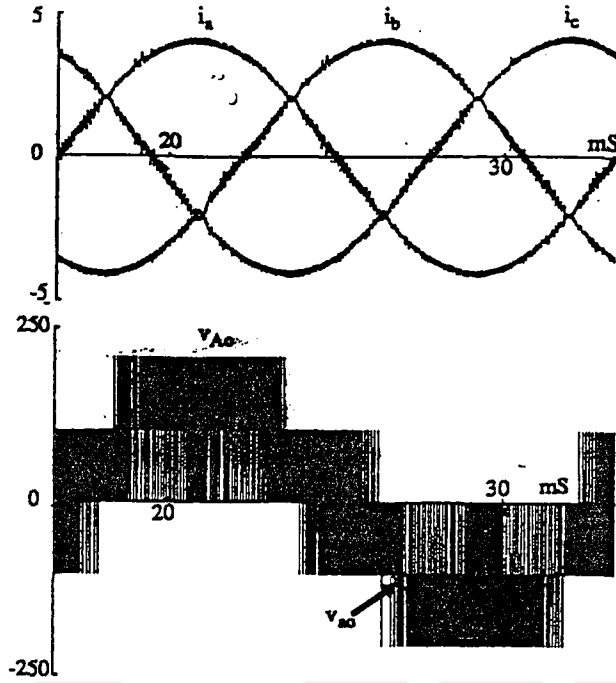
anahtarları değerleri en düşük düzeydedir. Şekil 5.12d de görüleceği gibi, çıkış geriliminin 2.1 den küçük olan değerleri için dc1, 2.7 den küçük değerleri için ac3, standart inverter anahtarları akım değerinin altında kalmaktadır. Hatta tipik olarak yarısına kadar düşebilmektedir. Dc endüktanslı doğrultucularda iki yönlü anahtarların bağıl akım değerleri 0.23 pu tir. Buna karşılık standart 6 anahtarlı doğrultucularda bu bağıl değer 0.707 pu tir. Buradan anlaşılacağı gibi üç fazlı bir anahtar modülünün akım değeri, standart üç fazlı bir doğrultucunun akım değerinin %33 ü olmaktadır. Bu nedenle dc1 ve dc2 deki iki yönlü anahtarla bağlantılı olarak üç fazlı köprünün akım değeri, standart diyot köprüsünün akım değerinin 1/3 ü kadardır. Ayrıca anahtarlamadaki zorlanmalar da daha azdır. Dc1 de boost anahtarlarının bağıl akım değerleri, çıkış gerilimi hat geriliminin takriben 2.1 katına kadar standart doğrultuculardaki anahtarlara göre daha düşüktür. Çıkış geriliminin takriben 1.41 olması halinde boost anahtarları akım değerleri, standart bir doğrultucudakinin takriben yarısına düşer.

Dc endüktanslı doğrultucular için son olarak şunu söyleyebiliriz. Şekil 5.13 de görüldüğü gibi doğrultucuya koruma amacı ile D+ ve D- diyotları eklenebilir. Bütün iki yönlü anahtarların kesimde kaldığı bir arıza durumunun ortaya çıkması halinde, akım bu diyotlar tarafından geçirilir.

AC bobinli doğrultuculara bakarsak, ac3 de iki yönlü anahtarların efektif akım değerleri, dc çıkış geriliminin 2.6pu değerine kadar standart bir diyot köprüsüne göre çok daha azdır. Gerilimin 1.5pu bağıl değeri için, üç fazlı iki yönlü anahtarların değeri 0.35 e yakın olup, standart bir doğrultucudaki iki yönlü anahtarların bağıl değerlerinin %50 si kadardır. Şekil 5.14 de ac3 doğrultucusu için simülasyon ile elde edilen sonuçlar görülmektedir. Burada akım histerizizi küçük alınmış ve çıkış gerilimi bağıl değerinin 1.5pu olduğu kabul edilmiştir.



Şekil 5.13 D+ ve D- koruyucu diyotları içeren dc 2 doğrultucusu



Şekil 5.14 Küçük akım histerezizli ac3 doğrultucusu

5.7 Sonuç

Teklif edilen doğrultucu topolojilerinin şebekeden kaynak gerilimi ile aynı fazda ve sinüsoidal bir akım çektikleri, simülasyonla ve deney sonuçları ile kanıtlanmıştır. Doğrultucular, ac veya dc bobinlerle, aynı şekilde ayırık dc bara çıkışlı veya tek dc baralı olarak çalıştırılabilir. Çıkış geriliminin, girişteki fazlar arası gerilimin takriben 2.45 katını aşması halinde, ayırık dc baralı doğrultucular elverişlidir. Buna karşılık tek dc baralı doğrultucular, fazlar arası giriş geriliminin 1.41 ile 2.45 katı aralığındaki çıkış gerilimleri için uygundur. Üç fazlı bir doğrultucunun iki çıkış akımını bağımsız olarak kontrol eden iki anahtarlı boost konverterinin kullanımı, bu çalışmada şekil 5.1 de anlatılmıştır. Bu çalışma ile mevcut metoda, “hat gerilimi seçme metodu” kullanılarak katkıda bulunulmuştur. Hat gerilimi seçme metodunda ac kaynağa, seçmeli (selektif) olarak akım enjekte edilmektedir. Bu akım enjeksiyonu bir faza yapılmaktadır. Bu sırada iki seri bağlı bir çifte (dual) boost konverteri alt topolojisi kullanılarak, diğer iki faza ait akımın şekillendirilmesi ile düşük THD li bir ufpf çalışma sağlanmaktadır. Akım enjeksiyonu, üç fazlı iki yönlü bir anahtar devresi ile gerçekleştirilmektedir.

Bu çalışmada muhtelif doğrultucu topolojilerinin anahtarlama örnekleri açıklanmıştır. Kullanılan devre bloklarının bir çoğunun bağıl akım değerlerinin, prensip olarak bir inverter köprüsü kullanan standart PWM doğrultucudaki akım değerlerinden çok daha küçük olduğu gösterilmiştir. Bu özellik aktif anahtarlama elemanlarındaki güç kayıplarını azaltmaktadır. Ayrıca maliyetin azaltılmasını ve anahtarlama elemanlarının akım değerlerinin eşdeğer standart diyot köprüsüne nazaran $1/3$ e düşmesini sağlamaktadır. Aktif devre akım değerlerinin azalması ve bununla birlikte doğrultucuda kısa devre arızasına karşı dayanıklılığının iyileştirilmesi ile güvenilirlik artırılmıştır. Doğrudan anahtar sayısı temel alınarak, önerilen topolojilerin diğer doğrultucularla karşılaştırılması adil olmayacaktır. Zira önerilen doğrultucudaki yarı iletken anahtarların elektriksel zorlanmaları çok azdır ve bağıl akım değerleri de çok düşüktür. Üç fazlı Y anahtar devrelerinin bağıl efektif akım değerleri $0.15pu$, tepe değerleri 0.5 olup çok küçüktür. Üç fazlı Y anahtar şebekede aktif anahtarlardan doğrultucu gücünün takriben %6 sının geçmesi nedeniyle doğrultucu verimi, L/C filtreli bir diyot köprüsündeki verime yakın olacaktır. Özellikle dc çıkış gerilimi bağıl değerinin $1.4 V_{LL}$ ye yakın olduğu uygulamalarda verim iyileşecektir. Üç fazlı Y anahtar şebekesi, bağıl akım değerleri daha küçük olan yarı iletkenlerle ve küçük değişikliklerle gerçekleştirilebilir. Üç fazlı Y anahtarı gerçekleştirmek için tristörler kullanılabilir. Bu sayede anahtarlama kayıpları ve diğer kayıplar nedeniyle ortaya çıkan soğutma gereksinimi azalır. Dc çıkış gerilimi bara orta uçlu kondansatör kullanılmasıyla iki kata çıkarılabilir.

6.YÜKSEK GÜÇ FAKTÖRLÜ YENİ BİR ÜÇ FAZLI AC - DC KONVERTERİN ANALİZ, TASARIM VE DENEMELERİ

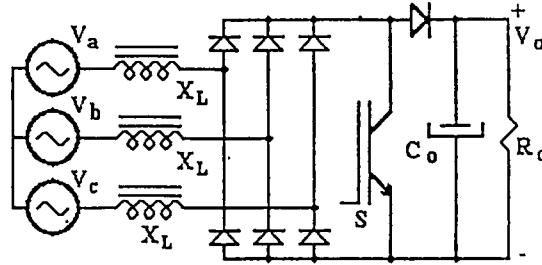
6.1 Giriş

Bu bölümde üç fazlı yüksek güç faktörlü yeni bir ac-dc konverter önerilmektedir. Bu konverter bir "Fazlar Arası Şebeke Transformatoru " (LIT) den, iki adet üç fazlı diyotlu doğrultucudan ve bunları izleyen darbe genişlik modülasyonlu (PWM) bir dc-dc boost konverterden oluşmaktadır.

Boost konverterinin aktif anahtarı, ac giriş akımı kesintili olacak tarzda sabit frekansla anahtarlanmaktadır. Bu işlem sayesinde üçüncü, beşinci ve yedinci harmonikleri içermeyen bir giriş akımı dalga şekli elde edilmektedir. LIT ve boost endüktansından geçen akımlar yüksek anahtarlama frekanslı olduğu için, küçük boyutlu ferrit nüveler kullanılabilir. Ayrıca şebeke gerilimindeki ve yükteki değişiklikleri kompanze etmek için, çıkış gerilimi PWM vasıtasıyla ayarlanabilir.

Bu çalışmada teorik analiz, planlama prosedürü ile uygulanmasına ilişkin bir örnek ve 6kW bir prototipten alınan deneysel sonuçlar verilmektedir(Gülgün,2000; Munoz, ve Barbi,1999).

Günümüzde güç elektroniğindeki en önemli araştırma konularından biri, kapasitif çıkış filtreli üç fazlı diyotlu doğrultucuların güç faktörlerinin iyileştirilmesidir. Bu tür doğrultucular ekonomik nedenlerle endüstride ve ticari uygulamalarda yaygın olarak kullanılır. Şekil 6.1 de görülen yöntem çok basittir. Zira akım aktif olarak kontrol edilmemekte ve sadece bir aktif anahtar kullanılmaktadır. Basitliği nedeniyle bu yöntem çok yaygındır. Kesintili endüktans akımı ile çalışma sayesinde, bu devrede giriş akımının sinüsoidal olarak şekillendirilmesi sağlanır.



Şekil 6.1 Yüksek güç faktörlü 3 fazlı diyotlu doğrultucu devresi

Yukarıda sözü edilen doğrultucunun başlıca iki sakıncası vardır. Bunlardan biri, çıkış geriliminin aşırı büyük olması, diğeri ise giriş akımında 5. Harmonik bileşeninin bulunmasıdır.

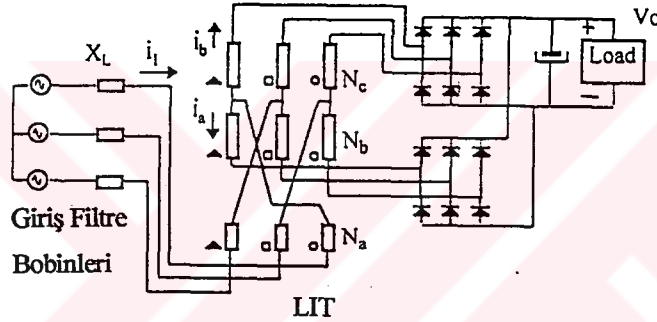
Daha az bilinen fakat özellikle büyük güçler için önemli ve uygun olan diğer bir güç faktörü düzeltme yöntemi, şekil 6.2 de görülen 12 darbeli doğrultucudur. Bu yöntem basittir ve güvenlidir. Birçok endüstriyel uygulamada kullanılmaktadır.

Bu konverterin üç sorunu vardır;

- Çıkış gerilimi kontrolsüzdür,
- Çıkış gerilim değeri çok küçüktür,
- Şebeke frekansından dolayı daha büyük bir LIT' e ihtiyaç duymasıdır.

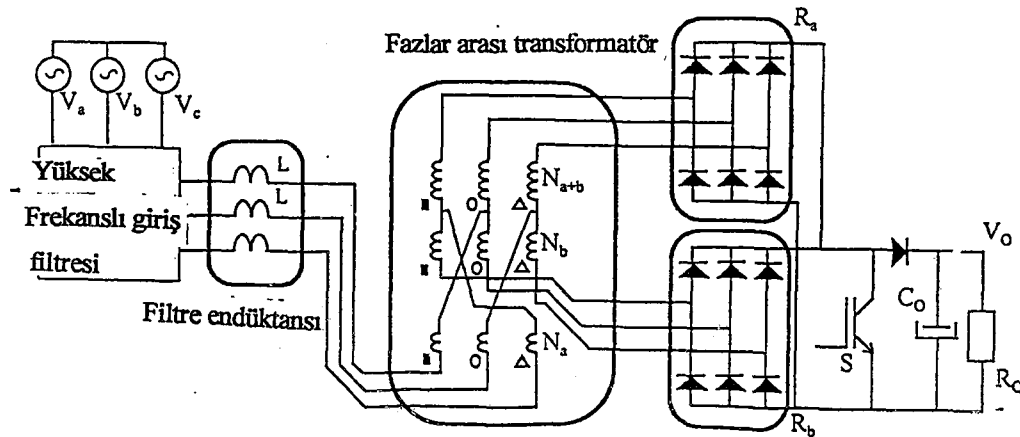
Bu çalışmada yukarıda sözü edilen iki devrenin en iyi özelliklerini değerlendiren ve bunları kullanan bir yöntem önerilmektedir. Teorik analiz ve deneysel sonuçlara ilişkin detaylar bundan sonraki bölümlerde verilmektedir.

6.2. Önerilen Devre



Şekil 6.2 LIT li 12 darbeli yüksek güç faktörlü doğrultucu

Bu devre üç adet boost bobini (L), üç fazlı bir fazlar arası şebeke transformatörü (LIT), iki adet üç fazlı diyotlu doğrultucu (R_a ve R_b) ve darbe genişlik modülasyonlu (PWM) bir dc-dc konverterden oluşmaktadır. Güç kaynağı olan şebeke ile boost bobinleri arasına üç fazlı yüksek frekanslı bir giriş filtresi yerleştirilmiştir.



Şekil 6.3 Amaçlanan devre şeması

Sarım sayısı oranları 6.1a ve 6.1b de verilmiş olan LIT; Aralarında 30 derecelik faz farkı bulunan iki üç fazlı akım sistemi üretmekte ve bunlar R_a ile R_b doğrultucularında kullanılmaktadır. İki adet üç fazlı akım sistemi 12 darbeleri bir şebeke girişi oluşturmaktadır.

$$N_a / N_b = 0.366 \quad (6.1a)$$

$$N_{a+b} = N_a + N_b \quad (6.1b)$$

Şebeke denetimli bir konverterin şebekeden çektiği akımın içerdiği harmoniklerin mertebesi

$$n = k p \pm 1 \quad (6.2)$$

ifadesi ile bulunabilir. Burada;

n : Harmonik mertebesi

p : konverterin darbe sayısı

k : 1, 2, 3,... tam sayılar

12 darbeleri bir doğrultucu sisteminde en düşük mertebeden giriş akımı harmoniği, şebeke geriliminin dengeli olması halinde, 11. ve 13. harmonik akımlarıdır. Açıkça görüldüğü gibi 5. ve 7. mertebeden harmonik akımları teorik olarak elemine edilmiştir.

Boost konverteri, L den geçen akımlar kesintili olacak tarzda sabit ve yüksek bir anahtarlama frekansı ile çalıştırılmaktadır. Bu kesintili akımlar aynı zamanda LIT ten de geçmektedir. Bu nedenle klasik 12 darbeleri doğrultucu sisteminde kullanılan düşük frekanslı hantal LIT yerine, boyutları oldukça küçük olan ferrit nüveli bir LIT kullanılabilir.

Giriş geriliminin dengesiz olması, giriş gerilimindeki bozulmalar, yüksek frekanslı LIT'i oluşturan transformatörler arasındaki farklılıklar gibi ideal olmayan çalışma şartları ile, LIT'in mıknatıslanma akımı bileşeni, 5. ve 7. harmoniğin tam olarak elemine edilmesini engeller. Fakat bunlar yine de bölüm 6.6'da görüleceği gibi çok küçüktür.

6.3 Çalışma prensibi

Analizi basitleştirmek için aşağıdaki kabuller yapılacaktır.

- Anahtarlama frekansı, şebeke frekansından çok yüksektir,
- Yarı iletken elemanlar idealdir,
- Transformatörlerin mıknatıslama akımları ihmal edilebilecek kadar küçüktür,
- Yüksek frekans giriş filtresi kaldırılmıştır,
- Çıkış devresinde büyük bir kondansatör vardır,
- Faz sırası pozitifdir (abc).

Faz gerilimleri aşağıdaki ifadelerle verilmiştir.

$$v_a = V_{pk} \sin(\omega t) \quad (6.3a)$$

$$v_b = V_{pk} \sin(\omega t - 120^\circ) \quad (6.3b)$$

$$v_c = V_{pk} \sin(\omega t + 120^\circ) \quad (6.3c)$$

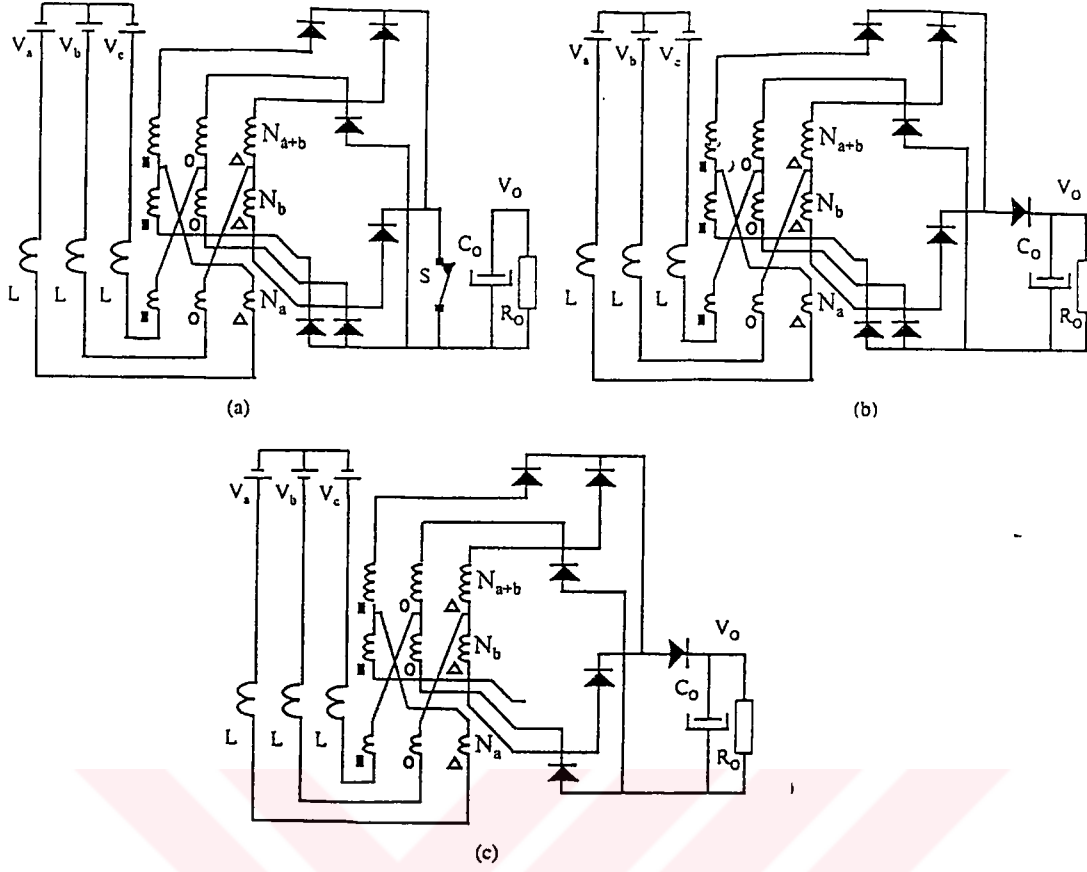
Konverterin çalışması her 30 derecede periyodik olarak tekrarlanmaktadır. Bu nedenle çalışma, bir kez 0 ile 30 derece arası incelenmek suretiyle tanımlanabilir. Şekil 6.4 de görüleceği gibi, 0 ile 15 derece arasında giriş gerilimlerinin yönü aynı kalmaktadır. Bu aralıkta bir anahtarlama periyodu içindeki topolojik kademeler aşağıdaki gibi açıklanabilir.

6.3.1 Birinci kademe – Enerji depolanması (şekil 6.4a): Bu kademe boyunca S anahtarı kapalı tutulur. LIT sekonder sargıları R_a ve R_b doğrultucuları ile kısa devre edilmiştir ve boost endüktans akımı doğrusal olarak artar. Eşdeğer devre şekil 6.5a da görülmektedir.

6.3.2 İkinci kademe – İlk güç transfer kademesi (şekil 6.4b): Bu ikinci kademe süresince S anahtarı açık tutulur. LIT olduğu için i_{La} akımı doğrusal olarak artmaya devam eder, buna karşılık i_{Lb} ve i_{Lc} akımları doğrusal olarak azalmaya başlar. N_b sargısından geçen akım sıfıra ulaştığı anda, bu kademe sona erer. Eşdeğer devre şekil 6.5b de görülmektedir.

6.3.3 Üçüncü kademe – İkinci güç transfer kademesi (şekil 6.4c): Bu kademe süresince boost endüktanslarından geçen akım doğrusal olarak azalır ve aynı anda sıfır olur. Eşdeğer devre şekil 6.5c de görülmektedir.

6.3.4 Dördüncü kademe – Sıfır bobin akımları (şekil 6.5d): Boost endüktanslarındaki akımlar sıfır olduktan sonra, bütün doğrultucular bloke olur ve yük sadece çıkış kondansatörü ile beslenir.



Şekil 6.4 $0^\circ \leq \theta \leq 15^\circ$ için topolojik kademeler, (a) S anahtarı kapalı, (b) S anahtarı açık, ilk güç transfer kademesi, (c) S anahtarı açık, ikinci güç transfer kademesi

Şekil 6.5 te her ideal durum için eşdeğer devreler görülmektedir. Şekil 6.7 $0^\circ \leq \theta \leq 15^\circ$ aralığında boost endüktans akımlarının tipik ani değerleri görülmektedir. $15^\circ \leq \theta \leq 30^\circ$ aralığı için de prensip olarak aynı eşdeğer devre geçerlidir ve benzer bir çalışma meydana gelir. Yegane eşdeğer devre farkı, şekil 6.6 da gösterilen ilk güç transfer kademesinde meydana gelir. Bütün akımlar doğrusal olarak azalmaya başlar.

İlk kademenin sonundaki nihai akımlar, (6.4) ile ifade edilebilir. Burada V_{IN} ve I_{pk} sırasıyla anahtarlama frekansındaki faz giriş gerilimi ani değeri ve boost bobin akımının tepe değeridir.

$$I_{pk} = \frac{V_{pk}}{L} T_{ON} \quad (6.4)$$

Bütün topolojik kombinasyonlar için birinci kademenin eşdeğer devresi aynıdır. Fakat ilgili faz gerilimi ani değerleri farklı olabilir. Bu nedenle bu kademenin sonundaki nihai akımın, şekil 6.8 de görüldüğü gibi sinüsoidal bir zarfı vardır.

Küçük bir yüksek frekans giriş filtresi ile giriş akımı, pratik olarak sadece küçük genlikte 11. ve 13. harmonikler içeren sinüsoidal bir akıma dönüştürülebilir.

6.4 Analiz Sonuçları

Kritik durumlar ve $\theta = 15^\circ$ için tek fazlı bir eşdeğer devre kullanılarak bir analiz yapılmıştır.

Eşdeğer devre şekil 6.9 da görülmekte olup buradaki değerler,

$$V_{o1} = \frac{(2 + \sqrt{3})}{6} V_o \quad (6.5a)$$

$$V_b = \frac{(\sqrt{6} + \sqrt{2})}{4} V_{pk} \quad (6.5b)$$

$$\text{Gerilim oranı, } \beta = \frac{V_o}{V_{LL}} \quad (6.6)$$

olarak tarif edilmiş ve çıkış akımı aşağıdaki (6.7) ifadesi ile verilmiştir.

$$I_o = \frac{2 + \sqrt{3} V_{pk}}{8 f_s L} D^2 \frac{1}{0,789 \beta - 1} \quad (6.7)$$

Burada ;

V_{LL} Fazlar arası gerilimin efektif değeri

V_o Çıkış gerilimi

V_{pk} Faz giriş gerilimi tepe değeri

L Hat boost bobini endüktansı

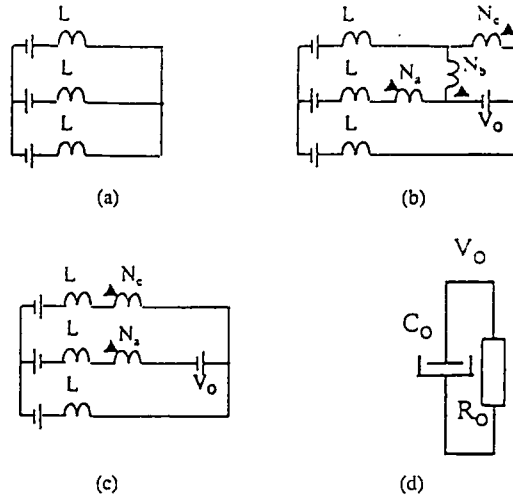
f_s Anahtarlama frekansı

D bağıl çalışma (iletimde kalma) süresi

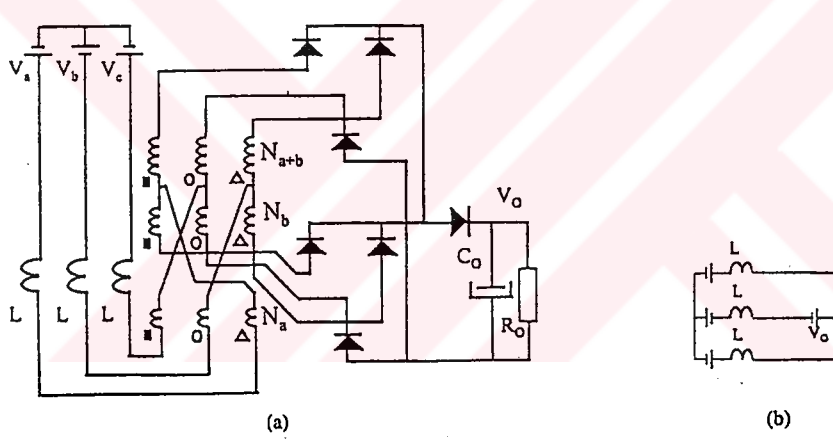
Normlaştırılarak aşağıdaki ifadeler elde edilir.

$$\bar{I}_o = D^2 \frac{1}{0,789 \beta - 1} \quad (6.8a)$$

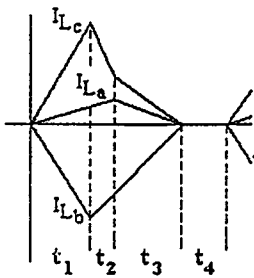
$$\beta = \frac{\bar{I}_o + D^2}{0,789 \bar{I}_o} \quad (6.8b)$$



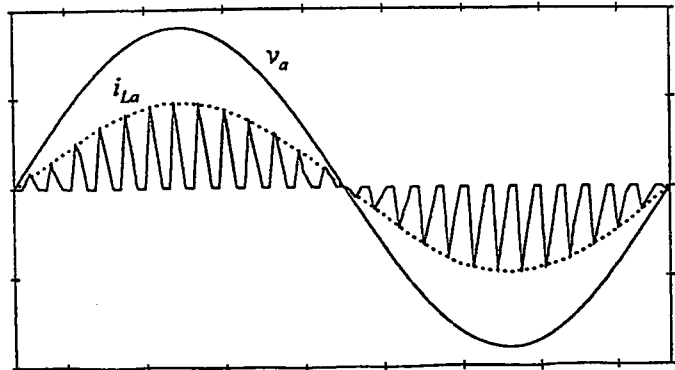
Şekil 6.5 $0 \leq \theta \leq 15^\circ$ için eşdeğer devre (a) S anahtarı kapalı, (b) S anahtarı açık, ilk güç transfer kademesi, (c) S anahtarı açık, ikinci güç transfer kademesi, (d) sıfır endüktans akımı



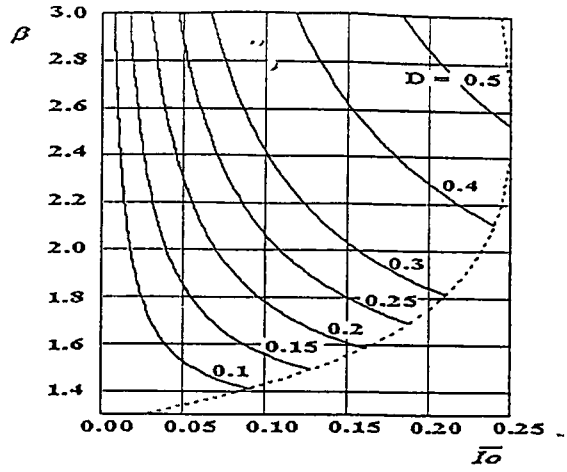
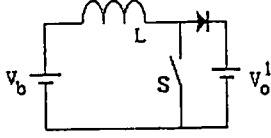
Şekil 6.6 $15^\circ \leq \theta \leq 30^\circ$ için ilk güç transfer kademesinde topolojik devre, (b) Eşdeğer devre



Şekil 6.7 $0 \leq \theta \leq 15^\circ$ için endüktans akımı



Şekil 6.8 Şebeke frekansında boost endüktans akımı



Şekil 6.9 Kritik durumdaki tek faz eşdeğer devre

Şekil 6.10 Çıkış karakteristikleri

Analitik ve numerik yaklaşımlarla elde edilen, çıkış karakteristiklerinin davranışını en uygun olarak belirleyen eğriler, şekil 6.10 da görülmektedir. Bu eğriler (D) parametre olmak üzere çıkış akımına bağlı olarak çıkış geriliminin değişimini vermektedir. Kesintili akımla çalışmayı garanti etmek için L depolama bobini, (6.9) ifadesi ile verilen L_{DCM} değerinden küçük olmalıdır.

$$L_{DCM} = 0,38 \frac{V_o^2 n}{\beta P_o f_s} \bar{I}_o \quad (6.9)$$

Boost bobini tepe akımı veya anahtarlama tepe akımı,

$$I_{pk} = 0.816 \frac{V_{LL}}{L f_s} D_{max} \quad (6.10)$$

İfadesi ile bulunabilir. Planlamaya yardımcı olması bakımından normalize akım zorlanmaları şekil 6.11 ve 6.13 de gösterilmiştir. Diğer akım zorlanmaları aşağıdaki ifadeler kullanılarak bulunabilir.

- Diyot köprüsünün her diyodundaki akımın ortalama değeri

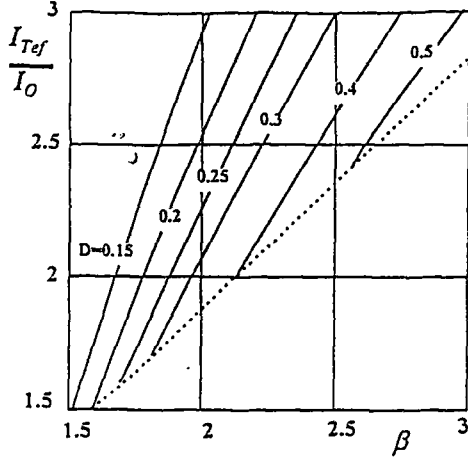
$$I_{Dpm} = 0.166 (\bar{I}_o + I_{Sm}) \quad (6.11)$$

-Boost bobini efektif akımı

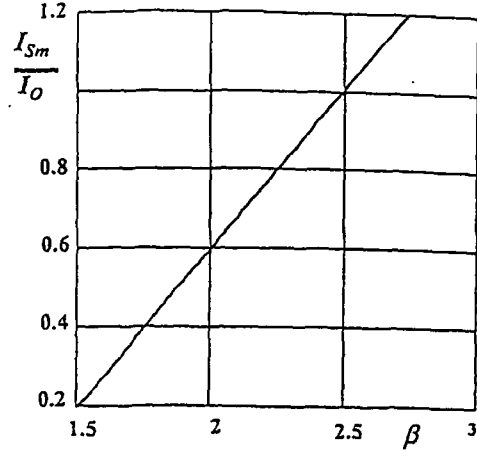
$$I_{Lef} = 0.732 I_{Tef} \quad (6.12)$$

-Anahtarın uçları arasındaki tepe gerilimi

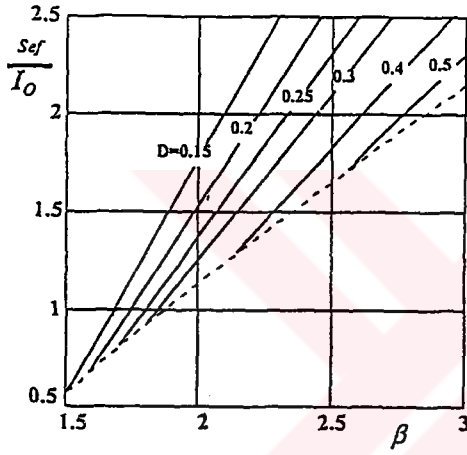
$$V_{RRM} = V_o \quad (6.13)$$



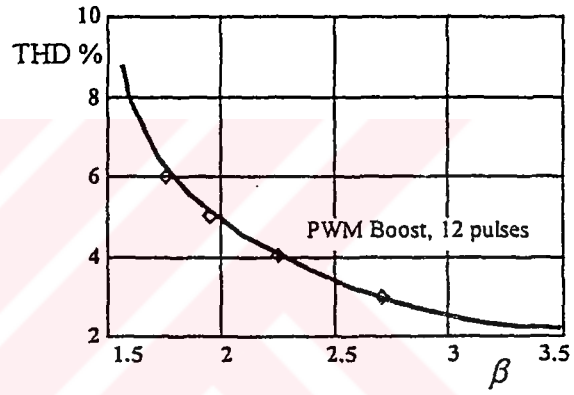
Şekil 6.11 Anahtarlama önce normalleştirilmiş efektif çıkış akımı



Şekil 6.12 Normalleştirilmiş ortalama anahtarlama akımı



Şekil 6.13 Normalize edilmiş efektif anahtarlama akımı



Şekil 6.14 Nümerik analizle elde edilen toplam harmonik distorsiyonu

LIT'in sarım sayısı aşağıdaki gibi bulunabilir.

Sekonder toplam sarım sayısı

$$N_T = \frac{(1 - D_{max}) V_O 10^4}{\beta f_s B_m A_e} \quad (6.14)$$

Burada;

B_m : maksimum magnetik fluks yoğunluğu

A_e : nüve kesiti

Primer sarım sayısı

$$N_a = 0.155 N_T \quad (6.15)$$

İlk sekonder sargı sarım sayısı

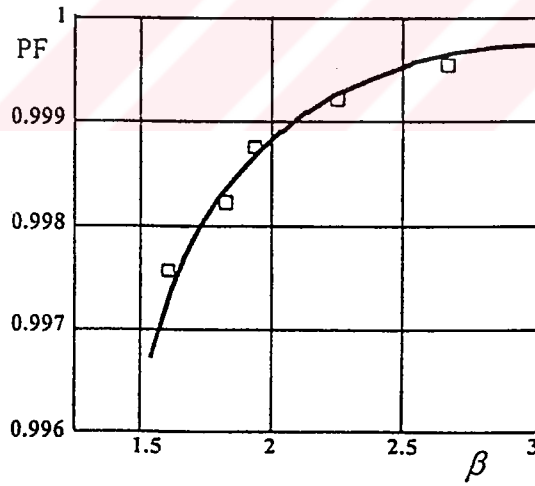
$$N_b = 0.423 N_T \quad (6.16)$$

Diğer uygun analizler, güç faktörü ve toplam harmonik distorsiyonu (THD) na ilişkindir. Sinüsoidal bir giriş gerilimi için giriş filtresinden önceki güç faktörü

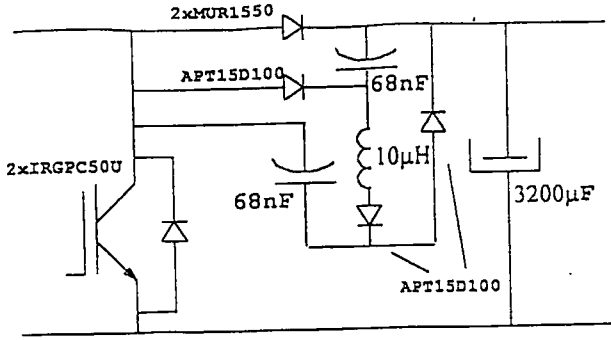
$$pF = \frac{\cos \phi_{(1)}}{\sqrt{1 + THD^2}} \quad (6.17a)$$

$$THD = \frac{\sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}{I_1^2}}}{I_1^2} \quad (6.17b)$$

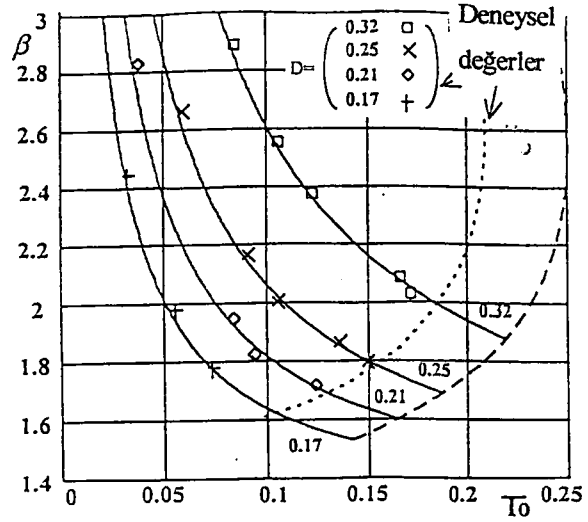
Pasif doğrultucular için $\cos \phi$, bire eşittir. THD, sayısal bir yaklaşımla şekil 6.14 te görüldüğü gibi elde edilir. Şekil 6.14 ve 6.15 deki bu karakteristikler, $\beta > 1.5$ için PF nin 0.996 dan büyük ve THD nin çok küçük olduğunu göstermektedir.



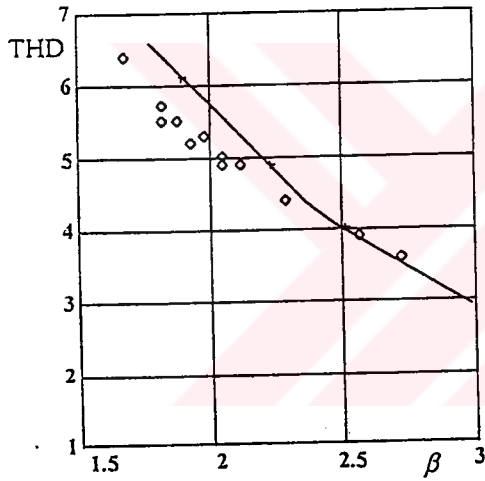
Şekil 6.15 Nümerik analizle elde edilen güç faktörü



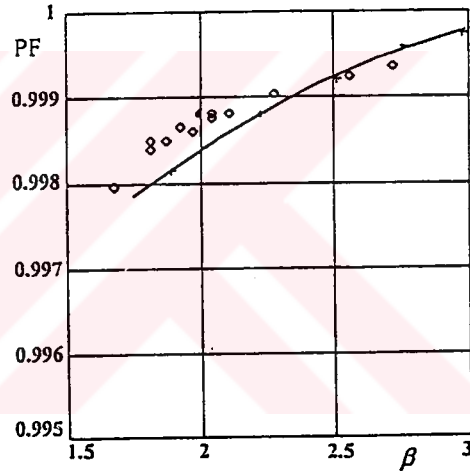
Şekil 6.16 Regeneratif bastırma devresi



Şekil 6.17 Normalize çıkış karakteristikleri



Şekil 6.18 Toplam harmonik distorsiyonu



Şekil 6.19 Güç faktörü

6.5 Planlama İşlemi

Teklif edilen topoloji için basit bir planlama işlemi verilmiştir. Bir örnek hesaplama için aşağıdaki karakteristik değerler alınmıştır.

$$V_{LL} = 220V (60Hz)$$

$$V_O = 400V$$

$$P_O = 6000W$$

$$\eta = 0.9$$

$$f_s = 26kHz$$

1) (6-6) ifadesinden β , şekil 6.10 dan normalize edilmiş çıkış akımı ve maksimum bağlı çalışma süresi D_{max} bulunabilir.

$$\beta = 1.81 \quad \bar{I}_O = 0.20 \quad D_{max} = 0.3$$

2) Çıkış gücü, normalize edilmiş çıkış akımı, verim bilindiğine göre, (6.9) dan yararlanarak DCM çalışmayı sağlayabilecek maksimum bobin endüktansı bulunabilir.

$$L = 37.6 \mu H \quad \bar{I}_O = 15A$$

3) Belirlenen bobin değerine göre (6.10) ifadesi kullanılarak anahtar akımı tepe değeri bulunabilir.

$$I_{pk} = 54.5A$$

4) D_{max} ve çıkış akımı bilindiğine göre, (6.11) ve (6.13) ifadeleri ile şekil 6.11 ve 6.13 den akım zorlanmaları bulunabilir.

$$\begin{aligned} \bar{I}_{Tef} &= 1.7 & \bar{I}_{Sef} &= 0.9 & \bar{I}_{Sm} &= 0.45 \\ I_{Tef} &= 25.5A & I_{Sef} &= 13.5A & I_{Sm} &= 6.75A \\ I_{Lef} &= 18.6A & I_{Dpm} &= 3.61A \end{aligned}$$

5) Yarı iletken elemanların maksimum tutma gerilimi (6.14) ifadesi ile verilmiş olup $V_{RRM} = 400V$ bulunur.

6) THORNTON'S E65/36 IP6 tipi nüve seçilerek, (6.14) ve (6.16) ifadeleri kullanılarak sarım sayıları hesaplanmış ve aşağıdaki değerler bulunmuştur.

$$N_T = 45 \quad N_b = 19 \quad N_a = 7$$

LIT; 12 adet E65/36 ferrit nüveden oluşmaktadır ve toplam ağırlığı 10kg dır. Halbuki alçak frekanslı çalışmadaki LIT ağırlığı 32kg dır.

6.6 Deneysel Sonuçlar

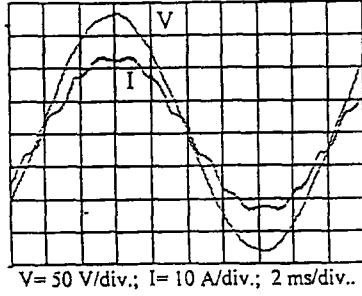
Bölüm 6.5 teki parametre ve karakteristik özelliklere sahip bir laboratuvar prototipi imal edilmiştir. Transformatörün kaçak endüktansı ve gerekli demagnetize olma süresi dikkate alınarak, endüktansı $24\mu H$ olan bir boost bobini kullanılmıştır. Çıkış kondansatörü $C_o = 3200\mu F$ alınmış ve aşağıdaki yarı iletken elemanlar seçilmiştir.

Doğrultucu köprü diyotları : MUR1550

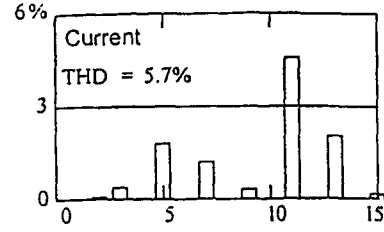
Çıkış diyodu : 2 x MUR 1550

Ana anahtar : 2 x IRGPC50U (IGBT)

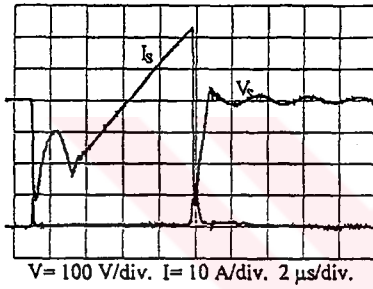
IGBT nin iletimdem çıkma kayıpları nedeniyle arzu edilen gücü elde edebilmek için, yumuşak anahtarlama gerekmektedir. Şekil 6.16 da kesime geçme kayıplarını azaltmak için kullanılan pasif bir bastırma devresi görülmektedir. Bu devre prensip olarak ana anahtar için enerjiyi geri verme özelliğine sahiptir. Bu devrede herhangi bir yardımcı anahtar kullanılmamış olup çok dayanıklıdır. 6kW, 400V luk bu prototipten alınan deneysel sonuçlar, şekil 6.17 - 6.23'de görülmektedir. Laboratuvarda gerçekleştirilen prototipten mıknatıslama akımı dikkate alınarak tahmin edilen ve DCM çalışma için gerekli olan sınırlar şekil 6.17'de görülmektedir.



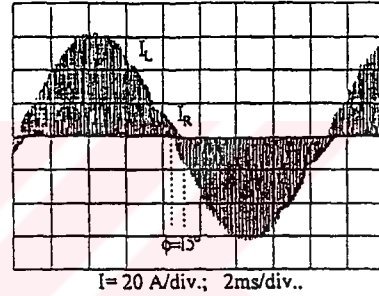
Şekil 6.20 Deneysel olarak bulunan hat akımı ve faz gerilimi



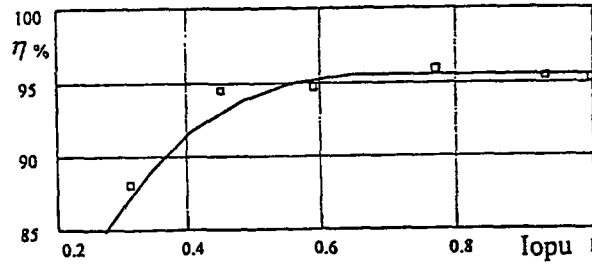
Şekil 6.21 Hat akımı harmonik bileşenleri



Şekil 6.22 Anahtar gerilim ve akımı



Şekil 6.23 Deneysel olarak elde edilen LIT'deki giriş ve çıkış akımı



Şekil 6.24 Deneysel olarak bulunan verim

Şekil 6.18 ve 6.19 da analitik ve deneysel olarak elde edilen değerler grafiksel olarak karşılaştırılmaktadır. Bu şekillerdeki bütün sürekli çizgi ile gösterilen eğriler analitik değerleri göstermektedir. Elde edilen sonuçlar kullanılan analitik yaklaşımı doğrulamaktadır.

Şekil 6.20 ve 6.21 de başlangıçta öngörülen davranışın elde edildiği kanıtlanmaktadır. Ayrıca 6kW lık bir çıkış gücü için güç faktörünün 0.998 ve THD nin %6 olduğu görülmektedir. Giriş akımındaki üçüncü, beşinci ve yedinci harmonik bileşenlerin azalması dikkati çekmektedir.

11. Harmonik, harmonik bozulmada %5 paya sahiptir. 11. Harmoniğin altındaki bölgede küçük bir harmonik bozulması söz konusudur. Bu bozulmaya şebeke geriliminde önceden mevcut olan bozulmalar sebep olabilir.

Şekil 6.22 bastırma devresinin IGBT için yumuşak bir anahtarlama sağladığını göstermektedir.

Şekil 6.23 de LIT giriş akımı (I_L) ve çıkış akımı (I_R) arasındaki kaymayı göstermektedir. Şekil 6.24 de ise geniş bir yük aralığı için verimin değişimi görülmektedir.

6.7 Sonuçlar

Yapılan teorik ve deneysel çalışmalardan aşağıdaki sonuçlar çıkmaktadır.

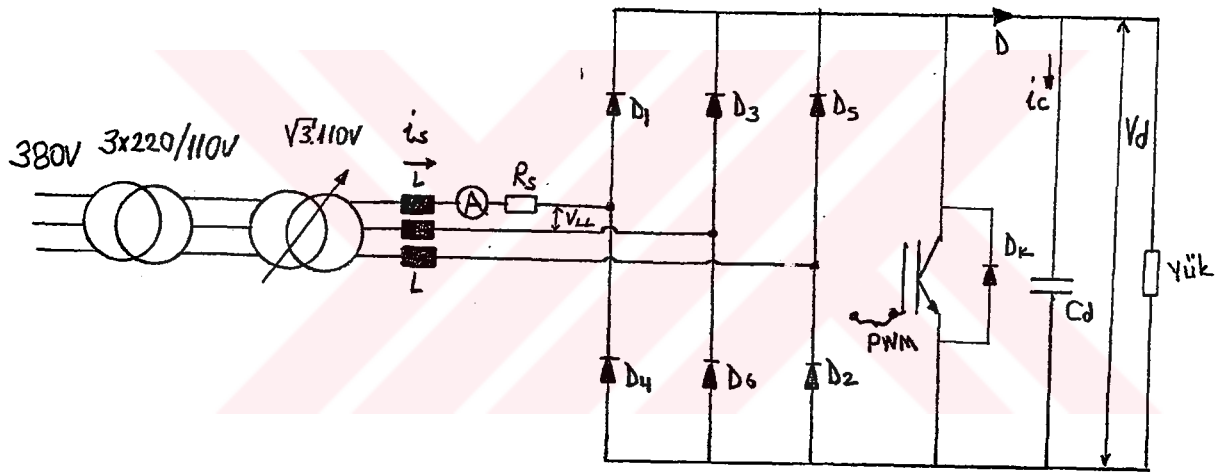
- Teorik analiz ve planlama metodu deneysel olarak da kanıtlanmıştır.
- Geleneksel kaynaklar ve kesintili güç kaynakları gibi bir çok ticari ve endüstriyel uygulamalar için önerilen yöntem uygundur.
- Planlama sırası, elemanların kolayca seçimini sağlamaktadır.

7. ŞEBEKEDEN ÇEKİLEN AKIMI ŞEKİLLENDİRMEK İÇİN ÖNERİLEN AC - DC DÖNÜŞTÜRÜCÜYE İLİŞKİN DENEYSSEL ÇALIŞMA

7.1 Giriş

Şebekeden çekilen akımın şekillendirilmesi için, üç fazlı diyot köprüsü ve bir boost katı içeren doğrultucu önerilmiştir. Faz akımlarının uygun olarak şekillendirilmesi için boost bobini ac tarafa yerleştirilmiştir. Laboratuvarda gerçekleştirilen deney setine ait bağlantı şeması Şekil 7.1 de görülmektedir. Boost konverterinin özelliği nedeni ile yük geriliminin büyük değerlere yükselmemesi ve dolayısıyla büyük gerilimli yarı iletken elemanlara ihtiyaç duyulmaması için mevcut fazlar arası 380V olan gerilim düşürülmüştür. Bu amaçla biri ayarlanabilir olmak üzere iki adet üç fazlı transformatör kullanılmıştır.

7.2 Devrenin Kurulması ve Çalışması



Şekil 7.1 Şebekeden çekilen akımı şekillendirmek için kurulan deney devresi

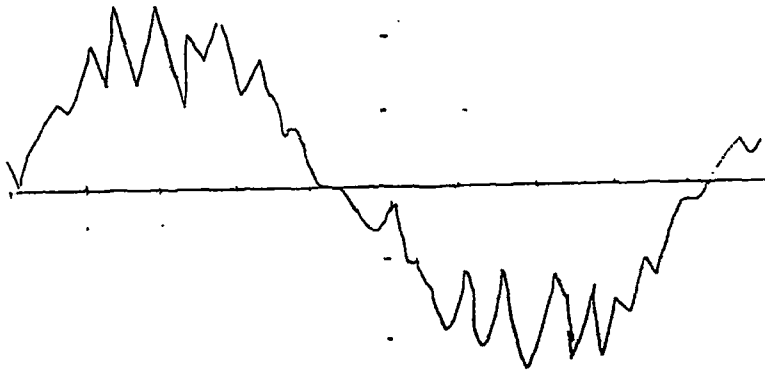
Şekil 7.1 de L ile gösterilen boost bobinlerinin değerleri de ayarlanabilmektedir. Fazlardan birine ait akımın değerinin doğrudan okunabilmesi için bir ampermetre kullanılmıştır. R_s örnekleme direnci vasıtasıyla osiloskopa giriş akımının değişimi izlenmiştir. Aktif anahtarlama elemanı olarak IGBT kullanılmıştır. IGBT nin anahtarlama frekansı muhtelif değerlerde sabit tutulmuştur. Deneysel çalışma hem CCM de hem de DCM de gerçekleştirilmiştir. Bu çalışma anahtarlama frekansının, L'nin ve giriş geriliminin değiştirilmesi ile tekrarlanmıştır.

Deney setinin gerçekleştirilmesinde kullanılan elemanların listesi ile elde edilen deneysel sonuçlar aşağıda verilmiştir.

D1, D2, D3, D4, D5 ve D6 diyotları köprü doğrultucu diyotları; IXYS, DS1, 35-12A 820 L IGBT; IXYS, IXTH/4 N100
 L grup endüktansları ; NE7028 3 kVar Induktive loading bank Max Voltage 380 V star, 220V delta, each indüktör 0.61H 250 Var max
 Cd ; Sprague 718 Dx
 Dk ; Ters akım diyodu 98 – 38 – U 860
 Dy ; Boost diyodu 98 – 38 – U 860
 Yük; 100 Ω Reosta
 Rs ; Giriş akımı örnekleme direnci
 Ampermetre ; 0-50A, \pm % 5

Devrenin girişine değişken bir gerilim uygulanmıştır. Böylece çıkış gerilimi istenen değerde ayarlanmağa çalışılmıştır. Devrede kullanılan IGBT elemanı girişine PWM darbe genişlik modülasyonu uygulanarak anahtarlama yapılmıştır. Bu anahtarlama frekansı önce sabit tutularak daha sonra değişken anahtarlama frekansı uygulanarak değişik sonuçlar elde edilmiştir. Yapılan çalışmalarda öngörülen sonuçlara yaklaşılmıştır. Deney setinden alınan bazı sonuçlar aşağıda ki şekillerde görülmektedir.

7.3 Elde Edilen Deney Sonuçları



Şekil 7.2 2 Grup boost bobini devrede iken i_s akımı

Time/div = 2ms

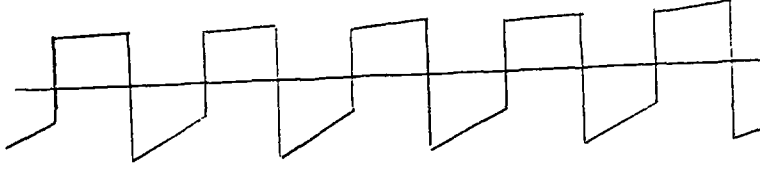
$R_s = 0.1\Omega$

V/div = 10mV

$V_{LL} = 97 V$

$I_{s1} = 138 mA$

$V_{LN} = 56 V$



Şekil 7.3 2 Grup boost bobini devrede iken kondansatör akımı

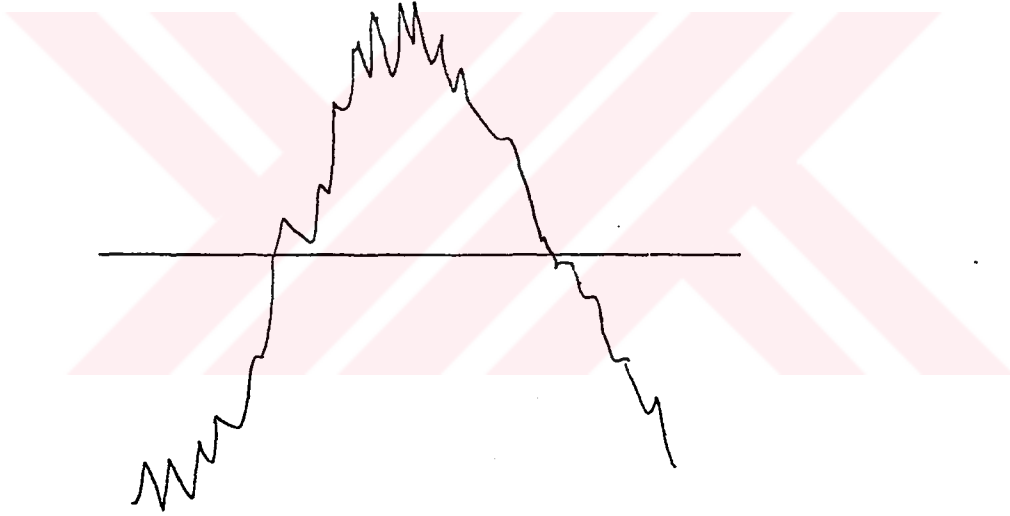
Time/div = 0.5ms

$R_s = 0.1\Omega$

V/div = 20mV

$V_{LL} = 97V$

$V = 56 V$



Şekil 7.4 1 Grup boost bobini devrede iken i_s akımı

Time/div = 2ms

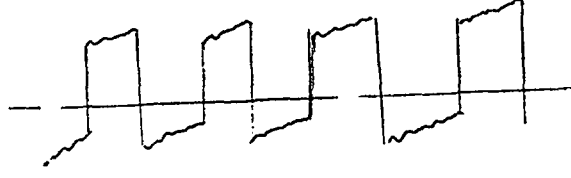
$R_s = 0.1\Omega$

$V_d = U_c = U_y = 190 V$

V/div = 0.1V

$V_{LL} = 97 V$

$V = 56 V$



Şekil 7.5 1 Grup boost bobini devrede iken kondansatör akımı

Time/div = 0.5ms

$R_s = 0.1\Omega$

$V_d = U_c = U_y = 190\text{ V}$

V/div = 20mV

$V_{LL} = 98,1\text{ V}$

$I_{s1} = 114\text{ mA}$

$V_{LN} = 56\text{ V}$

KAYNAKLAR

Gülgün, R., (1995), GüçElektroniği, YTÜ, İstanbul 270-294

Gülgün, R., (2000), Yüksek Lisans "Güç elektroniği özel problemleri ders notları"

Munoz, Carlos., Ivo, B., (1999), "A New High-Power-Factor Three-Phase Ac-Dc Converter; Analysis, Design and Experimentation" IEEE Transactions On Power Electronics. Vol. 14 No.1, January 516-519

Mohan, N., Undeland, M.T., Robbins, P.W., (1995), Power Electronics, 483-503

Mao, H., (1997), "Review of High-Performance Three-Phase Power-Fctor Correction Circuits"IEEE Transactions on Industrial Electronics.Vol. 44, No.4, August, Sayfa 437-446

Salman, John., (1996), "Operating a Three-Phase Diode Rectifier With a Low-Input Current Distortion Using a Series-Connected Dual Boost Converter"IEEE Transactions On Power Elecronics. Vol. 11 No.4, July, Sayfa 592-603

Tou, M., Al-Haddad, K., Guy, O., ve Venkatachari, R., (1997),"Analysis and Design of Single-Controlled Switch Three-Phase Rectifier With Unity Power Factor and Sinusoidal Input Current" IEEE Transactions on Power Electronics. Vol. 12 No.4, July 412-423

ÖZGEÇMİŞ

| | | |
|-----------------|------------|---|
| Doğum tarihi | 20.04.1976 | |
| Doğum yeri | Samandağ | |
| Lise | 1990-1994 | Hatay Teknik Lisesi – HATAY |
| Lisans | 1994-1998 | Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümü |
| Yüksek Lisans | 1998-2001 | Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik Müh. Anabilim dalı, Güç Elektroniği böl. |
| Çalıştığı kurum | 1999- | Elsan Elektrik Mühendislik-Proje-Taahüt-İmalat- Danışmanlık devam ediyor |

