

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ•FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**GÜÇ ELEKTRONİĞİ DEVRELERİNDE HARMONİKLER ve
FİLTRELER**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elk.Müh. Metin DEMİRTAŞ

Ana Bilim Dalı: ELEKTRİK

Programı : ELEKTRİK

OCAK 1996

57957

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ * FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

GÜÇ ELEKTRONİĞİ DEVRELERİNDE HARMONİKLER VE FİLTRELER

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik Müh. Metin DEMIRTAŞ

T. O.

Yükseköğretim Kurulu
Dokümanasyon Merkezi

Tezin Estittüye Verildiği Tarih : 25.01.1996

Tezin Savunulduğu Tarih : 26.02.1996

57957

Tez Danışmanı

Yrd. Doc.Dr. Nurettin ABUT

(Nurettin Abut)

Üye

Prof. Dr. Halit PASTACI

(Halit Pastacı)

Üye

Doc.Dr. Oruç BİLGİÇ

(Oruç Bilgiç)

ŞUBAT 1996

GÜÇ ELEKTRONİĞİ DEVRELERİNDE HARMONİKLER ve FİLTRELER

Metin DEMİRTAŞ

Anahtar kelimeler : Harmonik, Filtre dizaynı, Harmonik yoketme.

Özet : Bu çalışmada, güç elektroniğı devrelerinde ortaya çıkan harmonikleri incelemek için Fourier analizi kullanılmıştır. Harmonik üreten kaynaklar hakkında bilgiler verilmiştir. Düşük dereceli harmoniklerin yokedilmesi için anahtarlama teknikleri açıklanmış ve yüksek dereceli harmonikler için filtre dizaynı incelenmiştir. Harmoniklerin güç ölçümünde ve diğer alıcılar üzerideki etkisi anlatılmıştır.



FILTERS AND HARMONICS IN POWER ELECTRONIC CIRCUITS**Metin DEMİRTAŞ****Keywords :** Harmonics, Filter Design, Harmonic Elimination.

Abstract: In this study, Fourier analysis was used for examining of harmonics that occurs in power electronic circuits. Some information about generator that produces harmonics was given. Switching techniques, that is used for elimination of low order harmonics, were explain and filter design for high order harmonics was examined. Effects of harmonics on power measurement and other power devices were studied.



ÖNSÖZ ve TEŞEKKÜR

Elektrik enerjisiyle çalışan cihazlar arttıkça, bunların üretmiş oldukları harmonikler vasıtasıyla, şebekelerin olumsuz yönde etkilenmeleri de artmaktadır. Bundan dolayı elektrik enerjisi kullanan sektörde, harmonik üreten kaynaklar önemli bir yer tutmaktadır. Bu çalışmada harmonik üreten güç elektroniği devreleri incelenmiş ve bu harmoniklerin yokedilmelerini sağlayan bilgilerin verilmesi düşünülmüştür.

Yüksek Lisans tez çalışması boyunca benden hiçbir yardımını esirgemeyen Danışman Hocam Sayın Yrd.Doç.Dr. Nurettin ABUT'a ve Kocaeli Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Mühendisliği bölümü Öğretim Elemanlarına teşekkür ederim.



İÇİNDEKİLER

ÖZET.....	I
ABSTRACT.....	II
ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR.....	III
İÇİNDEKİLER.....	IV
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ.....	VII
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	X
TABLolar DİZİNİ.....	XIV
BÖLÜM 1. GİRİŞ.....	1
1.1. Genel Tanımlar.....	2
1.1.1. Harmonik.....	2
1.1.2. Bozucu etki.....	2
1.1.3. Bozucunun büyüklüğü.....	2
1.1.4. Uygunluk seviyesi.....	2
1.1.5. Bağlantı noktası.....	3
1.1.6. Bağlantı noktasının kısa devre gücü.....	3
1.1.7. Gerilim dalgalanması.....	3
1.2. Harmoniklerle İlgili Temel Matematiksel ve Elektriksel Bağlıntılar.....	3
BÖLÜM 2. GİRİŞ	
2.1. Fourier Analizine Giriş.....	7
2.1.1. Fourier analizi.....	8
2.1.1.1. Fourier serileri ve katsayıları.....	8
2.1.1.2. Tek simetri.....	10
2.1.1.3. Çift simetri.....	10
2.1.1.4. Yarı dalga simetrisi.....	11
BÖLÜM 3. GİRİŞ	
3.1. Elektromanyetik Aygıtlar.....	13
3.1.1. Generatörler.....	13
3.1.2. Transformatörler.....	13
3.2. Ark Prensibi İle Çalışan Aygıtlar.....	14
3.2.1. Ark fırını.....	14
3.3. Güç Elektronik Düzenekli Donanımlar.....	14
3.4. Büyük Güç Dönüştürücüler.....	15
3.4.1. Altı darbeli bağlantıya ilişkin harmonikler.....	25
3.4.2. Oniki darbeli bağlantıya ilişkin harmonikler.....	28
3.5. Doğru Gerilim Harmonikleri.....	30
3.6. Orta Büyüklükteki Dönüştürücüler.....	34
3.6.1. Dönüştürücüden beslenen dc sürücüler.....	34
3.6.2. Yarı kontrollu doğrultma.....	37
3.6.3. Teker teker kontrol edilmiş köprüler.....	38
3.6.4. Evirici beslemeli ac sürücüler.....	38
3.7. Darbe Genişlik Modülasyon (DGM) Tekniği.....	45
3.7.1. Darbe genişlik modülasyonlu eviricilerde harmonikler.....	48
3.7.1.1. Sinüs şeklindeki DGM yöntemi.....	48

BÖLÜM 4. HARMONİKLERİN ETKİLERİ	50
4.1. Rezonanslar	
4.1.1. Genel tanıtım.....	51
4.1.2. Paralel rezonans.....	52
4.1.3. Seri rezonans	53
4.1.4. Sistem davranışındaki rezonansın etkileri.....	54
4.2. Kapasitör Gruplarında Harmoniklerin Etkisi.....	55
4.3. Harmoniklerin Direnç Üzerindeki Etkisi	58
4.4. Harmoniklerin Reaktans Üzerindeki Etkisi.....	60
4.5. Harmoniklerin Kayıplara Etkisi	60
4.6. Güç Elektronik Düzenekli Donanımlar Üzerine Harmoniklerin Etkisi	63
4.7. Güç Ölçümünde Harmoniklerin Olumsuz Etkileri.	63
BÖLÜM 5. FİLTRELER	66
5.1. Filtrenin Tanımı	66
5.2. Filtre Bileşenlerinin Özellikleri	67
5.2.1. Kapasitörler.....	67
5.2.2. İndüktörler	68
5.3. Direnci İhmal Edilebilen Basit Filtrelerin Yapısı ve Süzme Bölgesi.....	69
5.4. Filtrelerin Kullanıldığı Yerler	71
5.5. Tanımlamalar.....	72
5.5.1. Filtre dizayn kriteri.....	74
5.5.2. Akortlu Filtreler.....	75
5.5.3. Çift akortlu filtreler	79
5.5.4. Otomatik olarak akortlanan filtreler.....	81
5.5.5. Söndüren filtreler.....	81
5.5.5.1. Söndüren filtre tipleri.....	82
5.6. Endüstriyel Güç Sistemlerinde Harmonik Distorsiyonunu Azaltmak İçin Filtre Dizaynı	83
5.6.1. Değişken-hız sürücü harmonik akımlar.....	84
5.6.2. Ark fırını harmonik gerilimleri	86
5.6.3. Filtre dizaynı	86
5.6.4. Tek akortlu filtre dizaynı.....	87
5.6.5. Yüksek geçiren filtre dizaynı	92
5.6.6. Minimum filtreler.....	95
5.6.7. Filtre bileşen oranları	96
5.7. 12 Darbeli dönüştürücüler İçin Band Geçiren Filtre	98
5.8. Doğrultucu Çıkışının Düzeltilmesi	99
5.9. İnverter Çıkış Filtreleri	101
5.10. Ac Hat Filtreleri	102
BÖLÜM 6. HARMONİKLERİN AZALTILMALARI	104
6.1. Eviricilerde Harmoniklerin Azaltılması	104
6.2. Harmonik Yoketme	109
6.3. PWM dalgasının THD Hesabı	112
6.4. Harmonik İptal Etme	113

SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	116
KAYNAKLAR.....	117
EKLER.....	118
ÖZGEÇMİŞ.....	122



SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ

a_0	: Fourier serisinin sabit terimi.
a_n	: Fourier serisinin katsayısı (cos)
A_n	: n. harmonik vektörün genliği
b_n	: Fourier serisinin katsayısı (sin)
c_s	: Sistem kapasitansı
c_y	: Yük kapasitansı
c_f	: Filtre kapasitansı
D	: Distorsiyon gücü
DF	: Distorsiyon faktörü
DF _v	: Distorsiyon faktörü (gerilim için)
DF _i	: Distorsiyon faktörü (akım için)
e_a, e_b, e_c	: Faz-nötr gerilimleri
E	: Gerilim
f	: Frekans
f_s	: Örnekleme frekansı
f_1	: Temel bileşen frekansı
f_p	: Paralel rezonans frekansı
f_{seri}	: Seri rezonans frekansı
f_{sys}	: Sistem frekansı
F_p	: Pozitif akım darbeleri için fourier serisi
F_n	: Negatif akım darbeleri için fourier serisi
$g(t)$: PWM çıkış dalgası
i_a	: a fazındaki ac akım
i_a, i_b, i_c	: Dönüştürücü faz akımları
$(i_a)_{12}$: a fazındaki bileşke akım
i_p	: frekans domenindeki motor faz akımı
I_1	: Temel bileşen frekansındaki akım
I_n	: n. bileşen harmonik akım
I_0	: Akımın ortalama değeri
I_d	: Doğru akım
K, K_1, K_2	: Sabit sayı
I_r	: Doğru akımın alternatif dalgahlığı
I_c	: Kapasitör akımı
I_{cn}	: Kapasitör akımının nominal değeri
L_d	: Süzgeç bobini
L	: İndüktans
L_m	: Motor indüktansı
L_s	: Sistem indüktansı
L_f	: Filtre indüktansı
L_{tr}	: Transformator indüktansı
m	: Herhangi pozitif tamsayı
M_1	: Herhangi bir tamsayı
n	: Harmonik sayısı
N_1	: Herhangi bir tamsayı
N	: Örnekleme sayısı

p	:Faz sayısı
P	:Aktif güç
P_k	:Toplam omik kayıplar
P_{fe}	:Demir kayıpları
PB	:Band genişliği
q	:Darbe sayısı
Q	:Kalite faktörü
Q_R	:Reaktif güç
Q_{cn}	:Kondansatör gücünün nominal değeri
Q_c	:Kondansatör gücü
r	:Dalgalılık oranı
R	:Direnç
R_0	:Doğru akım direnci
R_m	:Motor direnci
R_h	:Harmoniklerden dolayı oluşan omik direnç
S	:Görünen güç
S_c	:Kapasitör gücü
S_{tr}	:Transformatör gücü
S_n	:n. harmoniğe ait görünen güç
S_h	:Harmonik güç
S_y	:Yük gücü
S_k	:Kaynağın kısa devre gücü
t	:Zaman
T	:Peryot
THD_v	:Toplam harmonik bozulması (gerilim için)
THD_i	:Toplam harmonik bozulması (akım için)
V_p	:Frekans domenindeki motor faz gerilimi
$V_{p(n)}$:n. harmonik için motor faz gerilimi
V_{bara}	:Bara gerilimi
V_T	:Toplam uç gerilimi
V_{TP}	:Toplam tepe uç gerilimi
$V_{p(1)}$:Temel bileşen faz gerilimi
V_d	:Doğru gerilim
V_c	:Faz-faz komutasyon gerilimi
V_{neg}	:Negatif uçtaki gerilim
V_{poz}	:Pozitif uçtaki gerilim
V_m	:Maksimum gerilim
V_{cap}	:Kapasitör gerilimi
V_{nt}	:Toplam harmonik gerilim
V_{sys}	:Sistem gerilimi
V_{dAV}	:Ortalama dc gerilim
V_{AN}	:Motor faz gerilimi
V_N	:Motor gerilimi
V_A, V_B, V_c	:Evirici çıkış faz gerilimleri
w	:Açısal hız

w_c	:Taşıyıcı dalga frekansı
w_s	:Referans frekansı
Z_{tr}	:Transformatörün empedansı
Z_f	:Filtre empedansı
Y_f	:Filtre admitansı
Y_{sn}	:Toplam admitans
x	:R'nin hesaplanmasında kullanılan değer
$X_{L,R}$:Rezonanstaki reaktans
α	:Gecikme açısı
μ	:Çakışma açısı
θ_n	:Harmonik gerilim faz açısı
φ	:Akımın faz açısı
α_n	:Akımın harmoniği oranı
β_n	:Gerilim harmoniği oranı
δ	:Frekans sapması
δ_m	:Maksimum frekans sapması
Δf	:Frekanstaki değişme miktarı
ΔL	:İndüktanstaki değişme miktarı
ΔC	:Kapasitördeki değişme miktarı
Φ_p	:Motor faz hava aralığı akı fazörü
$I_{p(1)}$:Temel bileşen hava aralığı akı fazörü
DGM	:Darbe genlik modülasyonu
emk	:Elektro motor kuvvet
THD	:Toplam harmonik distorsiyonu

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1.	Karedalga fonksiyonu.....	11
Şekil 2.2.	Bir kare dalganın hat spektrumunun gösterilişi .	12
Şekil 3.1.	p fazlı tek yöllü bir dönüştürücü.....	16
Şekil 3.2	Pozitif ve negatif darbelerin sırası.....	12
Şekil 3.3.	p fazlı çift yöllü dönüştürücü.....	18
Şekil 3.4.	Bir kare dalganın temel bileşeni	19
Şekil 3.5.	Bir kare dalgaya üçüncü harmonik bileşenin eklenmesi sonucu elde edilen dalga şekli..	20
Şekil 3.6.	Bir kare dalgaya 3,5,7,9 ve 11. harmonik bileşenlerine eklenmesi sonucu elde edilen dalga şekli.....	21
Şekil 3.7.	q darbeli kontrolsüz doğrultucunun dalga şekli.	22
Şekil 3.8.	Yük devresi için kaynak.....	25
Şekil 3.9.	Altı-darbe köprü bağlantı dalga şekilleri.....	27
Şekil 3.10.	Üçgen-yıldız bağlı bir altı-darbe dalga şeklinin zaman domenindeki gösterilişi.....	27
Şekil 3.11.	Oniki-darbeli dönüştürücü şekli.....	28
Şekil 3.12.	Oniki-darbeli bağlantıya ait dönüştürücü şekilleri.....	29
Şekil 3.13.	a) Oniki-darbe faz akımının zaman domenindeki gösterilişi..	30
	b) Oniki-darbe işletiminin frekans domenindeki gösterilişi.....	30
Şekil 3.14.	Altı-darbe dönüştürücü dc gerilim dalga şekilleri.....	32
Şekil 3.15.	Gecikme ve çakışma açısına bağlı olarak 6. harmonik gerilim değişimi.....	33
Şekil 3.16.	Gecikme ve çakışma açısına bağlı olarak 12. harmonik gerilim değişimi.....	33
Şekil 3.17.	Dc motor eşdeğer devresi.....	34
Şekil 3.18.	Süreksiz dalga şekilleri.....	35

Şekil 3.19.	Üç fazlı yarı kontrollü dönüştürücü devresi.....	37
Şekil 3.20.	$\alpha=60^\circ$ için, yarı kontrllu dönüştürücüye ait teorik dalga şekilleri.....	38
Şekil 3.21.	Tipik bir lokomotif güç devresi.....	40
Şekil 3.22.	Teker teker kontrol edilmiş bir çift köprü dönüştürücünün akım ve gerilim dalga şekilleri.....	41
Şekil 3.23.	Kapalı anahtar sırasını gösteren dengelenmiş bir motor yükü ve temel üç faz evirici devresi.....	42
Şekil 3.24.	Temel altı basamaklı dalga şekilleri.....	43
Şekil 3.25.	PWM dalga üretme yöntemleri.....	46
Şekil 3.26.	a) İki dalga karşılaştırıcı devre..... b) Referans dalga (V_s), modülasyon dalgası (V_t), PWM dalgası $g(t)$	47 47
Şekil 3.27.	PWM evirici ve çıkış dalgası.....	47
Şekil 3.28.	Darbe genişlik modülasyonu yönteminin temel ilkesi.....	49
Şekil 4.1.	Ortak bağlantı noktasındaki paralel rezonans.....	52
Şekil 4.2.	Seri rezonans devresi.....	53
Şekil 4.3.	Dalgallık kontrol sinyali için ayarlanmış durdurucu devre	54
Şekil 4.4.	Bir tıkama devresi içinde ölçülmüş harmonik akımlar.....	55
Şekil 4.5.	%135'lik sınır değeri aşılmadan çeşitli harmonik derecelerinde akımın gerilime bağlı olarak değişimi.....	57
Şekil 4.6.	Kondansatör akımının %130'luk sınır değerini aşmadan, çeşitli harmonik derecelerinde kondansatör gücünün gerilime bağlı değişimi	59
Şekil 5.1.	Reaktansın frekansın fonksiyonu olarak değişimi.....	69
Şekil 5.2.	Rezonans devresi.....	70
Şekil 5.3	Tıkaç devresi.....	71
Şekil 5.4.	a) Tek akortlu paralel filtre devresi..... b) Tek akortlu paralel filtrenin frekansa karşı empedansı.....	72 72
Şekil 5.5.	a) İkinci derece söndüren paralel filtre devresi..... b) İkinci derece söndüren paralel filtre devresinin frekansa karşı empedansı	72 72

Şekil 5.6.	Gerilim harmonik bozulmalarının hesaplanması için devre.....	75
Şekil 5.7.	Dönüşüm şekli.....	80
	a) İki tek akortlu filtre	80
	b)Çift akortlu filtre.....	80
	c) Beşinci ve yedinci harmonikler için çift akortlu frekanslara karşı empedansın hesaplanması.....	80
Şekil 5.8.	Yüksek geçiren söndüren filtreler.....	82
Şekil 5.9.	Ark fırının giriş noktasının R-X empedansının çizilmiş şekli.....	83
Şekil 5.10.	altı-darbeleri doğrultucu akımı	85
Şekil 5.11.	6 ve 12 darbeleri sürücü akımların içerdiği harmonikler belirtilmiştir...	85
Şekil 5.12.	Temel bileşen yüzdesindeki ark fırını geriliminin içerdiği harmonikler.....	86
Şekil 5.13.	Ark fırının tipik akım gerilim dalga şekilleri.....	87
Şekil 5.14.	Şönt filtreler.....	87
Şekil 5.15.	Çentik filtrenin tipik frekans yanıtı.....	88
Şekil 5.16.	Q'nun değişik değerleri için çentik filtrenin 4,7. harmonikleri için incelenen noktalar.....	90
Şekil 5.17.	MVA mertebesindeki kısa devrenin farklı değerleri için 4,7. harmoniğin yanıtı.....	91
Şekil 5.18.	Yüksek geçiren filtrenin tipik frekans yanıtı.....	92
Şekil 5.19.	Farklı rezistör değerleri için yüksek geçiren filtre yanıtı.....	94
Şekil 5.20.	Farklı rezistör değerleri için yüksek geçiren filtreli sistemin yanıtı.....	94
Şekil 5.21.	Kısa devre oranının fonksiyonu olarak THD'nin değişimi.....	95
Şekil 5.22.	Kısa devre oranının fonksiyonu olarak 4,7. harmonik filtresi için gerekli kapasitör büyüklüğü.....	96
Şekil 5.23.	Minimum harmonik filtreler için gerilim aşırı oran faktörü.....	97
Şekil 5.24.	12 darbeleri çalışma için filtre şekli, tipik empedans geometrik yerleri....	98
Şekil 5.25.	Doğrultucu çıkış filtreleri.....	100
Şekil 5.26	İki tip filtre.....	101

Şekil 5.27	Harmonik hat filtreleri.....	103
Şekil 6.1.	Tek faz köprü evirici ve çıkış dalgası.....	105
Şekil 6.2.	Peryodik kare-dalga $2n+1$ adet sinüs dalgasından oluşmaktadır	106
Şekil 6.3.	a) Kare-dalga ve 1.,3. harmonikleri	109
	b) 1. ve 3. harmoniğin toplamı.....	109
Şekil 6.4.	Kare-dalgada anahtarlama ile 3. harmoniği yoketme	110
Şekil 6.5.	Anahtarlama ile 5. harmoniği yoketme.....	110
Şekil6.6.	Çift köprülü tek faz evirici.....	114



TABLolar DİZİNİ

Tablo 3.1. Motor faz harmonik değerlerinin bağıl genlikleri.....45



BÖLÜM 1

GİRİŞ

Elektrik enerjisini üreten, taşıyan ve dağıtan tüm kuruluşlardan istenilen daima tüketiciyi memnun edecek şekilde, kesintisiz, düzgün bir enerji sağlamak ve bunu en ekonomik şekilde gerçekleştirmektir. Bunun için sistemler tasarlanırken veya mevcut sistemler modernize yapılırken, üretim kaynakları ve iletim hatları ile tüketicilere ait veri ve parametrelere göre analizler yapıldıktan sonra modernizasyon gerçekleştirilir.

Elektrik sistemlerinde hesaplamalar yapılırken, genellikle şebekede üretilen gerilimin sinüs şeklinde olduğu kabul edilir. Fakat karakteristikleri lineer olmayan bazı yükler ve bağlantı elamanları şebekeden sinüs şeklinde olmayan akımlar akmasına neden olurlar. Akım ve gerilim dalga şeklinin bozulmasının en önemli nedeni, uç gerilimi ile akımı arasındaki bağıntısı lineer olmayan yüklerdir. Doğrusal V-I karakteristiğine sahip olmayan bu donanımlar "lineer olmayan devre elmanları" olarak tanımlanır. Bu sistemler giriş gücünü elektrik şebekesinden sinüs şeklinde almasına rağmen, daha sonra kendi ürettikleri harmonik akım ve gerilimleri elektrik sistemine katarlar. Her türlü alıcı, kendi gücüyle bağlandığı noktanın kısa devre gücü arasındaki oranla ilişkili olarak bozucu etki meydana getirir.

Bu nedenle elektrik sistemlerinde harmonik üreten kaynaklar, bu kaynakların ürettiği oldukları harmoniklerin analizleri ve bu harmonikleri yoketme metotları daha sonraki bölümlerde izah edilmiştir.

1.1 Genel Tanımlar

1.1.1 Harmonik

Harmonik, temel bileşen frekansının integral katsayısı olan bir frekansa sahip, peryodik bir dalganın sinüs biçiminde olan bileşeni olarak tanımlanır. Sinüs şeklinde olmayan bir dalga şekli, genellikle kompleks dalga olarak ifade edilir.

Harmonik analizi, peryodik dalga şeklinin daha yüksek dereceli harmoniklerini, temel bileşen fazlarını ve genliklerini hesaplama işlemidir. Fourier serileri olarak bilinen seriler, verilen fonksiyonun zaman domeni ve frekans domeni arasındaki bağlantısını kurarlar. Fourier serileri Fourier dönüşümünün özel bir durumunu temsil ederler ve bu nedenle peryodik bir sinyal için uygulanırlar.

1.1.2 Bozucu etki

Kaynak geriliminin genliğinde, frekansında, dalga şeklinde istenmeyen değişimlerin meydana gelmesine neden olan etkidir.

1.1.3 Bozucunun büyüklüğü

Bozucu etkiyi meydana getiren elektriksel gücün büyüklüğüdür. Bu büyüklük bozucu etkiler için kabul edilebilir sınırlar içinde kalsa dahi, bozucu büyüklük olarak adlandırılır.

1.1.4 Uygunluk seviyesi

Bir donanımın normal çalışması sırasında oluşturduğu elektromagnetik alan etkisinde kalan diğer cihazların etkilenmesine neden olmadan yayabileceği bozucu etki limitleridir.

1.1.5 Bağlantı noktası

Bozucu etkileri meydana getiren alıcıya, bağlanmış veya bağlanacak olan diğer alıcılara en yakın olan şebeke noktasıdır.

1.1.6 Bağlantı noktasının kısa devre gücü

Sistemin uzun süre minimum yük koşullarında ölçülen bağlantı noktasının üç faz kısa devre gücüdür.

1.1.7 Gerilim dalgalanması

Ani veya seri halde, düzenli veya düzensiz olarak gerilimin efektif değerinde görülen dalgalanmalardır.

1.2 Harmoniklerle İlgili Temel Matematiksel ve Elektriksel Bağlıntılar

Harmonik içeren veya fourier bileşenleri olarak bilinen gerilim ve akım için aşağıdaki tanımlar yapılabilir. Böylece harmonik analizi sırasında ve sonrasında bazı kolaylıklar sağlanır.

Örneğin maksimum harmonik mertebesi N olan ve

$$i(t) = I_0 + \sum_{n=1}^N I_{mn} \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (1.1)$$

$$V(t) = V_0 + \sum_{n=1}^N V_{mn} \sin(n\omega t + \theta_n) \quad (1.2)$$

şeklinde verilen akım ve gerilim dalgası göz önüne alınacak olursa, efektif değer

$$V = \left(\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt \right)^{\frac{1}{2}} = \left(V_0^2 + \frac{V_{m1}^2 + V_{m2}^2 + V_{m3}^2 + \dots}{2} \right)^{\frac{1}{2}} = \left(V_0^2 + V_1^2 + V_2^2 + \dots \right)^{\frac{1}{2}} \quad (1.3)$$

şeklinde yazılabilir. Burada ;

V_{mn} 'ler: Gerilim bileşenlerinin maksimum değerleri

V_n 'ler : Gerilim bileşenlerinin efektif değeridir.

Efektif akım ise benzer şekilde,

$$I = \left(\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt \right)^{\frac{1}{2}} = \left(I_0^2 + \frac{I_{m1}^2 + I_{m2}^2 + \dots}{2} \right)^{\frac{1}{2}} = \left(I_0^2 + I_1^2 + I_2^2 + \dots \right)^{\frac{1}{2}} \quad (1.4)$$

şeklinde yazılabilir. Burada ;

I_{mn} 'ler : Akımbileşenlerinin maksimum değeri.

I_n 'ler : Akım bileşenlerinin efektif değeridir.

Aktif güç ise

$$P = V_0 I_0 + \sum_{n=1}^N V_n I_n \cos(\theta_n - \varphi_n) \quad (1.5)$$

olup, burada, V_n ve θ_n gerilimin genliği ile açısı, I_n ve φ_n akımın genliği ile açısıdır.

Reaktif güç ise

$$Q_R = \sum_{n=1}^N V_n I_n \sin(\theta_n - \varphi_n) \quad (1.6)$$

ve görünen güç

$$S = VI^* = \left[\sum_{n=0}^N V_n^2 \right]^{\frac{1}{2}} \cdot \left[\sum_{n=0}^N I_n^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1.7)$$

şeklinde ifade edilir.

$$\text{Güç faktörü} = \frac{\text{Aktif güç}}{\text{Görünen güç}} = \frac{P}{S} \quad (1.8)$$

Gerilim için toplam harmonik distorsiyonu (THD_v) ise

$$THD_v = \frac{\left[\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2 \right]^{\frac{1}{2}}}{V_1} \quad (1.9)$$

Akım için toplam harmonik distorsiyonu (THD_i)

$$THD_i = \frac{\left[\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 \right]^{\frac{1}{2}}}{I_1} \quad (1.10)$$

Distorsiyon faktörü (DF)

$$DF_v = \frac{\left[\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2 \right]^{\frac{1}{2}}}{V} \quad (1.11)$$

$$DF_1 = \frac{\left[\sum_{n=2}^8 I_n^2 \right]^{\frac{1}{2}}}{I} \quad (1.12)$$

Distorsiyon gücü ise

$$D = (S^2 - P^2 - Q_R^2)^{\frac{1}{2}} \quad (1.13)$$

şeklinde ifade edilir.



BÖLÜM 2

HARMONİK ANALİZİ

GİRİŞ

Harmonikler temel frekansın integral katsayısı olan bir frekansa sahip bir periyodik dalganın sinüs şeklindeki bileşeni olarak tanımlanmıştır. Fourier analiz teorisine göre, sabit genlikteki sinüs biçimindeki bir dalga şeklinden ayrılan herhangi bir periyodik dalga şekli, temel frekansın integral katsayılarındaki harmonikleri içerir. Bozulmuş periyodik bir dalga şeklinin harmoniği, bir fourier serisi ile açıklanabilir.

Bu bölümde, daha sonraki bölümlerde harmoniklerin analizinde kullanılacak olan Fourier serileri incelenmiştir.

2.1 Fourier Analizine Giriş

Fransız matematikçisi J.Fourier nonsinüsoidal periyodik dalgaların genlik ve frekansları farklı birçok sinüsoidal dalgaların toplamından oluştuğunu, başka bir deyişle, bu tür dalgaların genlik ve frekansları farklı (temel dalga frekansının tam katları) olan sinüsoidal dalgalara ayrılabilceğini göstermiştir. Bu şekilde elde edilen seriye "Fourier serisi", bu serinin elemanlarına da "Fourier bileşenleri" adı verilir.

Herehangi periyodik bir dalganın Fourier serisine açılabilmesi için Dirichlet koşulları olarak bilinen koşulların sağlanması gereklidir. Bu koşullar, bir periyot içinde sonlu sayıda süreksizlik bulunması, sonlu sayıda minimum ve maksimumların bulunması ve ortalamasının sonlu değer almasıdır. Elektrik enerji sistemlerindeki dalga şekilleri her zaman bu koşulları sağladığından

Fourier bileşenlerinin elde edilmesi mümkündür. Fourier serisinin elde edilme işlemi dalga analizi veya harmonik analizi olarak da tanımlanır.

Fourier analizi teorisine göre, sabit genlikteki sinüs biçimindeki bir dalga şeklinden ayrılan herhangi bir periyodik dalga şekli, temel frekansın integral katsayılarındaki harmonikleri içerir. Bozulmuş periyodik bir dalga şeklinin harmoniği, bir Fourier serisi ile açıklanabilir.

2.1.1 Fourier analizi

2.1.1.1 Fourier serileri ve katsayıları

Periyodik bir $x(t)$ fonksiyonun Fourier serileri, aşağıdaki ifade ile tanımlanabilir.

$$X(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left[a_n \cos\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) + b_n \sin\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) \right] \quad (2.1)$$

Bu ifade periyodik bir fonksiyonun frekans domenindeki gösterilişini verir.

Burada a_0 , $x(t)$ fonksiyonunun ortalama değeridir. a_n ve b_n serinin katsayılarıdır. n . harmoniğin bileşenleri dikdörtgendir. n . harmonik vektörüne karşılık gelen,

$$A_n \angle \phi_n = a_n + j b_n \quad (2.2)$$

Genlik, $A_n = \sqrt{(a_n^2 + b_n^2)}$ ve faz açısı ise $\phi_n = \tan^{-1}\left(\frac{b_n}{a_n}\right)$ ile verilir.

Bu denklemde;

$n=1,2,3,\dots$ (pozitif tamsayı) harmonik mertebesi

t : Bağımsız değişken (elektrik enerji sistemlerinde $t=wt$ olmaktadır.)

a_0 : Sabit terim (doğru bileşen veya ortalama değer)

olup literatürde a_0 yerine $a_0/2$ 'de kullanılmaktadır.

Diğer katsayılara ($a_1, a_2, a_3, \dots, a_n, b_1, b_2, \dots, b_n$), $x(t)$ fonksiyonunun “harmonik katsayıları” denir.

Verilen bir $x(t)$ fonksiyonu için, a_0 sabit katsayısı (bir T periyodu üzerinde) $-T/2$ 'den $T/2$ 'ye kadar (2.1) denkleminin her iki yanının integre edilmesiyle elde edilir. Sağ taraftaki ifadeler integral sonucunda sıfıra eşit olduğundan, Fourier serisinin sabit terimi a_0 aşağıdaki denklem ile verilir.

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) dt \quad (2.3)$$

Bu eşitlik dalga şeklinin T periyotları ile bölünmüş, $-T/2$ 'den $T/2$ 'ye kadar olan $x(t)$ eğrisinin altındaki alandır. a_n katsayısı, $\cos\left(\frac{2\pi mt}{T}\right)$ ifadesi ile (2.1) denkleminin çarpılması sonucu elde edilir. Burada m ; herhangi sabit pozitif tamsayıyı gösterir. Bu ifade integral işlemleri yapıldıktan sonra

$n=1 \rightarrow \infty$ için,

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) \cos\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) dt \quad (2.4)$$

şekline dönüşür. Benzer şekilde b_n katsayısını bulmak için (2.1) denklemi $\sin\left(\frac{2\pi mt}{T}\right)$ ifadesi ile çarpılır.

$n=1 \rightarrow \infty$ için

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) \sin\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) dt \quad (2.5)$$

denklemini elde edilir. (2.3), (2.4) ve (2.5) denklemleri açısal frekansa göre ;

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} x(\omega) d(\omega) \quad (2.6)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} x(\omega) \cos(n\omega) d(\omega) \quad (2.7)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} x(\omega) \sin(n\omega) d(\omega) \quad (2.8)$$

şeklinde ifade edilebilir.

2.1.1.2 Tek simetri

Eğer $x(t) = -x(-t)$ olursa, dalga şekli tek simetriye sahiptir. Bu durumda a_n terimleri tüm n değerleri için sifira eşit olur. Dolayısıyla

$$b_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} x(t) \sin\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) dt \quad (2.9)$$

elde edilir. Bunun anlamı ise, bir tek fonksiyon için fourier serileri sadece sinüslü terimleri içerirler demektir.

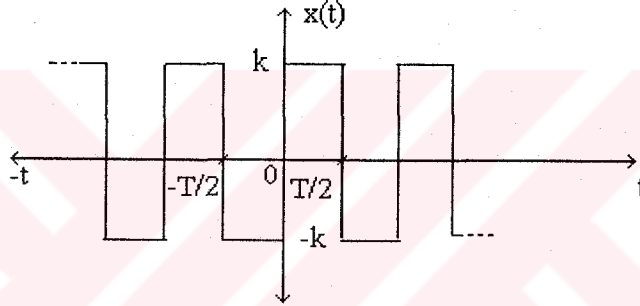
2.1.1.3 Çift simetri

$x(t) = x(-t)$ olursa dalga şekli çift simetriye sahiptir. Bu durumda tüm n değerleri için $b_n = 0$ olur. Dolayısıyla seri katsayıları

$$a_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} x(t) \cos\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) dt \quad (2.10)$$

şeklinde olur. Bunun anlamı ise, bir çift fonksiyon için Fourier serileri sadece kosinüslü terimleri içerirler demektir. Belirli dalga şekilleri, seçilen zaman referans alınarak tek veya çift olabilirler.

Örneğin şekil 2.1'deki kare dalga, bir tek fonksiyon olarak çizilmiş ve $T/4$ ile (dikey eksen) orijin yeri değiştirilerek basit bir çift fonksiyona dönüştürülebilir.



Şekil 2.1 Kare dalga fonksiyonu

2.1.1.4 Yarı dalga simetrisi

$x(t) = -x(t+T/2)$ 'ye eşit olursa, bu $x(t)$ fonksiyonu yarı dalga simetrisine sahiptir.

Örneğin $t+T/2$ 'den $t+T$ 'ye kadar olan yarı periyot üzerindeki dalga şeklinin durumu t 'den $t+T/2$ 'ye kadar olan yarı periyot üzerindeki dalga şeklinin negatiftir.

Bundan dolayı şekil 2.1'in kare dalga fonksiyonu $t = -T/2$ ile yarı dalga simetrisine sahiptir.

Denklem (2.4) kullanılarak, $(-T/2, 0)$ aralığında (t) ile $(t+T/2)$ yer değiştirerek ve $x(t) = -x(t+T/2)$ tanımından yararlanılarak, a_n ifadesi, n bir tek tamsayı için

$$a_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} x(t) \cos\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) dt \quad (2.11)$$

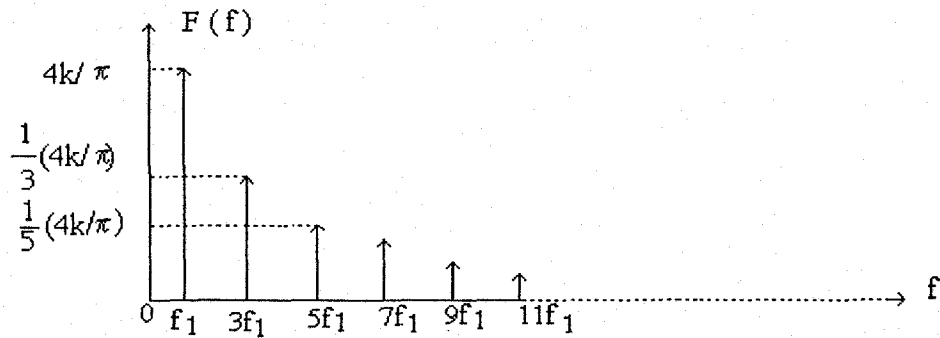
şeklinde bulunur. Bununla beraber, n bir çift tamsayı ise, bu durumda $a_n = 0$ olur. Benzer şekilde, n tek için,

$$b_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} x(t) \sin\left[\frac{2\pi nt}{T}\right] dt \quad (2.12)$$

n çift için, $b_n = 0$ olmaktadır. Böylece yarı dalga simetrisine sahip olan dalga şekilleri sadece tek sıralı harmonikleri içerirler. Şekil 2.1'deki kare dalga şekli yarı dalga simetrik bir tek fonksiyondur. Bu koşullar göz önüne alınarak katsayılar için ifade,

$$b_n = \frac{8}{T} \int_0^{T/4} x(t) \sin\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) dt \quad (2.13)$$

şeklinde olur. Şekil 2.2'de görüldüğü gibi, hat spektrum büyüklükleri harmonik derecesi ile ters orantılıdır.



Şekil 2.2 Bir kare dalganın hat spektrumunun gösterilişi

BÖLÜM 3

HARMONİK KAYNAKLAR

GİRİŞ

Bu bölümde, harmonik üreten kaynaklar ve kaynakların üretmiş oldukları harmoniklerin analizi, daha önceki bölümde bahsedilen Fourier serileri ile incelenmiştir. Bu harmoniklerin olumsuz etkileri ve bu etkilerin ortadan kaldırılması daha sonraki bölümlerde açıklanacaktır.

3.1 Elektromanyetik Aygıtlar

3.1.1 Generatörler

Generatörler temel frekanslı gerilimleri üretirken ister istemez harmonik frekanslı gerilimler de meydana getirirler. İndüksiyon yasasına göre stator sargılarında indüklenen emk, ϕ indüksiyon akısı ile orantılıdır. Bu durumda emk'nın sinüs şeklinde olması ϕ 'nin de sinüs şeklinde olmasına bağlıdır. Sabit kutuplu makinada trapez şeklindedir. Bunun gibi sinüs biçiminde olmayan eğriler, tek sayılı sinüslü terimlerin toplamına eşit olduğu için, indüklenen emk da aynı dereceden harmonikleri içerir.

3.1.2 Transformatörler

Bunların harmonik üretme özelliği demir çekirdeğin mıknatıslanma karakteristiğinin lineer olmayışına bağlıdır. Şebekeden sinüs şeklinde bir gerilim alındığında, bir mıknatıslanma akımı çekilir. Demir çekirdeğin magnetik karakteristiği lineer olmadığından, bu mıknatıslanma akımı artık sinüs şeklinde değildir. Doyma arttıkça harmoniklerin genlikleride artmaktadır.

3.2 Ark Prensibi İle Çalışan Aygıtlar

3.2.1 Ark fırını

Ark, akım ile gerilim arasında lineer olmayan bir bağıntının bulunduğu fiziksel bir olaydır. Ark ocaklarının ve kaynak makinalarının ürettikleri akımların harmonikleri tek veya çift hertürlü dereceden olabilirler. Bu harmoniklerin değerleri zamana bağlı olarak her an değişebilir. Harmonikler ayrıca ark fırınının gücüne bağlı olarak değişir.

3.3 Güç Elektronik Düzenekli Donanımlar

Güç elektronik düzenekli donanımlar önemli bir harmonik kaynağıdır. Bu sistemler genel anlamda doğrultucular, eviriciler, direkt frekans dönüştürücüler ac ve dc kıyıcılar olarak sıralanabilir. Bu sistemler elektronik anahtarlama prensibiyle çalıştıkları için, sisteme harmonik üretmektedirler.

Ac/Dc dönüştürücüler ortak bağlı güç sistemlerinde çeşitli harmonikler oluştururlar. Bu harmoniklerin seviyeleri güç sistemi ve dönüştürücü parametrelerinden etkilenirler. Statik güç dönüştürücüleri tarafından üretilen harmoniklerin incelenmesi için aşağıdaki parametreler dikkate alınmalıdır.

- Dönüştürücü kontrol sisteminin gecikme açısı (tetikleme gecikmesi)
- Dönüştürücü kontrol sisteminin tipi
- Dc devre parametreleri
- Ac sistem empedansı
- Dönüştürücü uçlarındaki ac gerilim dalga şekli gibi.

Harmonik akımların ana kaynakları, faz açısı ile kontrol edilmiş olan doğrultucular ve eviricilerdir. Bunlar büyük güç dönüştürücüleri, orta büyüklükteki dönüştürücüleri ve düşük güç dönüştürücüleri şeklinde sıralanabilir. Düşük güç dönüştürücüleri televizyon düzeneklerinde, ses ve görüntü aygıtlarında ve ev aletlerinde kullanılır. Büyük ve orta güçteki dönüştürücüleri ise genellikle sanayide kullanılır.

3.4 Büyük Güç Dönüştürücüleri

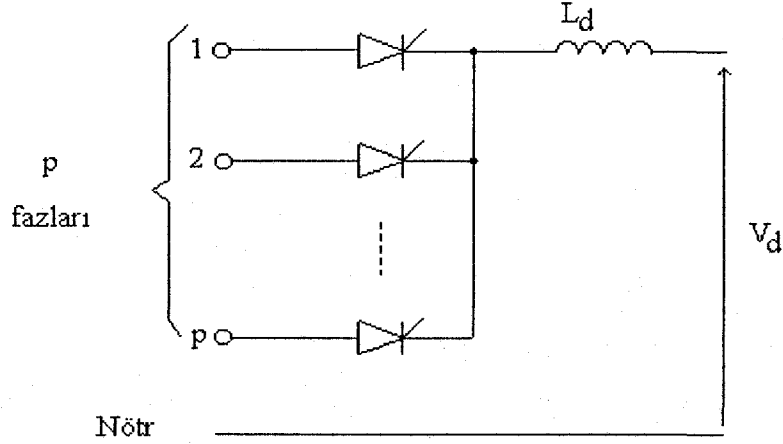
Bu tip dönüştürücüleri güçleri MW'lar mertebesindedir. Bu dönüştürücüleri dc kısımlarındaki endüktans, ac kısımlarındakinden daha fazladır. Dönüştürücü ac tarafında bir harmonik akım kaynağı, dc tarafında ise harmonik gerilim kaynağı gibi davranır. Bu güçteki dönüştürücüleri, daha çok yüksek doğru gerilim ile enerji nakli ve özel metal endüstrisinde kullanılır

Şekil 3.1'de verilen, ideal p fazlı tek yöllü bir dönüştürücü, sıfır ac sistem empedansına ve sonsuz düzeltme endüktansına sahiptir. Faz akımları, besleme frekansında tekrar eden, $\omega=2\pi/p$ genişliğinde periyodik pozitif dikdörtgen şeklindeki darbelerden meydana gelirler.

Şekil 3.2'deki dalga şekli analiz edilirse, orijin darbenin merkezinde alınır. $f(\omega t)$ 'nin bir çift fonksiyondan meydana geldiği ve bu durumda, Fourier serilerinin sadece kosinüslü terimleri içerdiği görülür. 1 birim dc akıma göre Fourier katsayıları

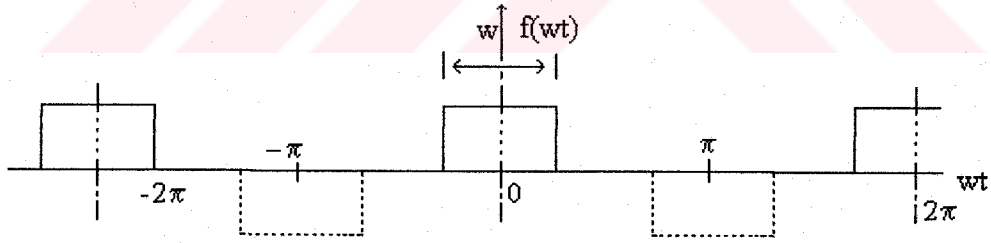
$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega/2}^{\omega/2} d(\omega t) = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{p} \quad (3.1)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\omega}{2}}^{\frac{\omega}{2}} \text{Cos}(n\omega t) d(\omega t) = \frac{2}{n\pi} \sin \frac{n\omega}{2} = \frac{2}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{p} \quad (3.2)$$



Şekil 3.1 p fazlı tek yönlü bir dönüştürücü

Şekilde L_d süzgeç bobini, V_d ise dc gerilimi belirtir.



Şekil 3.2 Pozitif ve negatif darbelerin sırası

Pozitif akım darbelerinden meydana gelen Fourier serileri

$$F_p = \frac{2}{\pi} \left\{ \frac{\omega}{4} + \sin \frac{\omega}{2} \text{Cos}\omega t + \frac{1}{2} \sin \frac{2\omega}{2} \text{Cos}2\omega t + \frac{1}{3} \sin \frac{3\omega}{2} \text{Cos}3\omega t + \frac{1}{4} \sin \frac{4\omega}{2} \text{Cos}4\omega t + \dots \right\}$$

Negatif akım darbelerinden meydana gelen Fourier serileri

$$F_n = \frac{2}{\pi} \left\{ -\frac{w}{4} + \sin \frac{w}{2} \cos wt - \frac{1}{2} \sin \frac{2w}{2} \cos 2wt + \frac{1}{3} \sin \frac{3w}{2} \cos 3wt - \frac{1}{4} \sin \frac{4w}{2} \cos 4wt + \dots \right\}$$

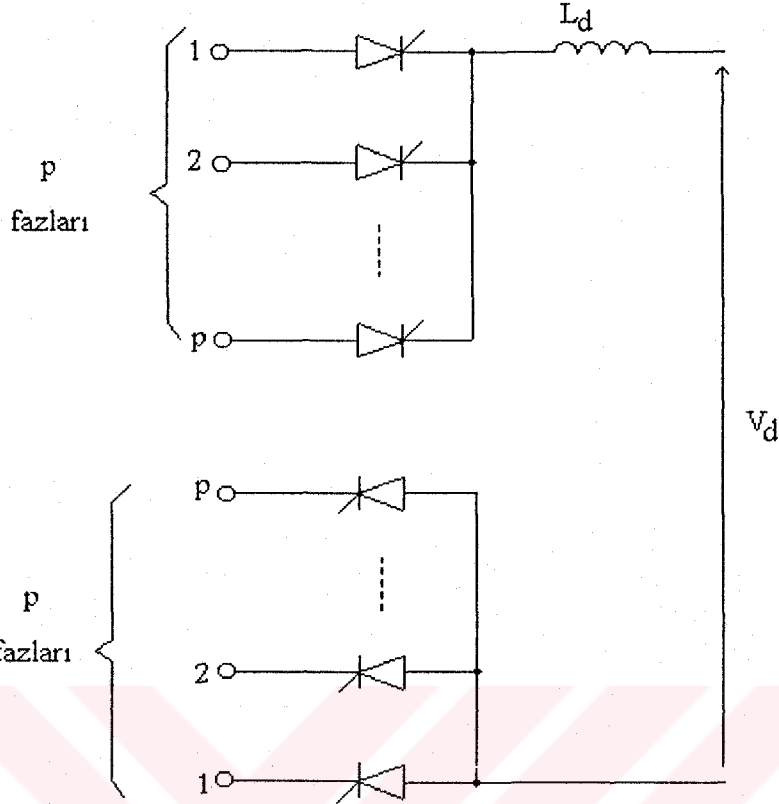
Pozitif ve negatif akım darbelerinden meydana gelen faz akımının Fourier serisi aşağıdaki denklem ile ifade edilir.

$$F = F_p + F_n = \frac{4}{\pi} \left\{ \sin \frac{w}{2} \cos wt + \frac{1}{3} \sin \frac{3w}{2} \cos 3wt + \frac{1}{5} \sin \frac{5w}{2} \cos 5wt + \dots \right\} \quad (3.3)$$

Bu durumda dc bileşen ve çift derecelendirilmiş harmonikler yok edilmiştir. Denklem (3.3)'de $w = \pi$ ifadesi yerine konduğunda frekans domeninde dalga şekli için

$$F(t) = \frac{4}{\pi} \left\{ \cos wt - \frac{1}{3} \cos 3wt + \frac{1}{5} \cos 5wt - \frac{1}{7} \cos 7wt + \frac{1}{9} \cos 9wt - \dots \right\} \quad (3.4)$$

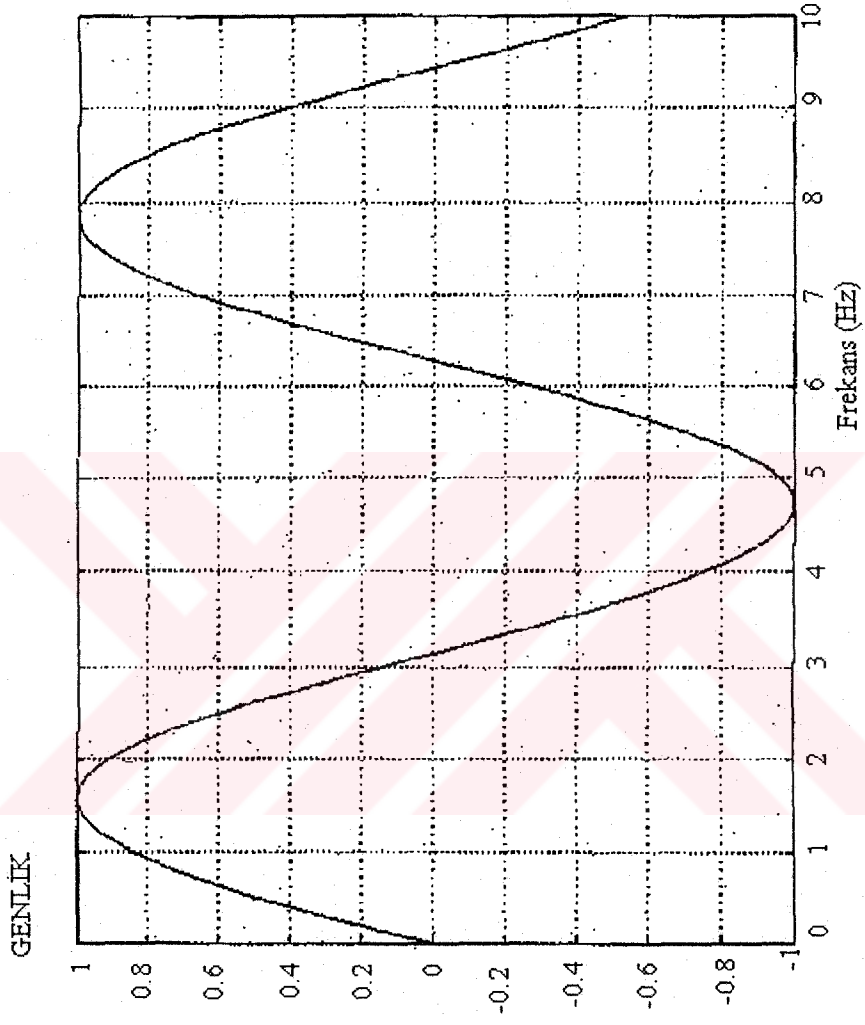
Bu denklemde 1,5,9,... gibi harmoniklerin derecesi pozitif sıralı 3,7,11,... gibi harmoniklerin dereceleri ise negatif sıralıdır. Teorik olarak, dönüştürücüler için harmonik akımlar q darbe sayısına ve harmonik derecesine bağlıdır. Bir dönüştürücü sistemi için, temel bileşen harmonik katsayıları $n = qk \mp 1$ ifadesi ile verilir. Burada n harmonik derecesini, q dönüştürücü sisteminin darbe sayısını, k ise herhangi bir tamsayıyı gösterir. İdeal olarak, bir dönüştürücü tarafından üretilen harmonik akımların genliği, harmonik derecesi ile ters orantılı olarak azalır. Aynı faz içinde bulunan 3., 5. ve 7. darbe harmonik bileşenlerinin eklenmesiyle elde edilen dalga şekli harmoniklerinin derecelerinde, genlikleriyle ters orantılı olarak değişirler. Şekil 3.4'de bir kare dalga şeklinin temel bileşeni, şekil 3.5'de bu kare dalga şeklinin temel bileşenine 3. harmonik bileşenin eklenmesiyle elde edilen dalga şekli verilmiştir. Son olarak da şekil 3.6'da 3,5,7,9 ve 11. harmonik bileşenlerinin toplamı sonucu ortaya çıkan dalga şekli gösterilmektedir



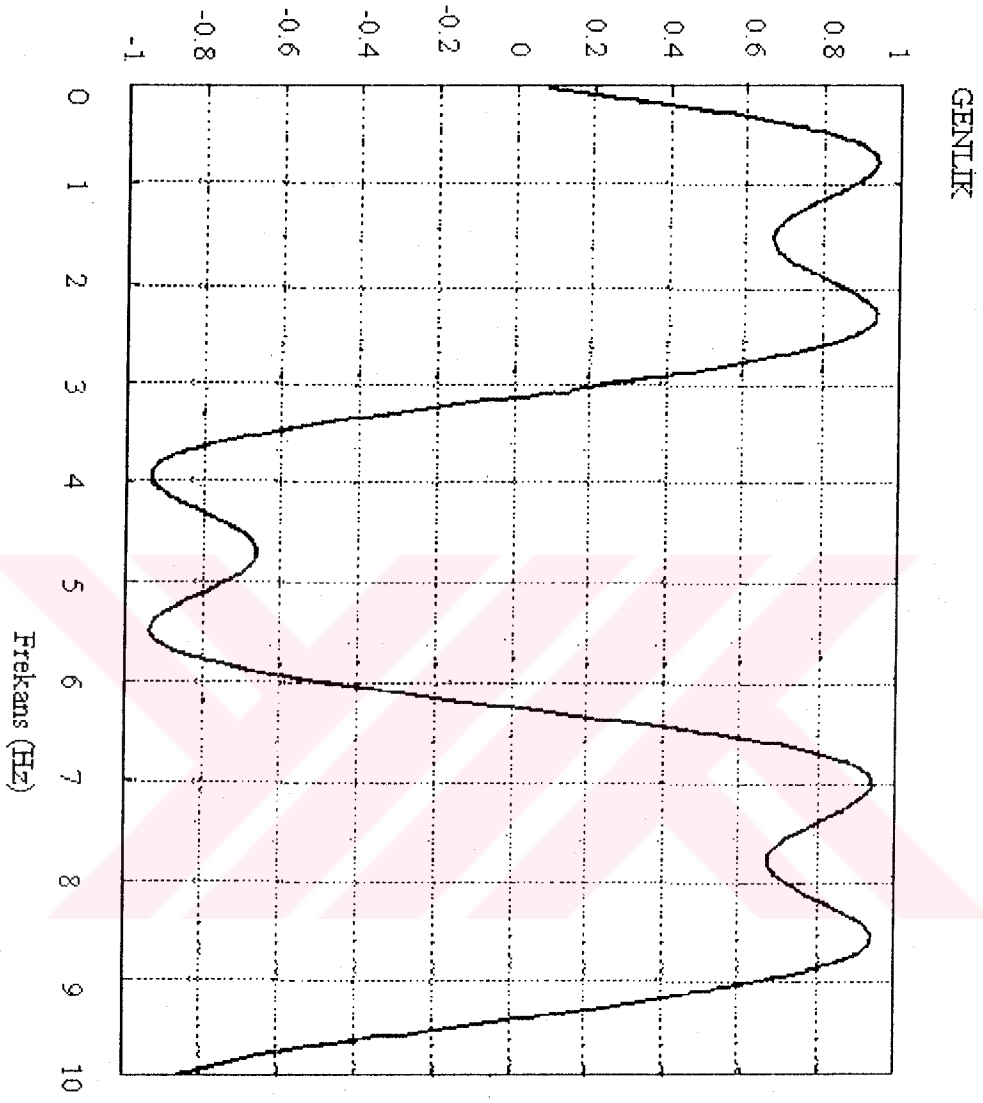
Şekil 3.3 p fazlı çift yönlü dönüştürücü

Doğrultuculardan beslenen yük üzerindeki harmonik içeren gerilimin en düşük derecelisi doğrultucunun darbe sayısıdır ve darbe sayılarının katları şeklinde harmonikler oluşacaktır. Kontrollü doğrultucu kontrolsüz doğrultucuya göre, yük üzerindeki gerilimde daha yüksek harmoniklere sahip olacaktır.

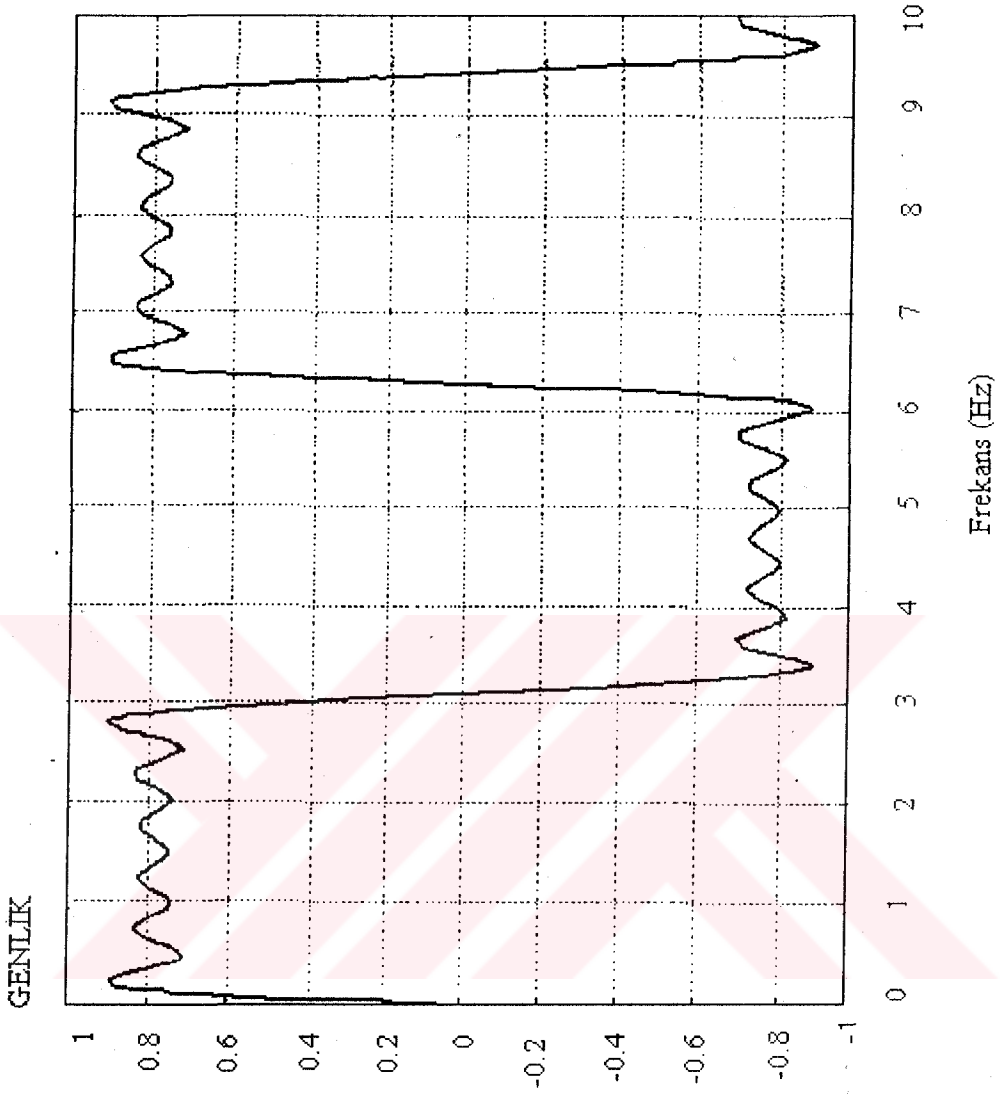
Gerilim dalga şeklindeki harmonik gerilimler, yükteki aynı frekanstaki akımları zorunlu olarak yükseltecektir. Yük üzerinde var olan bu harmoniklerin etkisi kaçınılmaz dereceli harmoniğin yok edilmesi açısından, ayrı ayrı irdelenmelidir. Harmonikler, örneğin yük bir dc motorsa kayıpların yükselmesine neden olurlar. Evirici veya frekans dönüştürücüden beslenen alternatif gerilim isteyen yükler, anahtarlama olaylarından dolayı harmonik bileşenler içerirler. Yükteki gerilimin harmonik bileşenlerini azaltmak için ya çok kompleks devreler meydana getirilir veya filtreler kullanılır.



Şekil 3.4 Bir kare dalganın temel bileşeni

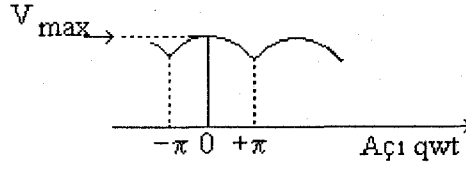


Şekil 3.5 Bir kare dalgaya üçüncü harmonik bileşenin eklenmesi sonucu elde edilen şekil.



Şekil 3.6 Bir kare dalgaya 3,5,7,9 ve 11. harmonik bileşenlerinin eklenmesi sonucu elde edilen şekil

q darbeleri kontrolsüz doğrultucu yük gerilimindeki harmonik bileşenler şekil 3.7 referans alarak bulunabilir.



Şekil 3.7 q darbeleri kontrolsüz doğrultucunun dalga şekli

Harmoniklerin varolması, besleme dalga şekillerini bozabilir ve bu husustaki kaynak geriliminin sıfırına referanslı olarak alınan tetikleme gecikmelerinde önemsiz farklılıklara sebep olabilir.

Dalganın periyod aralığı 2π 'dir. Bu periyot üzerindeki dalga denklemi $V_{\max} \cos \omega t$ olur.

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} V_{\max} \cos \omega t d(q\omega t) = \frac{qV_{\max}}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} \quad (3.5)$$

ve

$$f(-q\omega t) = f(q\omega t) \quad (3.6)$$

olduğundan $a_n = 0$ dır. b_n katsayıları ise,

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} V_{\max} \cdot \cos \omega t \cdot \cos nq\omega t \cdot d(q\omega t) \quad (3.7)$$

$$b_n = \frac{qV_{\max}}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} \left[\frac{2}{m^2 q^2 - 1} \right] [-\cos m\pi] \quad (3.8)$$

olarak bulunur. Burada $mq=n$ ve $m=1,2,3,\dots$, $-\cos n\pi$ her bir bileşen için yalnız işaretin değişimini gösterir. a_0 denklemi b_n denklemi ile kıyaslanarak dc gerilimi ilgilendiren harmoniğin genliği,

$$\frac{2}{n^2 - 1} \quad (3.9)$$

olarak bulunur. Yani q çarpan katsayılı giriş frekansında en düşük harmonik $m=1$ değerindedir.

Doğrultucu elemanların anahtarlama etkileri ac besleme kaynağından sinüsoidal olmayan akımın çekilmesine neden olur. Aslında ac kaynak yalnızca temel frekansa bağlı güç akışında sinüsoidal bir gerilim verir. Sonra yük bunun bir kısmını, daha yüksek frekanslara dönüştürür ve iletilen harmonik güç tekrar kaynağa geri döner. Doğrultucunun yük kısmı bir harmonik generatör gibi davranır.

Kontrolsüz doğrultuculu dc gerilim dalga şeklinde bulunan bütün harmonikler için üç fazlı alternatif giriş akımında biri daha yüksek frekansta, diğeri daha düşük frekansta iki harmonik bileşen vardır. Yük endüktansı sonsuz alındığında, yük akım seviyesi, harmonik akım bileşenlerinin genliği harmoniklerin frekansıyla ters orantılıdır.

Üç fazlı sistemler için verilen büyüklükler gözönüne alınarak aşağıdaki denklemler bulunur ve toplam ani güç ifadesi çıkarılır.

$$V_a = V \sin \omega t \quad (3.10)$$

$$i_a = I \left[\sin wt + \frac{\sin[(n-1)wt]}{n-1} + \frac{\sin[(n+1)wt]}{n+1} \right] \quad (3.11)$$

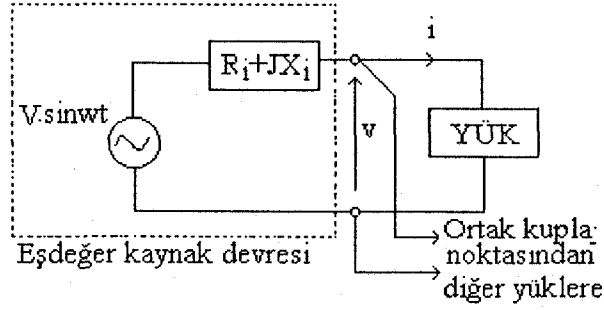
b ve c fazları için ifadeler wt yerine $\left(wt - \frac{2\pi}{3} \right)$ ve $\left(wt + \frac{2\pi}{3} \right)$ konarak bulunur. Toplam ani güç ise

$$V_a i_a + V_b i_b + V_c i_c = V I \left(1.5 - \frac{3 \cos nwt}{n^2 - 1} \right) \quad (3.12)$$

denklemleri ile verilir. Bu denklemler genlikleri $\frac{1}{n-1}$ ve $\frac{1}{n+1}$ olan $(n-1)$ ve $(n+1)$ 'inci dereceli kaynak akımındaki iki harmonik bileşenin n 'inci derecedeki yük geriliminin, n 'inci derecedeki harmonik bileşeniyle alakalı olduğunu gösterir. İdeal q darbeli doğrultucu için yük akım seviyesi kayıpsızdır. Doğrultucu çıkışında yalnızca r dereceli harmonikler vardır.

$$r = mq \mp 1 \quad (m=1,2,3..) \quad (3.13)$$

Doğrultucu çıkışındaki harmonikler temel bileşen genliğinin $1/r$ katıdır. Denklem (3.13) daha yüksek q darbe sayısında, daha fazla harmonik eliminasyonu yapılacağını, $mq=n$ olduğunda gerilim dalga şeklinde bulunan harmoniklerin derecesinin n ve giriş akım harmonik derecesinin r olduğunu gösterir.



Şekil 3.8 Yük devresi için kaynak.

Şekil 3.8'de besleme şebekesi yerine thevenin eşdeğeri alınabilir. Kaynak iç empedansı $Z_i = R_i + jX_i$ üzerinde düşen gerilimden dolayı $V \sin \omega t$ kaynağından farklı $V(t)$ gerilimi ve $i(t)$ akımı yüke uygulanacaktır ve farklı bir $i(t)$ akımı akacaktır. Kaynak empedansının değeri her bir frekans için farklı olacaktır. Bundan dolayı yük üzerindeki gerilim harmonik gerilim bileşenleri içerecektir. Eğer diğer yükler veya tüketiciler ortak bağlı bu noktadan beslenirlerse onların gerilimi sinüsoidal olmayacaktır. Harmoniklerin yükten kaynağa akışı, belirli her bir frekansın sistem bileşenlerini nasıl etkilediğine bağlı olacaktır. Güç faktörünün düzeltilmesi için hatlar üzerine kondansatörler bağlanır ve frekans ile onların reaktansları düşürülerek harmonik akımlar absorbe edilir. Sistemdeki rezonans, harmonik bir frekansta meydana gelebilir. Harmonik gerilim ve akımların kaynak sisteminin tüm seviyelerine nüfuz etmesi, kayıpların artmasına, yanlış ölçümlere ve diğer tüketicilerde parazitlere neden olurlar. Kaynak sisteminin yapısında bulunan dc bileşenler, bu devrelerde önemli problemlere sebep olurlar.

3.4.1 Altı darbeleri bağlantıya ilişkin harmonikler

Altı darbeleri doğrultma veya tersi olan evirme, üç fazlı iki yönlü devrelerden elde edilir. Denklem (3.3)'de $\omega = 2\pi/3$ ifadesi yerine konularak ve I_d dc akımı ilave edilerek a fazındaki ac akımın frekans domenindeki karşılığı

$$i_a = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left(\cos \omega t - \frac{1}{5} \cos 5\omega t + \frac{1}{7} \cos 7\omega t - \frac{1}{11} \cos 11\omega t + \frac{1}{13} \cos 13\omega t - \dots \right) \quad (3.14)$$

denklemleri ile verilir.

Bu denklemlerden aşağıdaki sonuçlar çıkarılabilir..

- (i) Üçün katı şeklinde olan harmonikler yoktur.
- (ii) k'nın tam değerleri için $6k \mp 1$ dereceli harmonikler vardır.
 $6k+1$ dereceli harmonikler pozitif sıralı
 $6k-1$ dereceli harmonikler negatif sıralıdır.
- (iii) Temel frekans bileşeninin genliği

$$I_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{2\sqrt{3}}{\pi} \right) I_d = \frac{\sqrt{6} I_d}{\pi} \quad (3.15)$$

şeklinde bulunur. n. harmoniğin genliğinin efektif değeri ise,

$$I_n = I_1/n \quad (3.16)$$

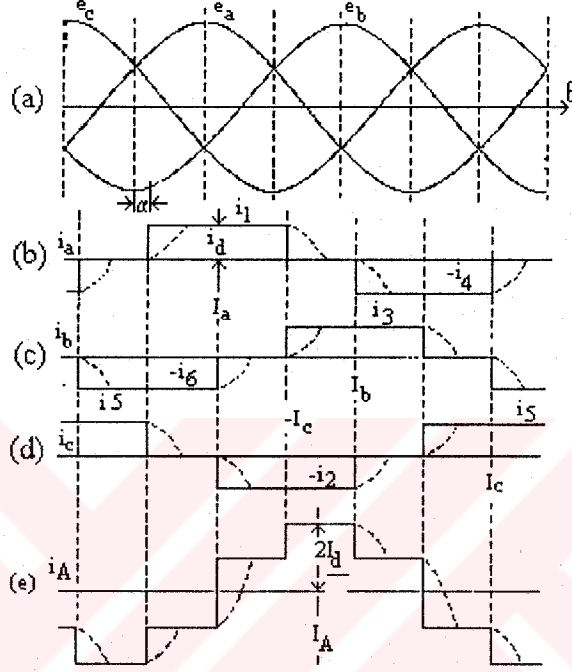
olarak bulunur. Şekil 3.9'da altı darbe köprü evirici dalga şekilleri (b),(c) ve (d) 'de üç faz akımları sırasıyla gösterilmiştir.

Dönüştürücü transformatörünün, primer veya sekonder üç faz sargılarından biri üçgen bağlı ise, şekil 3.9 (e)'de görüldüğü gibi ac taraftaki akım dalga şekilleri, 120° farklı dikdörtgen şeklindeki iki sekonder akım arasındaki ani değerlerin farkından oluşurlar.

Yıldız-yıldız bağlantıda, aynı primer ve sekonder gerilimlerinde $\sqrt{3}$ faktörü kullanılır ve bu durumdaki akım dalga şekli, şekil 3.10'da gösterildiği gibi olur. Primer tarafta a fazındaki akım için Fourier serileri

$$i_a = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left(\cos \omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t - \frac{1}{7} \cos 7\omega t - \frac{1}{11} \cos 11\omega t + \frac{1}{13} \cos 13\omega t \dots \right) \quad (3.17)$$

denklemleri ile ifade edilir.

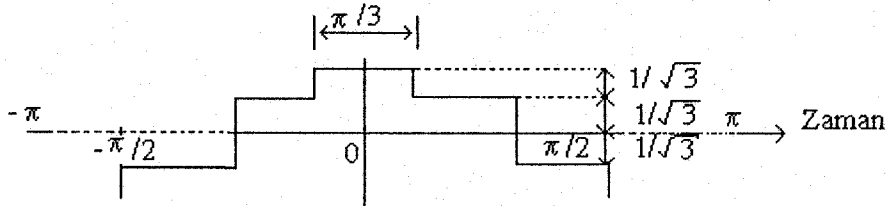


Şekil 3.9 Altı-darbe köprü bağlantı dalga şekilleri

(a) Faz - nötr gerilimleri

(b) -(c)-(d) Dönüştürücü tarafındaki faz akımları

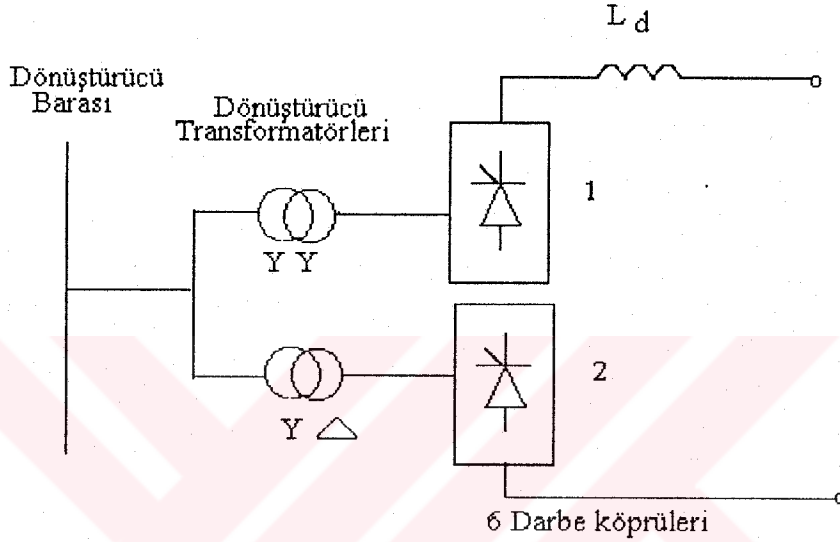
(e) Üçgen-yıldız bağlı bir transformatör sistemindeki faz akımları



Şekil 3.10 Üçgen-yıldız bağlı bir altı-darbe dalga şeklinin zaman domenindeki gösterilişi.

3.4.2 Oniki darbeleri bağlantıya ilişkin harmonikler

İki altı gruptan meydana gelen oniki-darbe şekli temel bileşen gerilimleri eşit ve 30° faz farklı olan paralel bağlı iki üç fazlı transformatörden beslenir. Şekil 3.11'de bu dönüştürücüye ait bağlantı şekilleri verilmiştir.

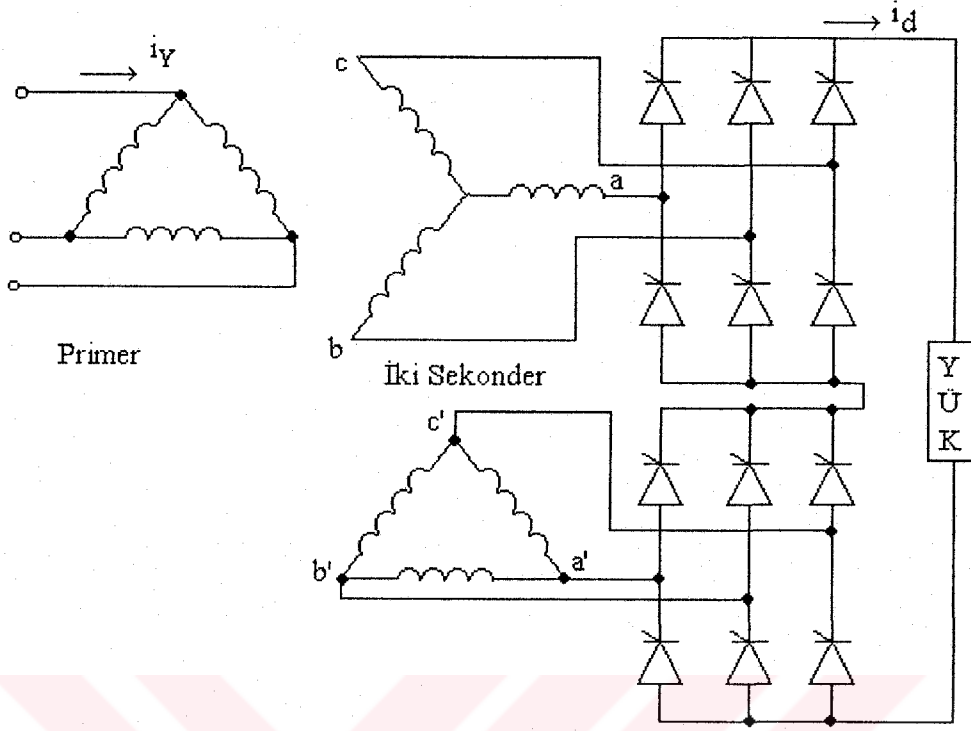


Şekil 3.11 Oniki-darbeleri dönüştürücü şekli

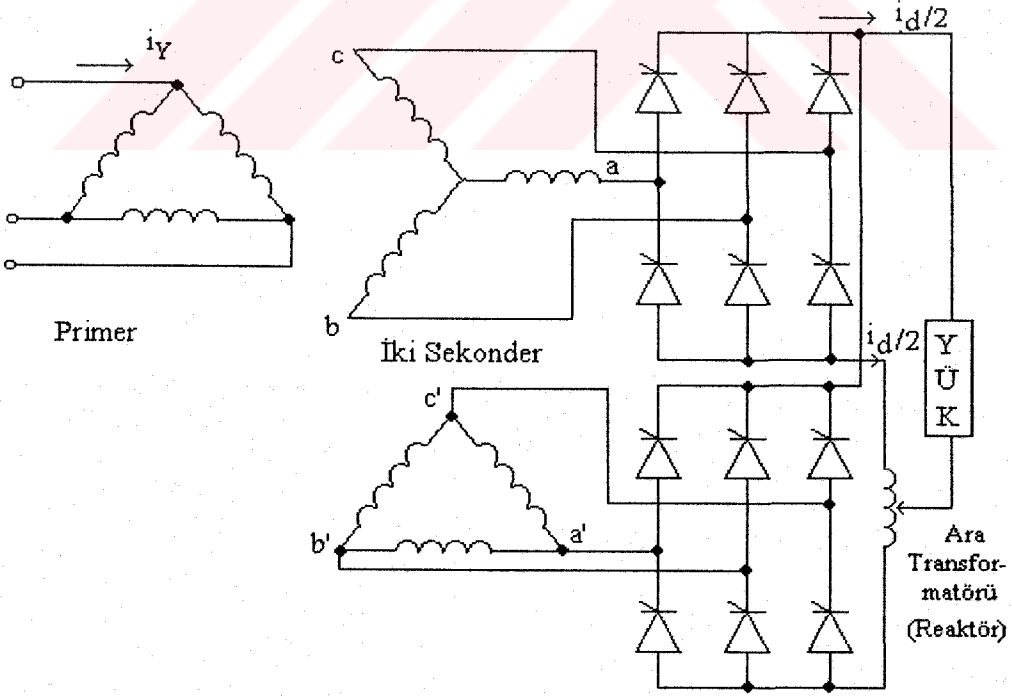
Bileşke ac akım, yıldız-yıldız transformatörlerin ayrı ayrı Fourier serilerinin toplamı (3.14) denklemi ile verilir.

$$(i_a)_{12} = 2 \left[\frac{2\sqrt{3}}{\pi} \right] \left[\cos \omega t - \frac{1}{11} \cos 11\omega t + \frac{1}{13} \cos 13\omega t - \frac{1}{23} \cos 23\omega t + \dots \right] \quad (3.18)$$

Bu seri sadece $12k \mp 1$ dereceli harmonikleri içerir. $k=5, 7, 17, 19$ gibi $6k \mp 1$ (k tek sayı) dereceli harmonik akımları iki dönüştürücü transformatörü arasında dolaşırlar. Fakat ac şebekeye girmezler. Oniki-darbeleri dalga şeklinin zaman domenindeki gösterilişi şekil 3.13 (a)'da, şekil 3.13 (b)'de ise frekans domenindeki gösterilişi verilmiştir. Oniki-darbe işletimini sağlamak için, 30° 'lik faz farklı iki transformatör kullanılmıştır. Yirmidört-darbe işletimi için ise

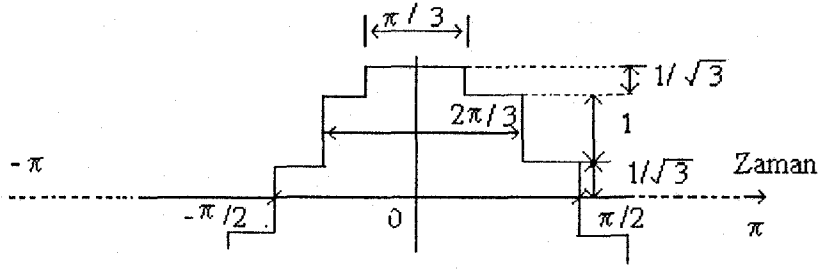


(a) Köprü seri bağı

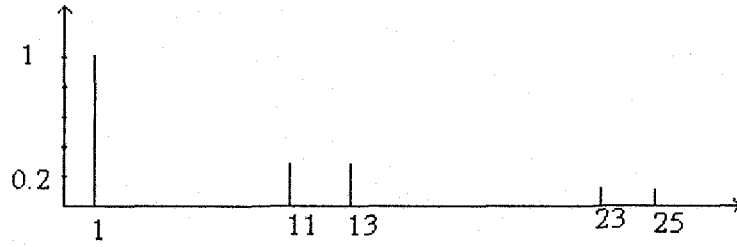


(b) Köprü paralel bağı

Şekil 3.12 Oniki-darbeli dönüştürücüye ait bağlantı şekilleri



(a)



(b)

Şekil 3.13 (a) Oniki-darbe faz akımının zaman domenindeki gösterilişi

(b) Oniki-darbe işletiminin frekans domenindeki gösterilişi

(Şekil 3.13'de x eksenini, frekans ile temel bileşen frekansının çarpımını, y eksenini ise $\pi/2\sqrt{3} | \text{Genlik} |$ olarak gösterilmiştir.)

15° 'lik faz farklı dört adet transformatör, yine benzer şekilde kırksekiz darbe işletimi için 7.5° 'lik faz farklı sekiz adet transformatör gereklidir.

3.5 Doğru Gerilim Harmonikleri

Üç faz köprü şekli için, harmonik gerilimlerin dercesi $n = 6k$ şeklinde verilir. Gerilim geçişleri de üç farklı fonksiyon halinde gösterilmekte ve gerilim dalga şekli aralığı $\pi/3$ olmaktadır. Şekil 3.14'de altı-darbeleri dönüştürücüye ait dc gerilim dalga şekilleri verilmiştir. $0 < \omega t < \alpha$ aralığı için

$$V_d = \sqrt{2} V_c \cos \left[\omega t + \frac{\pi}{6} \right] \quad (3.19)$$

$0 < \omega t < \alpha + \mu$ aralığı için

$$V_d = \sqrt{2} V_c \cos \left[\omega t + \frac{\pi}{6} \right] + \frac{1}{2} \sqrt{2} V_c \sin \omega t = \frac{\sqrt{6}}{2} V_c \cos \omega t \quad (3.20)$$

$\alpha + \mu < \omega t < \pi/3$ aralığı için ise

$$V_d = \sqrt{2} V_c \cos \left[\omega t - \frac{\pi}{6} \right] \quad (3.21)$$

şeklinde tanımlanır. Burada V_c , faz-faz (komütasyon) geriliminin efektif değeridir.

Dc gerilim dalga şekli harmonik gerilimlerin genliğinin efektif değeri, denklem (3.19), (3.20) ve (3.21)'den yararlanılarak,

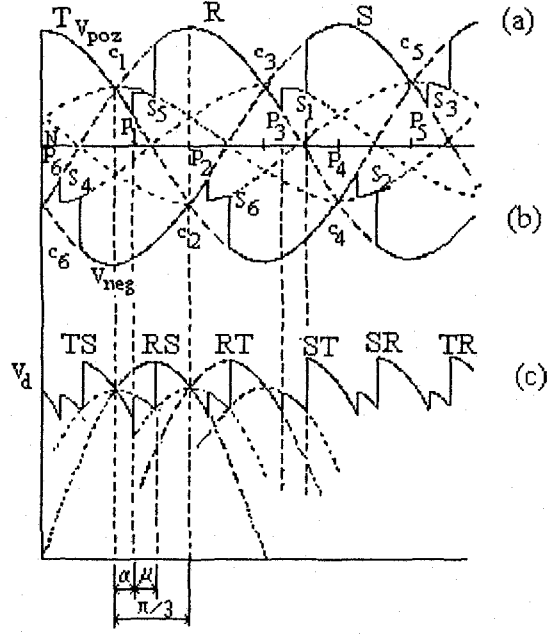
$$V_n = \frac{V_{c0}}{\sqrt{2}(n^2 - 1)} \left\{ (n-1)^2 \cdot \cos^2 \left[(n+1) \frac{\mu}{2} \right] + (n+1)^2 \cdot \cos^2 \left[(n-1) \frac{\mu}{2} \right] - 2(n-1) \cdot (n+1) \cdot \cos \left[(n+1) \frac{\mu}{2} \right] \cos \left[(n-1) \frac{\mu}{2} \right] \cdot \cos(2\alpha + \mu) \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (3.22)$$

şeklinde ifade edilebilir.

Altı-darbeli, köprü dönüştürücü için maksimum ortalama doğrultulmuş gerilim; $3(\sqrt{2} V_c) / \pi$ ifadesine eşittir. İlk olarak denklem (3.22)'de $\alpha = 0$ ve $\mu = 0$ değerleri yerine konduğunda,

$$V_{n0} = \sqrt{2} V_{c0} / (n^2 - 1) \quad (3.23)$$

denklemini elde edilir.



Şekil 3.14 Altı-darbe dönüştürücü dc gerilim dalga şekilleri

- (a) Pozitif uçta
- (b) Negatif uçta
- (c) Çıkış uçları arasında

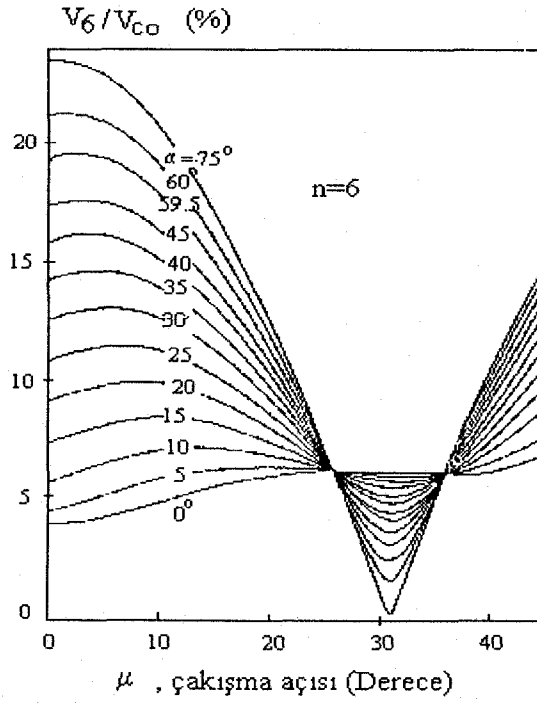
V_{n0} , V_{c0} ifadeleri oranlandırıldığında

$$\frac{V_{n0}}{V_{c0}} = \frac{\sqrt{2}}{(n^2 - 1)} \cong \frac{\sqrt{2}}{n^2} \quad (3.24)$$

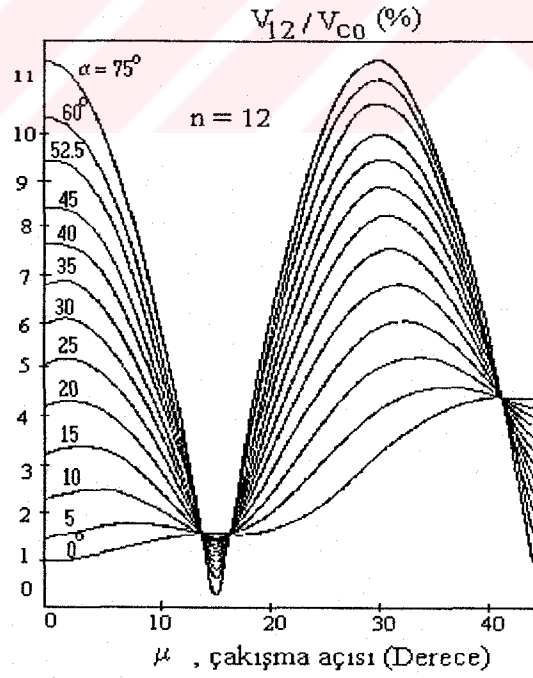
denklemini bulunur. Sırasıyla 6, 12 ve 18. harmonikler için % 4.04, 0.99 ve 0.44 ifadeleri yerine konularak indirgeme yapılabilir. Genellikle harmonikler α artışlarına bağlı olarak yükselirler. $\alpha = \pi/2$ ve $\mu = 0$ için

$$\frac{V_n}{V_{c0}} = \frac{\sqrt{2}n}{(n^2 - 1)} \cong \frac{\sqrt{2}}{n} \quad (3.25)$$

denklemini bulunur. Bu ifade sistemdeki harmoniklerin maksimum oranını belirttiği için oldukça önemlidir.



Şekil 3.15 Gecikme ve çakışma açısına bağlı olarak 6. harmonik gerilim değişimi



Şekil 3.16 Gecikme ve çakışma açısına bağlı olarak 12. harmonik gerilim değişimi

3.6 Orta Büyüklükteki Dönüştürücüler

Bu tip dönüştürücülerin güçleri 10 ile 100kW arasındadır. Bunlarda motor kontrolü için üretim endüstrisinde ve ayrıca demiryolu uygulamalarında kullanılırlar.

3.6.1 Dönüştürücüden beslenen dc sürücüler

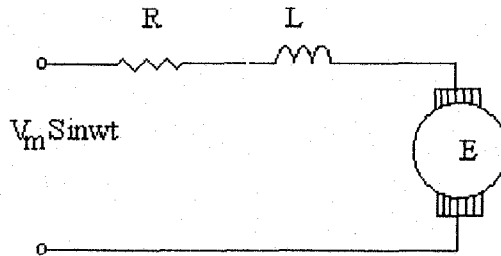
Bilindiği gibi bir dc yükü en basit olarak şekil 3.17'deki gibi bir direnç, endüktans ve zıt emk'dan oluşan bir eşdeğer devre şeklinde gösterilebilir. Bu devreye sinüs şeklinde bir gerilim uyguladığımızda, bu gerilim aşağıdaki denklem ile verilir.

$$V_m \sin wt = Ri + L \left[\frac{di}{dt} \right] + E \quad (3.26)$$

Bu denklemden yararlanılarak yük akımı,

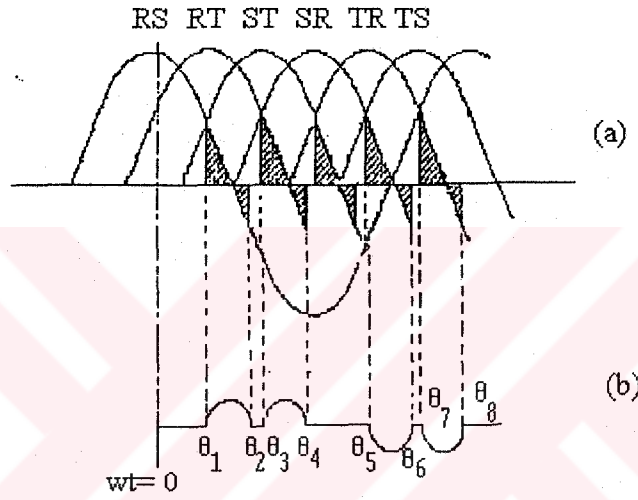
$$i = K.e^{-\frac{Rt}{L}} + \frac{V_m}{\sqrt{(R^2 + (wL)^2)}} \sin(wt - \varphi) - \frac{E}{R} \quad (3.27)$$

şeklinde ifade edilir. Burada $\varphi = \tan^{-1}(wL/R)$ 'ye eşittir. K sabiti ise, denklem çözülerek başlangıç koşullarından hesaplanır.



Şekil 3.17 Dc motor eşdeğer devresi

Nominal yük koşullarında ateşleme açısı düşük tutulur. Fakat hafif yük koşulları veya motor başlangıç çalışması esnasında gecikme artar ve akım süreksiz olabilir. Bu çalışma koşulu altı-darbeli doğrultucu için, şekil 3.18'de gösterilmiştir. İki pozitif ve iki negatif akım darbesinden meydana gelen her faz, ortak referans ile bağlantılı uygun gerilim fazının kullanılmasıyla denklem (3.27)'den hesaplanır. Şekil 3.18'e göre V_{RS} maksimum olduğu anda R fazındaki akım, aşağıdaki bileşenlere sahiptir.



Şekil 3.18 Süreksiz dalgı şekilleri

(a) dc gerilim (b) R fazındaki ac akım

θ herhangi bir açı olmak üzere,

(i) $\theta_1 < wt < \theta_2$ aralığı üzerinde

$$i = \frac{V_m}{R} \left\{ \cos\phi \cdot \cos(wt - \phi) - \frac{E}{V_m} + \left[\frac{E}{V_m} - \cos\phi \cdot \cos(\theta_1 - \phi) \right] e^{(-R/WL)(wt - \theta_1)} \right\} \quad (3.28)$$

(ii) $\theta_3 < wt < \theta_4$ olduğu zaman $\theta_3 = (\theta_1 + \pi/3)$ olur

$$i = \frac{V_m}{R} \left\{ \begin{array}{l} \cos\varphi \cdot \cos\left(wt - \frac{\pi}{3} - \varphi\right) - \frac{E}{V_m} \\ + \left[\frac{E}{V_m} - \cos\varphi \cdot \cos(\theta_1 - \varphi) \right] e^{(-R/WL)\left(wt - \frac{\pi}{3} - \theta_1\right)} \end{array} \right\} \quad (3.29)$$

(iii) $\theta_5 < wt < \theta_6$ olduğu zaman $\theta_5 = (\theta_1 + \pi)$ olur

$$i = -\frac{V_m}{R} \left\{ \begin{array}{l} \cos\varphi \cdot \cos(wt - \pi - \varphi) - \frac{E}{V_m} \\ + \left[\frac{E}{V_m} - \cos\varphi \cdot \cos(\theta_1 - \varphi) \right] e^{(-R/WL)(wt - \pi - \theta_1)} \end{array} \right\} \quad (3.30)$$

(iv) $\theta_7 < wt < \theta_8$ olduğu zaman $\theta_7 = (\theta_1 + 2\pi/3)$ olur

$$i = -\frac{V_m}{R} \left\{ \begin{array}{l} \cos\varphi \cdot \cos\left(wt - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) - \frac{E}{V_m} \\ + \left[\frac{E}{V_m} - \cos\varphi \cdot \cos(\theta_1 - \varphi) \right] e^{(-R/WL)\left(wt - \frac{2\pi}{3} - \theta_1\right)} \end{array} \right\} \quad (3.31)$$

Bu akım darbelerine Fourier analizini uygulandığında, 5. harmoniğin aynı temel bileşenli dikdörtgen dalga şekillerinin üç katına ulaşabilen tepe değerlerine sahip olduğu görülür.

Dc motorlar, tristör dönüştürücüleri ile kullanımı için özel olarak dizayn edilirler. Bu motorların endüvi endüktansı, süreksiz akımlardan kaçınmak için genellikle artırılır. Dobinson tarafından tanımlanmış bir yaklaşım metodu, dalgalılık oranına göre ac akımın harmonik bileşenleri;

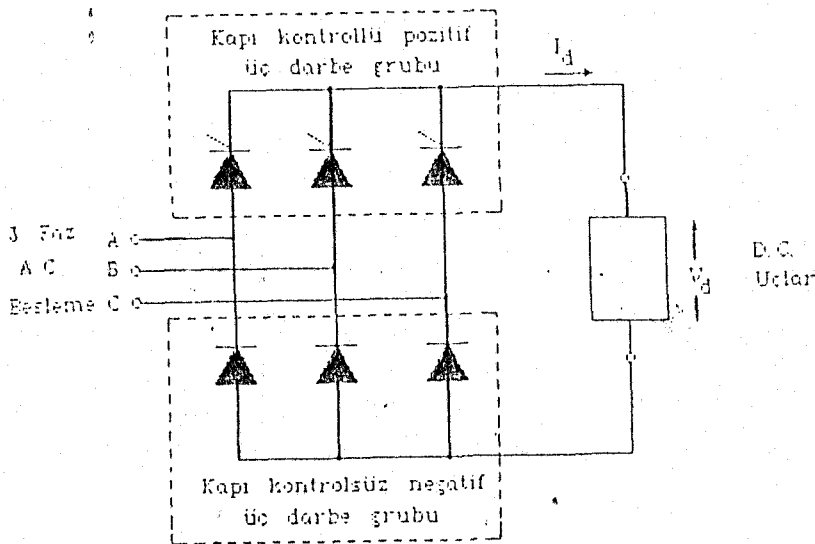
$$r = \frac{I_r}{I_d} \quad (3.32)$$

denklemleriyle belirlenir. Burada I_d doğru akımın alternatif dalgalılığıdır. I_d belli bir yükte ve hızda motor endüvi devresinde akan ortalama doğru akımı gösterir.

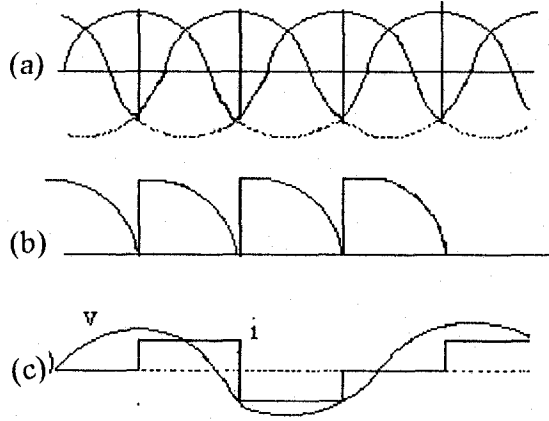
3.6.2 Yarı kontrollu doğrultma

Değişken hızlı dc tahrik devrelerinde, yarım dalga şekline sahip tristörlü doğrultucuların kullanımı, ekonomik olmaları açısından genelde tercih edilmektedir. Bu sistemler, tam yükte işletildikleri zaman, (Örneğin sıfır ateşleme açısına sahip) hemen hemen tamamen kontrolsüz dönüştürücüler gibi aynı harmonik akımları üretirler ve çok verimli çalışırlar. Düşük yüklerde bu kontroller çok zayıf bir güç faktörüne sahiptirler. Ayrıca çift sayılı harmonikler de önemli miktarda dalga şekli bozulmasına sebep olurlar.

Şekil 3.19'da üç fazlı yarı kontrollu dönüştürücünün bağlantı şeması verilmektedir. Şekil 3.20'de ise, $\alpha=60^\circ$ için, bu dönüştürücüye ait teorik dalga şekilleri gösterilmektedir. Şekil 3.20'de; (a) nötr (—) beslemeye göre dc uçtaki pozitif bir grubun gerilimini ve yine nötr (.....) beslemeye göre dc uçtaki negatif bir grubun gerilimini, (b) köprünün dc uç gerilimini (c) A fazının besleme gerilimi ve akımını gösterir.



Şekil 3.19 Üç fazlı yarı kontrollu dönüştürücü devresi



Şekil 3.20 $\alpha = 60^\circ$ için, yarı kontrollü dönüştürücüye ait teorik dalga şekilleri

3.6.3 Teker teker kontrol edilmiş köprüler

Tek köprü kontrolü, genelde şekil 3.21'de görüldüğü gibi demiryolu cer tekniğinde kullanılır. Bu tip kontrol, paralel bağlı iki dc cer motoruna seri bağlanmış iki köprü dönüştürücü gurubundan meydana gelir. Başlangıçta, dc motorun ters emk'sı sıfırdır, besleme dc gerilimi düşüktür ve gecikme açısı büyüktür. Bundan dolayı ilk ivmelendirme (hızlandırma) periyodu sırasında, maksimum dc motor akımlı köprü doğrultucu en kötü harmonik akımları üretir ve en düşük güç faktörü ile çalışır. Düşük hızlarda durumu hafifletmek için, genellikle köprülerden biri baypas yapılır ve faz kontrolü birinci köprüde yapılır. Buna ait dalga şekilleri ise şekil 3.22'de görülmektedir

3.6.4 Evirici beslemeli ac sürücüler

Ac sürücü kontrolünde yaygın olarak kullanılan, üç fazlı evirici köprü devresi şekil 3.23'de verilmektedir. Bu devre, herbiri geribesleme diyoduna sahip ters paralel bağlanmış 6 kontrol edilen tristörden meydana gelir. Köprü, ya kontrol edilmiş bir doğrultucudan sağlanan değişken bir dc gerilim ile yada sabit bir dc gerilim ile beslenir. Her iki durumdada kararlı rejim koşulları için, dc gerilim seviyesi sabit düşünülebilir

Şekil 3.23'de gösterilen devrede, evirici faz çıkış gerilimi iki farklı gerilim seviyesinden birinde sürekli. Toprağa göre değişken nötr gerilimi, evirici faz çıkış gerilim dalga şekilleri V_A, V_B, V_C 'ye bağlı olarak;

$$V_N = \frac{1}{3}(V_A + V_B + V_C) \quad (3.33)$$

denklemleri ile ifade edilir. Tipik bir motor faz gerilimi ise,

$$V_{AN} = V_A - V_N = \frac{1}{3}(2V_A - V_B - V_C) \quad (3.34)$$

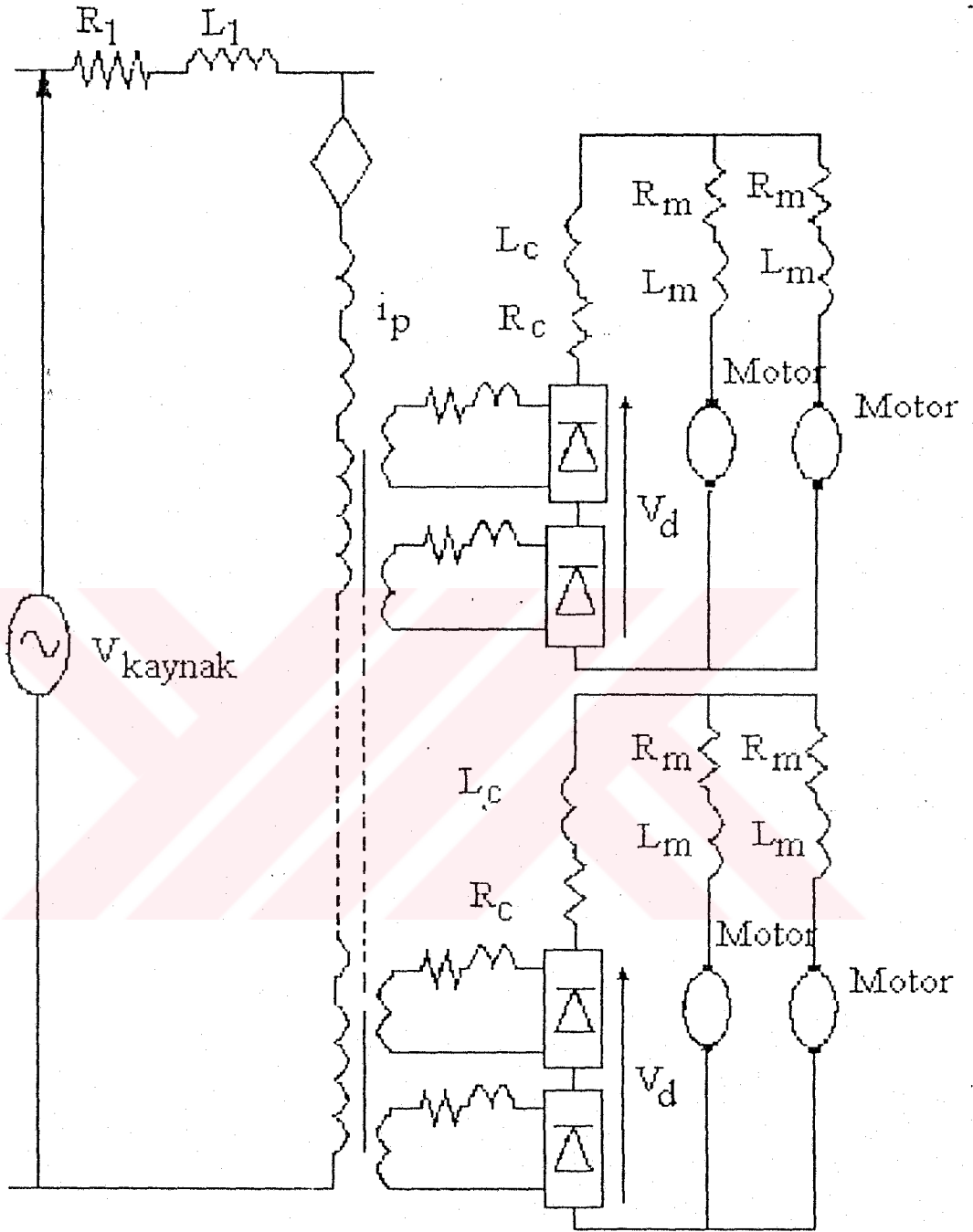
olar. k sıralı bir harmoniğin motor faz gerilimi denklem (3.35) ile gösterilir.

$$\begin{aligned} V_{AN(n)} &= \frac{1}{3} [2V_{A(n)} - V_{B(n)} - V_{C(n)}] \\ &= \frac{1}{3} [2V_{mn} \sin n\omega_1 t - V_{mn} \sin n(\omega_1 t + 2\pi/3) \\ &\quad - V_{mn} \sin n(\omega_1 t - 2\pi/3)] \\ &= \frac{2}{3} V_{mn} \sin n\omega_1 t [1 - \cos 2n\pi/3] \\ &= \frac{2}{3} V_{A(n)} [1 - \cos 2n\pi/3] \end{aligned} \quad (3.35)$$

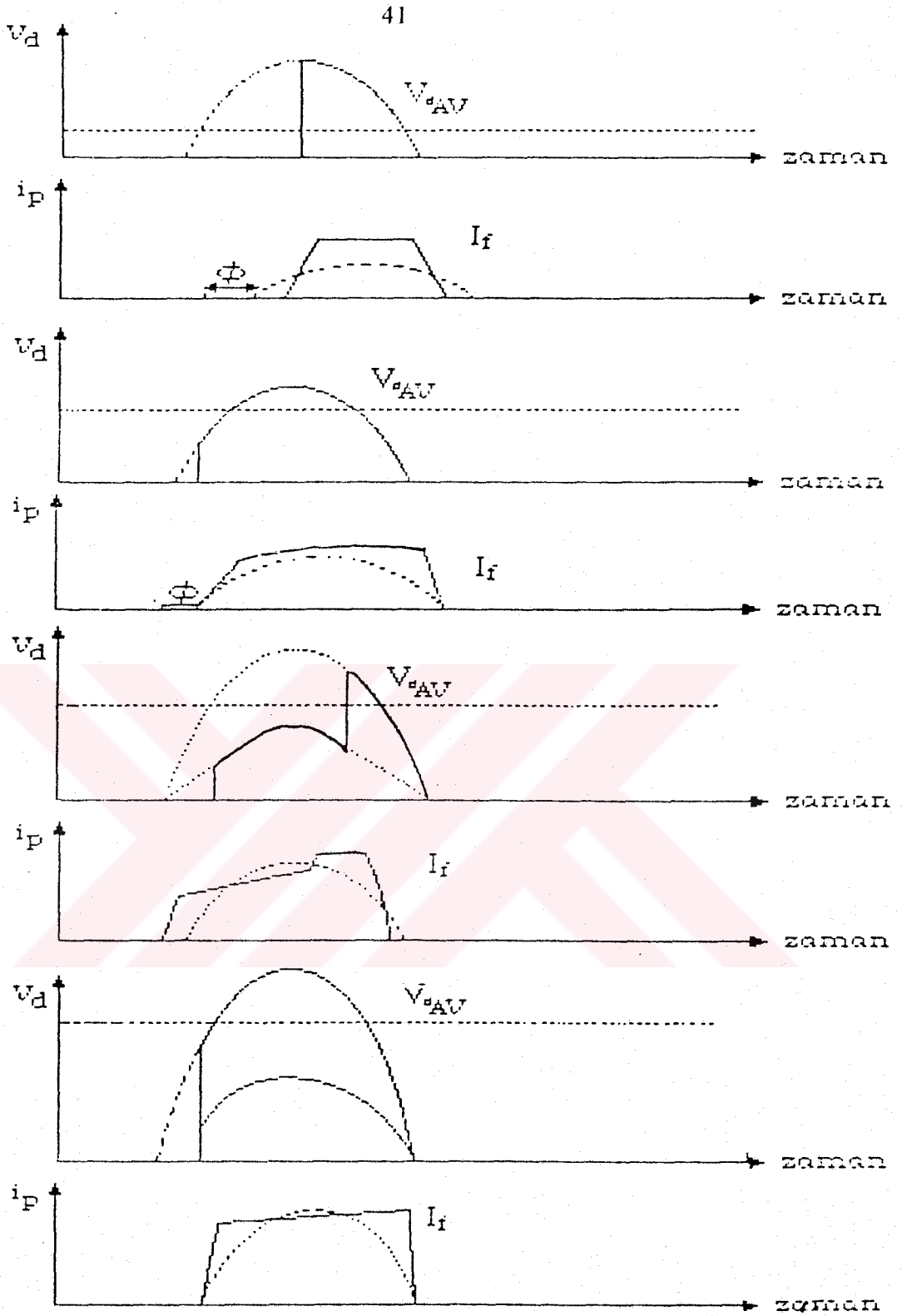
Benzer şekilde B ve C faz gerilimleri için,

$$V_{BN(n)} = \frac{2}{3} V_{B(n)} [1 - \cos 2n\pi/3] \quad (3.36)$$

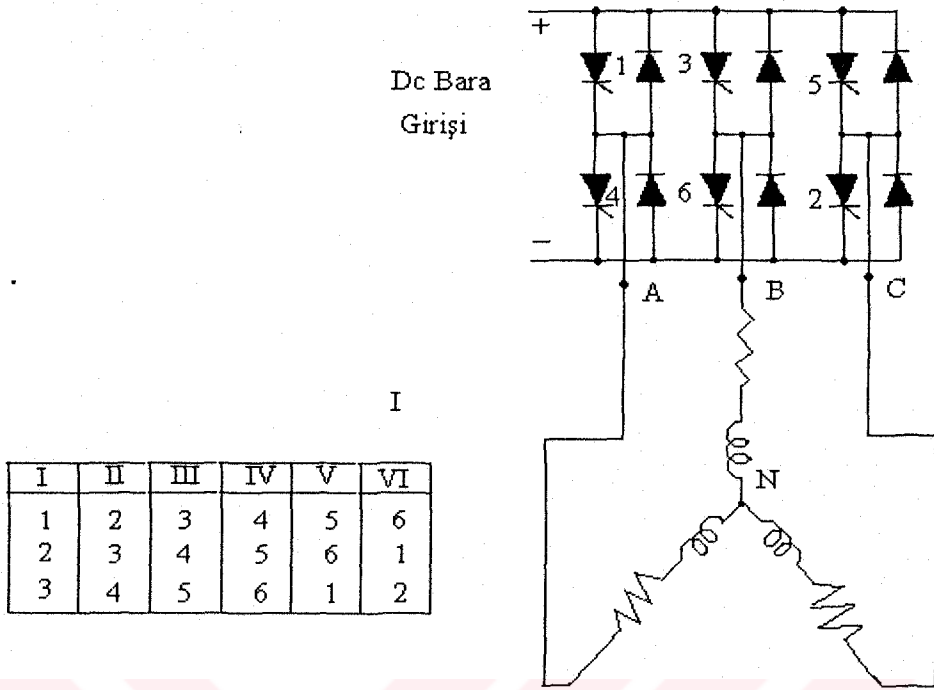
$$V_{CN(n)} = \frac{2}{3} V_{C(n)} [1 - \cos 2n\pi/3] \quad (3.37)$$



Şekil 3.21 Tipik bir lokomotif güç devresi



Şekil 3.22 Teker teker kontrol edilmiş bir çift köprü dönüştürücünün akım ve gerilim dalga şekilleri



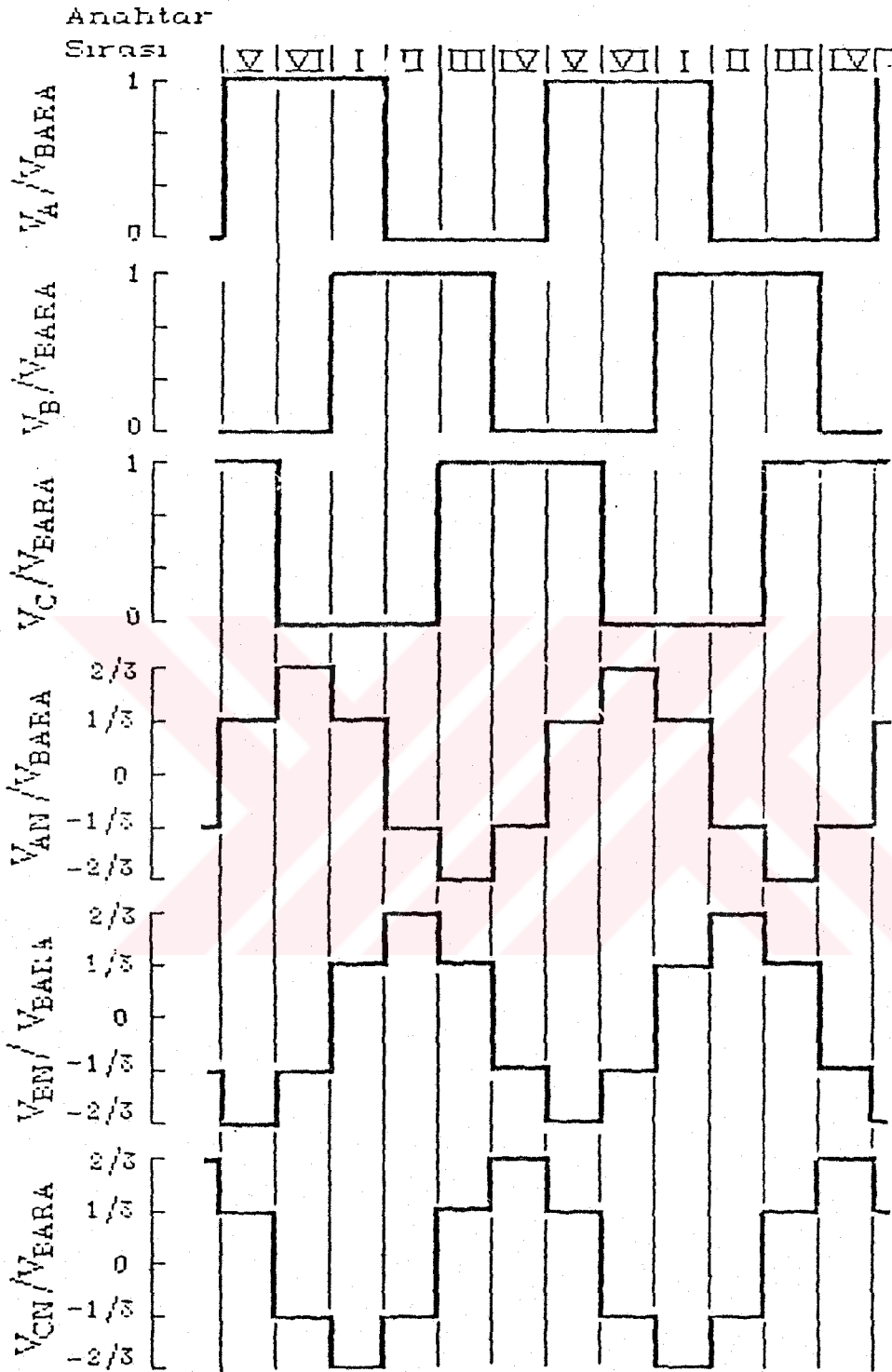
Şekil 3.23 Kapalı anahtar sırasını gösteren dengelenmiş bir motor yükü ve temel üç faz evirici devresi

bulunur. Ayrıca tüm negatif ve pozitif sıralı harmonikleri için, $\cos 2n\pi/3 = -1/2$ olduğu için, dolayısıyla $V_{AN(n)} = V_{A(n)}$, $V_{BN(n)} = V_{B(n)}$, $V_{C(n)} = V_{C(n)}$ olur. Dengelenmiş üç faz sisteminde ise sıfır sıralı harmonikler için, $\cos 2n\pi/3 = 1$ ve $V_{AN(n)} = V_{BN(n)} = V_{C(n)} = 0$ olacaktır. Bu durumda, bir ac motoru besleyen basit bir evirici devresi için, motor faz giriş gerilimi tüm evirici fazında yok edilmiş olan üç katlı harmonikler hariç tutularak, evirici faz çıkış gerilimine eşit olur.

Üç katlı harmoniklerin yok edilmesinin etkisi, şekil 3.24'de gösterilmiştir. Her motor için faz giriş gerilim dalga şekli, kare dalga evirici faz gerilim dalga şekillerinden meydana geldiği için, frekans domeninde motor faz gerilimi,

$$V_P = \frac{2}{\pi} V_{\text{bara}} \sum_{k=0}^{\infty} \left[\frac{1}{(6k+1)} \sin(6k+1)\omega_1 t + \frac{1}{(6k+5)} \sin(6k+5)\omega_1 t \right] \quad (3.38)$$

denklemleri ile verilir.



Şekil 3.24 Temel altı basamaklı dalga şekilleri.

Ayrıca motor faz mıknatıslanma endüktansı L_m , giriş gerilim dalga şekli için integre edici bir filtre gibi davranır.

$$i_P = \frac{1}{L_m} \int_{t_0}^t V_P dt \quad (3.39)$$

Bu durumda n. harmonik faz gerilimi için,

$$V_{P(n)} = \frac{2}{\pi n} V_{\text{bara}} \sin n\omega_1 t \quad (3.40)$$

denklemini, akım için ise;

$$i_{P(n)} = \frac{2V_{\text{bara}}}{\pi n L_m} \int_{t_0}^t \sin n\omega_1 t dt$$

$$i_{P(n)} = \frac{2V_{\text{bara}}}{\pi n^2 \omega_1 L_m} \cos n\omega_1 t \quad (3.41)$$

denklemini elde edilir. Denklem 3.38'den yararlanılarak, mıknatıslanma akımı,

$$i_P = \frac{2V_{\text{bara}}}{\pi \omega_1 L_m} \sum_{k=0}^{\infty} \left[\frac{1}{(6k+1)^2} \cos(6k+1)\omega_1 t + \frac{1}{(6k+5)^2} \cos(6k+5)\omega_1 t \right] \quad (3.42)$$

denklemini ile verilir. N devirli bir motorun faz mıknatıslanma endüktansı için, bileşke motor faz hava aralığı akı fazörü Φ_P ,

$$\Phi_P = \frac{2V_{\text{bara}}}{\pi \omega_1 N} \sum_{k=0}^{\infty} \left[\frac{1}{(6k+1)^2} \cos(6k+1)\omega_1 t + \frac{1}{(6k+5)^2} \cos(6k+5)\omega_1 t \right] \quad (3.43)$$

denklemini ile verilir. Bu motor faz harmonik değerlerinin bağlı genlikleri tablo 3.1 de gösterilmiştir.

Tablo 3.1 Motor faz harmonik değerlerinin bağıl genlikleri

D fazına göre	HARMONİK SAYISI, N								
	1	5	7	11	13	17	19	23	25
V_p	1.000	0.200	0.143	0.091	0.077	0.059	0.053	0.043	0.040
i_p	1.000	0.040	0.020	0.008	0.006	0.004	0.003	0.002	0.002
Φ_p	1.000	0.040	0.020	0.008	0.006	0.003	0.003	0.002	0.002

Denklem 3.38 'de temel bileşen frekans geriliminin tepe genliği, $V_{P(1)} = (2V_{\text{bar}} / \pi)$ olarak verilir ve denklem (3.43)'den temel bileşen hava aralığı akı fazörünün tepe genliği,

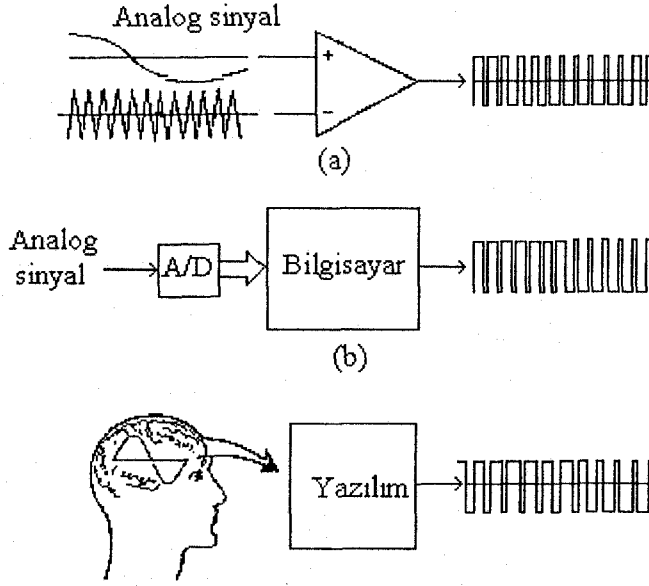
$$\Phi_{P(1)} = \frac{1}{w_1 N} \frac{2V_{\text{bar}}}{\pi} = \frac{V_{P(1)}}{w_1 N} \quad (3.44)$$

olarak bulunur. w_1 frekansı değiştiği zaman $\Phi_{P(1)}$ sabitini devam ettirebilmek için $V_{P(1)}$ ifadesinin w_1 'in lineer bir fonksiyonu olması gerekir. Ac motor hız kontrolörlerini besleyen bazı yüksek güç eviricileri, frekans ile gerilimi lineer olarak değiştirmek için dc barada ayrı bir dc kıyıcı güç kaynağı kullanılır. Bu durumda, şekil 3.24'den görüldüğü gibi evirici çıkış gerilim dalga şekilleri daima kare dalgadır ve hava aralığı harmonik akı vektörleri tablo 3.1' de gösterilmiş olan bağıl genliklere sahiptirler.

Dc gerilim kontrolünden bağımsız olmak için bir alternatif, darbe genişlik modülasyonu kullanılır.

3.7 Darbe Genişlik Modülasyon (DGM) Tekniği

DGM (PWM) tekniği, sabit gerilimli dc kaynağından, değişken frekanslı bir gerilimde ac çıkış oluşturulmasıdır. Eviricilerin en kompleks çalışma şekli, darbe genişlik modülasyonu uygulayanlarıdır. PWM üretiminin üç yöntemi vardır. Bunlar şekil 3.25'de gösterilmiştir.

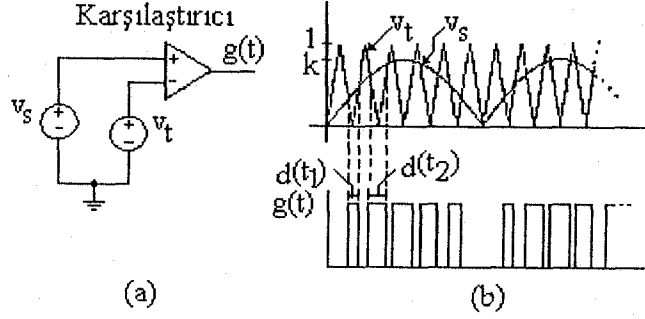


Şekil 3.25 PWM dalga üretme yöntemleri

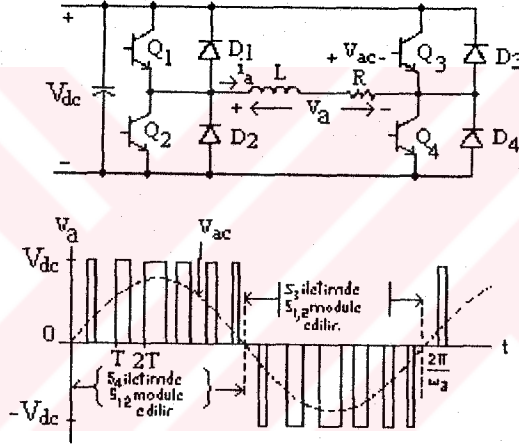
- (a) Bir karşılaştırıcı kullanarak analog sinyal, bir taşıyıcı sinyal ile modüle edilir.
- (b) Bir A/D dönüştürücü kullanarak analog sinyal, PWM üretecek bir bilgisayarı besleyecek şekilde digital sinyallere dönüştürülür.
- (c) Tamamen sayısal yöntem. Bu yöntemde analog işaret programcının beynindedir

İki dalganın (Referans dalga ile taşıyıcı dalganın) karşılaştırılması ile PWM sinyal üretmenin geleneksel yöntemi, tam dalga doğrultulmuş sinüs dalgası (V_s) ile bir üçgen dalga (V_t)'nin karşılaştırılmasıdır. $g(t)$ çıkış dalgasındaki darbe genişliğini belirleyen $d(t)$ süresi sinüs dalgalarının frekansı ve genliği ile orantılıdır. Bu nedenle $d(t)$ için $d(t) = K \cdot |\sin \omega t|$ yazılır.

Karşılaştırıcı çıkışında elde edilen PWM darbeleri şekil 3.27'de görülen evirici devresindeki transistörlerin herbir yarım periyotta sırayla sürülmesinde kullanılır.



Şekil 3.26 (a) İki dalga karşılaştırıcı devre
(b) Referans dalga (V_s), modülasyon dalgası (V_t),
PWM dalgası $g(t)$



Şekil 3.27 PWM evirici ve çıkış dalgası

Bilindiği gibi, eviriciler önemli harmonik kaynaklardan biridir. Bu nedenle evirici çıkış dalgasındaki harmonikleri azaltmak amacıyla çeşitli yöntemler geliştirilmiştir. Bu yöntemler genel olarak farklı genlik ve genişlikte çeşitli diktörtgen dalgalar üreterek çıkış dalgasını bunların uygun kombinasyonu ile oluşturmaya dayanır. Eviriciler iki kısma toplanabilir. Birinci kısım, darbe genişlik modülasyonlu eviriciler, ikinci kısım ise darbe genlik modülasyonlu veya basamaklı dalga çıkışlı eviricilerdir.

Basamaklı dalga eviricilerinin çeşitli avantajları ve bunların yanında da bazı sınırlamaları vardır. Bu tip eviricilerde denetleme devresi oldukça basittir ve

bir yarım çevrimdeki anahtarlama sayısı az olduğundan anahtarlama kayıpları da düşük olacaktır.

Çıkış dalga biçimi kare dalga şeklinde olduğundan oldukça yüksek oranda harmonikler içerirler. Bu harmoniklerin belirli bir düzeyin altında tutulması gerekir. Bunu sağlayabilmek için, harmoniklerin süzülmesi, ancak sabit frekans çıkışlı eviricilerde mümkündür. Değişken frekans çıkışları için, filtre devresi tasarımı oldukça zordur. Kullanılan filtre devreleri eviricinin fiziksel boyutunu büyüttüğü gibi maliyetini de artırır. Bu tip sorunlar, eviricilerde darbe genişlik modülasyonu (DGM) kullanılarak çözümlenebilir.

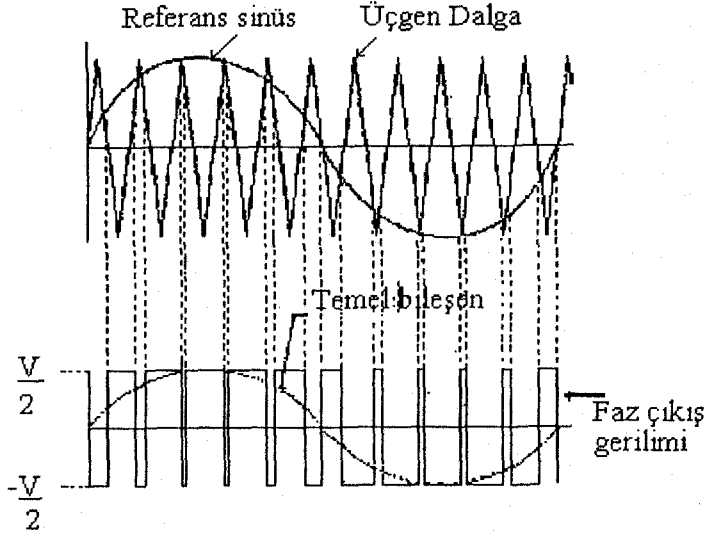
3.7.1 Darbe genişlik modülasyonlu eviricilerde harmonikler

Bu tip eviricilerde, bir evirici katından yararlanılarak genlikleri eşit, genişlikleri farklı darbeler üreten güç elektronik düzenekleri kullanılır. En yaygın olarak kullanılan yöntemler, sinüs şeklindeki DGM ve harmonik yoketme metodudur.

3.7.1.1 Sinüs şeklindeki DGM yöntemi

Bu yöntemde üçgen taşıyıcı dalga, elde edilmek istenen çıkış frekansındaki bir referans sinüs dalgasıyla karşılaştırılır. DGM yönteminin temel ilkesi şekil 3.28'de gösterilmiştir.

Üçgen dalganın sinüs dalgasını kesim noktaları eviricinin bir kolundaki elemanların anahtarlama anlarını belirtir. Çıkış geriliminin genliğini değiştirmek için, referans sinüsün genliği değiştirilir. Bu yöntem "doğal örnekleme" yöntemi denir.



Şekil 3.28 Darbe genişlik modülasyonu yönteminin temel ilkesi.

Elde edilen çıkış dalga biçiminde $M_1 P_1 W_c \mp N_1 W_s$ biçiminde harmonikler bulunur. Burada W_c taşıyıcı dalga frekansı, W_s referans (modülasyon) frekansı, M_1 ve N_1 birer tamsayı, $M_1 + N_1$ tek bir sayı olup P_1 ise taşıyıcı/referans frekans oranıdır. Harmoniklerin genliği M_1 ve N_1 ile, P_1 'den bağımsız olarak ters orantılıdır. Bir ac motor devresinde evirici kullanılması durumunda, P_1 'in yüksek değerleri için harmonikler, makinanın kaçak endüktansı ile süzülür ve evirici akımı bir sinüse yaklaşır. P_1 genel olarak üçün katı şeklindedir. Bu durumda üçün katı olan harmonikler önlenmiş olur. Düşük frekanslarda yüksek P_1 değeri ile makinanın harmonik kayıpları minimum bir düzeyde tutulur. Yüksek frekanslarda ise P_1 düşürülerek anahtarlama kayıpları azaltılır ve aynı zamanda tristörler için gerekli minimum kesim süresi sağlanmış olur.

BÖLÜM 4

HARMONİKLERİN ETKİLERİ

GİRİŞ

Bu bölümde, harmoniklerin şebekelere, yakınındaki tüketicilere ve donanımlara olan olumsuz etkileri ele alınmıştır. Daha sonraki bölümlerde ise, olumsuz yönde etkileri olan bu harmoniklerin yok edilmesinde gerekli olan filtre devreleri ve anahtarlama teknikleri izah edilmiştir. Bu etkiler ayrıntılı olarak incelenmeden önce aşağıda verilen ana başlıklar altında sıralanabilirler.

Harmonikler;

- 1) Elektrik makinalarında, aşırı ısınmalara ve mekanik salınımlara,
- 2) Güç üretiminde, iletiminde ve kullanımında verimin azalmasına,
- 3) Güç sisteminde, elektrik tesis bileşenlerinin yalıtımının yıpranması ve dolayısıyla onların yararlı kullanım süresinin kısılmasına,
- 4) Elektrik tesisinin kötü çalışmasına,
- 5) Transformatörlerde kayıpların artmasına,
- 6) Rezonans dolayısıyla güç sisteminde aşırı gerilimlere ve akımlara,
- 7) Kapasite guruplarında tahribatlara,
- 8) Haberleşme sistemlerinde parazitlere,
- 9) Güç sistemlerinde ölçüm hatalarına,
- 10) Yarı iletkenli ve mikroişlemcili sistemlerde, işaretlerde karışmalara,
- 11) Santrallardaki uyarma sistemlerinde ve büyük motor kontrol devrelerinde karışmalara ve bozulmalara,
- 12) Ateşleme anları sıfır geçişlerine göre ayarlanmış devrelerde kararsız çalışmalara,
- 13) Televizyon alıcılarında, tepe gerilim değerini etkileyerek, TV resim boyutunda ve parlaklığında değişikliklere neden olurlar

4.1 Rezonanslar

4.1.1 Genel tanıtım

Bir güç sisteminde, işletim esnasında harmoniklerin etkisinin incelenmesinin iki analitik sonucu vardır. Bunlardan biri harmonik rezonans meydana gelmesindeki olasılığın incelenmesi, diğeri ise çeşitli anahtarlama ve yük koşulları altında sistem harmonik gerilimleri ve akımlarının tam genliklerinin belirlenmesidir. Amaç genelde birinciyi önlemek, ikinciyi mümkün olduğu kadar azaltmaktır.

Güç sisteminde kapasitörlerin uygulanması, bir harmonik rezonans koşulu sağlamaktadır. Bir kapasitör grubunun kapasitif reaktansı doğrudan doğruya frekansın artması ile azalacak, indüktif reaktansı ise artacaktır. Herhangi bir LC devresinin rezonans frekansında indüktif reaktans, kapasitif reaktansa eşit olur. Güç faktörünü düzeltmek için kapasitörlerden yararlanılan elektrikli sistemlerde, hem seri hemde paralel rezonans veya ikisinin bileşimi meydana gelebilir. Seri devre durumunda rezonans frekansındaki toplam empedans, sadece sistemin dirençli bileşenini azaltır. Bu bileşen küçük ise, yüksek akım genlikleri kullanılan frekanslarda olacaktır. Paralel devre durumunda, rezonans frekansındaki toplam empedans çok yüksektir. Bu durumda rezonans frekansında aynı seviyede küçük bir kaynaktan uyarıldığı zaman, paralel kapasitör ve endüktör arasında yüksek dairesel bir akım akacaktır. Paralel birleştirme geçişlerinde gerilim oldukça yüksek olabilir.

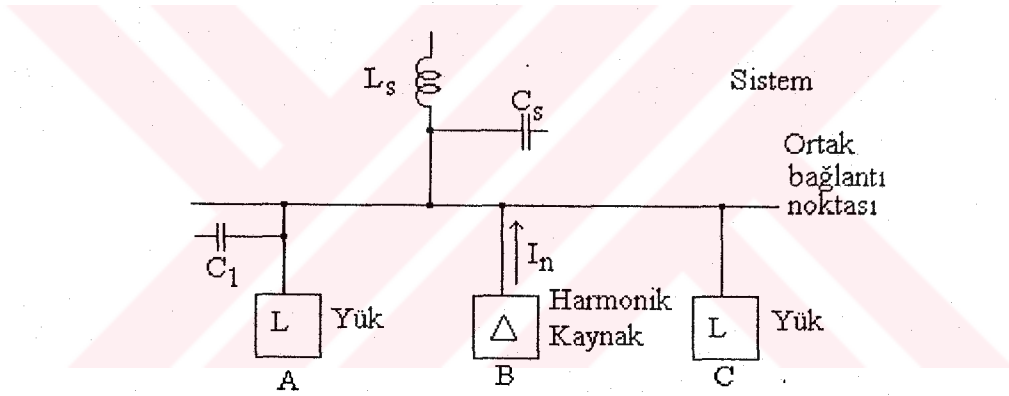
Sonuç olarak, bu her iki devreye ait rezonans noktası sistemdeki harmonik kaynaklar tarafından üretilen frekanslardan birinin yakınında oluşursa, aşırı miktarda harmonik akım akacak ve aşırı harmonik gerilimler oluşacaktır.

Tüm bu anlatılanları gözönüne alarak, ayrı ayrı paralel ve seri rezonanslar tanımlanacaktır.

4.1.2 Paralel rezonans

Paralel rezonans, rezonans frekansındaki harmonik kaynağı gösteren yüksek bir empedansta meydana gelir. Harmonik kaynakların çoğu akım kaynakları olarak düşünüldüğü için, bu paralel empedansın her bir kolundaki yüksek akımlar ve artmış harmonik gerilimler ile sonuçlanır.

Paralel rezonans, bir çok şekilde meydana gelebilir. En basit olarak bir kapasitör ile harmonik kaynak aynı baraya bağlantılı olursa, bir paralel rezonans oluşabilir. Şekil 4.1'de ortak bağlantı noktasındaki paralel rezonans gösterilmektedir. Kaynağın tamamıyla indüktif olduğu kabul edilerek, rezonans frekansı aşağıdaki denklem ile ifade edilir.



Şekil 4.1 Ortak bağlantı noktasındaki paralel rezonans

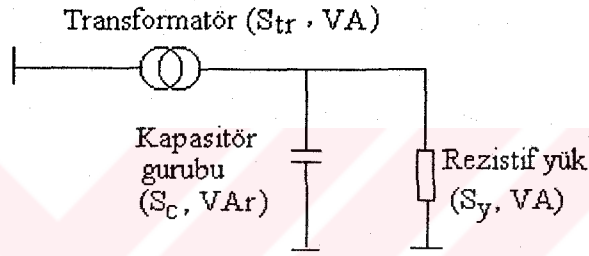
$$f_p = f \sqrt{\frac{S_k}{S_c}} \quad (4.1)$$

Burada f (Hz) temel bileşen, f_p (Hz) ise paralel rezonans frekansıdır. S_k (VAr) kaynağın kısa devre gücünü, S_c (VAr) ise kapasitör gücünü belirtir. Bundan sonra paralel rezonans olasılığı, sistem hesaba katıldığı zaman ortaya çıkabilir. Şekil 4.1'de B alıcısından gelen harmonik akım, burada yüksek bir harmonik empedansla karşılaşır. Bu, sistem indüktansı (L_s) veya sistem kapasitansı (C_s) yada yük kapasitansı (C_y) arasındaki rezonansdan dolayı olabilir.

Varolan rezonans koşullarını belirlemek için, baradaki harmonik gerilim ile birlikte her bir kaynak, alıcı ve yükteki harmonik akımları ölçmek gereklidir. Buradan güç sistemi içine akan akım, gerilim yüksek değerde iken küçük olursa, güç sistemi içindeki rezonans belirtilebilir.

4.1.3 Seri rezonans

Daha yüksek frekanslarda şekil 4.2'de verilen sistem dikkate alındığı zaman, kapasitif empedans azalırken yük önemsenmeyebilir.



Şekil 4.2 Seri rezonans devresi

Bu koşullar altında, denklem (4.2)'deki eşitlik sağlandığı zaman, bir rezonans koşulu ortaya çıkacaktır.

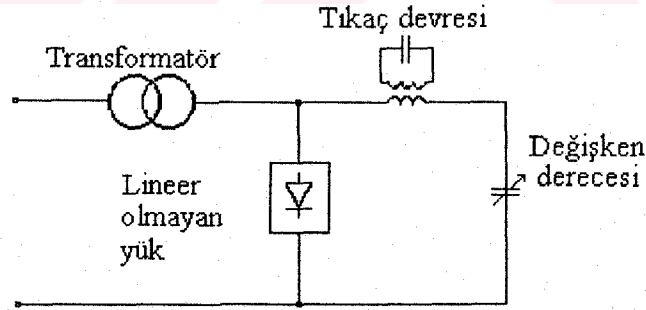
$$f_{\text{seri}} = f \sqrt{\left[\frac{S_{tr}}{S_c Z_{tr}} - \frac{S_y^2}{S_c^2} \right]} \quad (4.2)$$

Burada f_{seri} (Hz) bir seri rezonans frekansını, S_{tr} transformatör gücünü, Z_{tr} transformatörün pu empedansını, S_y ise yük nominal değerini (dirençli) gösterir. Seri rezonansta, küçük harmonik gerilimlere bağlı olarak yüksek kapasitör akımları akabilir. Akacak olan gerçek akım devrenin kalite faktörü Q'ya bağlı olacaktır. Bu değer 500 Hz'de tipik olarak 5'e eşittir.

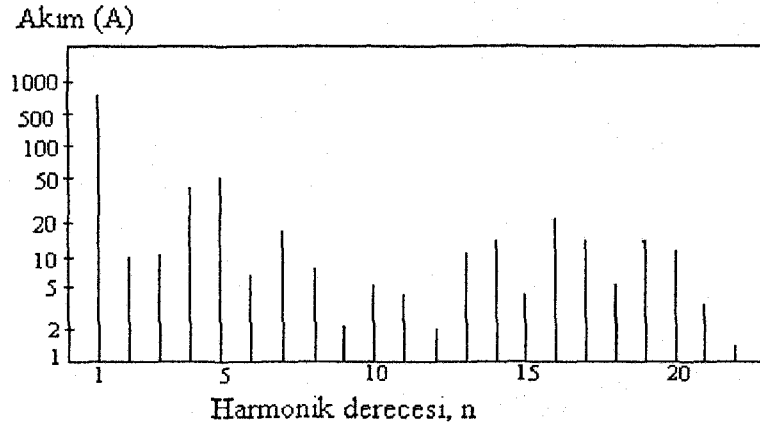
4.1.4 Sistem davranışındaki rezonansın etkileri

Rezonanslar, kapasitörlere ve özellikle güç faktörü düzeltme kapasitörlerine bağlı olarak düşünülmüştür. Bu kapasitörler, aşırı yük akım kabiliyetinin değişen seviyelerini gösteren standartlara göre yapılır. Tipik olarak aşırı yük kabiliyeti, % 15 'den (İngiltere) başlayarak, % 30 ile (Avustralya ve Avrupa) % 80'e kadar (Amerika Birleşik Devletleri) olan yüksek değerler arasında değişir.

Rezonans etkilerinin neden olabileceği hataları engellemek için, dalgalılık kontrolü yapılır. Bu tür sistemlerde ayarlanmış tıkaçlar (filtreler), güç faktörü düzeltme kapasitörleri, düşük empedans elemanlarında absorbe edilmiş olan sinyalleme frekansını engellemek için kullanılır. Tipik bir örnek, şekil 4.3'de verilmiştir. Kapasitörlerin bağlı olduğu bölgede rezonans oluşur ve aşırı harmonik akımlar akabilir, ayar kapasitörleri zarar görebilir. Şekil 4.4'de ise seri rezonans tipi bir sistemde kaydedilmiş olan harmonik akımlar gösterilmektedir.



Şekil 4.3 Dalgalılık kontrol sinyali için ayarlanmış durdurucu devre



Şekil 4.4 Bir tıkama devresi içinde ölçülmüş harmonik akımlar

4.2 Kapasitör Gruplarında Harmoniklerin Etkisi

Elektrik tesislerinde, reaktif güç kompanzasyonu amacı için, tüketicilerin bağlı oldukları baralara kondansatörler paralel bağlanırlar. Eğer baraya harmonik üreten lineer olmayan yükler de bağlı ise, bu durumda kondansatörler harmonikli gerilimler tarafından beslenirler ve aşırı akım çekerler. Kondansatörlerin kapasitif dirençleri, bobinlerdeki reaktansların aksine daha küçük değerlere sahiptirler. Bundan dolayı, kondansatör akımındaki harmoniklerin genlikleri, kondansatöre uygulanan gerilim genliklerinden büyük olur. Harmonikli bir gerilim altında kondansatörün çektiği akımın efektif değeri, harmonikli gerilimin efektif değerine eşit, sinüs biçimindeki bir gerilim altında çektiği akımdan büyük olur. Kompanzasyon tesislerinin tasarımında bu durumların gözönüne alınması gerekir.

Kapasitör karakteristikleri ile ilgili standartlar, sinüs biçiminde olmayan bir dalga şekli ortamında uygulanırken, güvenilir bir servis istenilirse, aşılmaması gerekli olan sınırlamaları içerirler. Bunlar, kapasitörün nominal reaktif güç kapasitesi, nominal uç gerilimi ve nominal efektif akımıdır. Kapasitörler için kabul edilen standartlar, nominal reaktif gücün % 135'inde sürekli çalışma için uygundur. Bu tolerans aşağıdaki ifadelerde gereklidir.

- 1) Kapasitör ucunda bastırılmış olan harmonik gerilimlerin yol açtığı reaktif gücün ilavesi için,
- 2) Etiket oranındaki aşırı temel bileşen geriliminin yol açtığı reaktif gücün ilavesi için (Fakat standartlar tarafından % 10 içinde sürekli maksimum aşırı gerilime izin verilmiştir.)
- 3) Üretim toleransının neden olduğu aşırı kapasitans reaktif güç ilavesi için (Standartlar, % 0-15 kapasitans üretim toleransına müsaade ederler.)

Bu toleranslar sonucu ilave bir reaktif güç gelir, bu özelleştirilmiş % 35 sınırını aşmamalıdır. Örneğin, Kapasitörün % 10'luk temel bileşen aşırı gerilim kabiliyeti tutulmak istenilirse bu, kapasitörün % 35'lik aşırı güç kabiliyetinin % 21'ini içine çekecektir. Reaktif güç sınırlaması birim değer olarak aşağıda verilen denklem ile ifade edilir.

$$Q_{Rt} \leq 1.35 = \sum_{n=1}^{n_{max}} (I_n^2 / n) \quad (4.3)$$

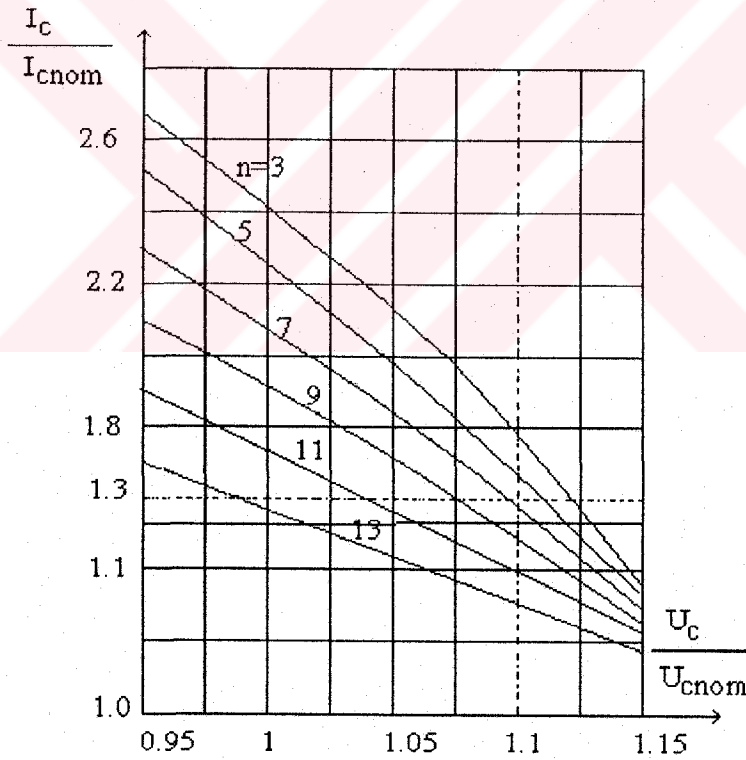
Burada, Q_{Rt} birim olarak toplam reaktif güç, I_n nominal kapasitör harmonik akımı ve n harmonik derecesidir. Şekil 4.5'de kondansatör gücü olarak verilen % 135 sınır değerini aşmadan, çeşitli harmonik derecelerinde gerilime bağlı olarak akımın aldığı değerler grafik halinde verilmektedir. Bu grafik incelendiğinde, akımın müsaade edilen efektif değeri, gerilim arttıkça düşmektedir. Ayrıca yüksek dereceli bir harmonik mevcut ise, kapasitif güç bakımından daha büyük akımlara izin verilir. Bunun için TS 804, % 130 gibi bir sınır değer tesbit etmiştir. Bu demektir ki; Nominal gerilim altında kondansatör akımı, nominal akımın 1.3 katını aşmadığı sürece, kondansatör akım harmonikleri ile aşırı yüklenmiş olmaz.

İkinci kapasitör güç sınırlaması gerilime bağlıdır. Standart, toplam efektif uç gerilimi %10'u aşmayacak şekilde, hem efektif gerilimi hemde tepe gerilimi olarak belirtilir ve

$$V_t \leq 1.10 = \left[\sum_{n=1}^{n_{\max}} V_n^2 \right]^{1/2} \quad (4.4)$$

denklemleri ile hesaplanır. Bu denklemlerde, V_t toplam efektif uç gerilimini, V_n ise n. harmonik efektif gerilimini gösterir.

Efektif gerilim değerlendirmesi, kapasitörün ömrünü etkileyen ve tepeden tepeye gerilimin fonksiyonu olan korona etkisini hesaba katmaz. Standartlara göre, tepeden tepeye gerilimdeki bir sınırlama, nominal efektif gerilimin $1,2\sqrt{2}$ değeri ile çarpılarak belirlenir.



Şekil 4.5 % 135'lik sınır değeri aşılmadan çeşitli harmonik derecelerinde akımın gerilime bağlı olarak değişimi.

Toplam tepe uç gerilimi;

$$V_{TP} \leq 1.2\sqrt{2} = \sqrt{2} \sum_{n=1}^{n_{max}} V_n \quad (4.5)$$

denklemleri ile gösterilir. Burada V_{TP} toplam tepe uç gerilimini, V_n ise harmonik ve temel bileşen gerilimini gösterir.

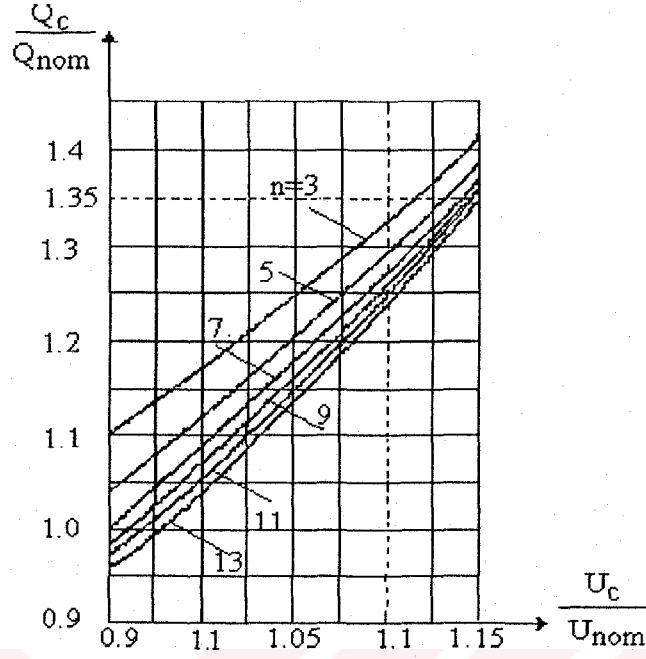
Bu metot, baskın harmonik ve temel bileşen arasındaki faz açılarında oluşan farklılıklardan meydana gelen harmonik gerilim genliklerinin aynı dağılımında oluşabilecek, çok farklı dalga şekilleri ve tepe gerilimlerini tanımlamaktadır. Uygulanan bir gerilimde kondansatörün ömründe kısa devreye neden olacak olan her artış ve normal temel bileşen gerilim dalgalanmaları için, izin verilen toleransı %10 kadardır. Şekil 4.6'de ise, kondansatörün çektiği akım, % 130 sınır değerini aşmadan, çeşitli harmonik derecelerinde gerilime bağlı olarak gücün aldığı değerleri grafik halinde vermektedir.

Akım ve gerilimin değerinde kondansatörün verdiği güç, harmoniklerin derecesine ancak düşük bir ölçüde bağlıdır. Fakat gerilimin karesi ile orantılı olarak artmaktadır. Kondansatör akımının ve geriliminin belirli sınırlarda tutulması, harmonikli gerilimlerde kondansatörlerin aşırı yüklenmesini önler.

Bilindiği gibi, kapasitörler arasındaki seri ve paralel rezonanslar ile sistemin diğer bölümleri, aşırı gerilimlere neden olurlar ve bunun sonucu olarak oluşan yüksek akımlar kayıpları artırır, kapasitörlerde aşırı ısınma ve zarara neden olurlar.

4.3 Harmoniklerin Direnç Üzerindeki Etkisi

Harmoniklerin frekansının artması ile deri etkisi (skin-effect) sonucu iletkenin kullanılan kesiti azalmaktadır. İletkenin temel bileşen omik direnç değerine harmoniklerden dolayı R_h direnci ilave olmaktadır. Harmonikli akıma gösterilen omik direnç değeri $R=R_0+R_h$ olmaktadır.



Şekil 4.6 Kondansatör akımının % 130'luk sınır değerini aşmadan, çeşitli harmonik derecelerinde kondansatör gücünün gerilime bağlı değişimi

Deri etkisi ile oluşan direnç değeri literatürde yaygın olarak kabul gören ampirik bir bağıntıyla hesap edilebilir.

$$x = 1,585 \cdot 10^{-4} \cdot \sqrt{f / R_0} \quad (4.6)$$

olmak üzere $0 \leq x \leq 3$ için $R = R_0 K_1$ ve $x > 3$ için $R = R_0 K_2$ dir. Burada

$$K_1 = \frac{1}{2} \left[\left(1 + \frac{x^4}{48} \right)^{1/2} + 1 \right] \quad (4.7)$$

$$K_2 = \left[\frac{x}{2,828} + 0,26 \right] \quad (4.8)$$

R_0 doğru akım direnci ve R deri etkisi dahil olan direnç olarak tanımlanmıştır.

4.4 Harmoniklerin Reaktans Üzerindeki Etkisi

Elektrik şebekelerinin (hatların, motorların, transformatörlerin vb.) modellenmesinde reaktanslar oldukça geniş bir yer tutmaktadır. Temel harmonikteki değeri X_L olan bir endüktif reaktans, n . harmonikte

$$X_{L,n} = nX_L \quad (4.9)$$

değerini alır. Benzer şekilde, temel harmonikteki değeri X_c olan bir kapasitif reaktans, n . harmonikte

$$X_c = X_c/n \quad (4.10)$$

değerini alır. Her iki durum içinde, reaktansın lineer bir eleman olduğu kabul edilmektedir.

4.5 Harmoniklerin Kayıplara Etkisi

Harmonikli akım akan devreler şebekeden

$$S = \left(\sum_{n=1}^N S_n^2 \right)^{1/2} \quad (4.11)$$

ile ifade edilen görünen gücü çekerler. Burada S_n , n . harmoniğe ait görünen güçtür. $n=1$ için temel bileşen (yük) gücü olduğuna göre şebekeden çekilen harmonik güç

$$S_h = \left(\sum_{n=2}^N S_n^2 \right)^{1/2} \quad (4.12)$$

olacaktır. Omik direnci R olan bir iletkenin geçen ve N tane harmoniği içeren bir akımın ani değeri ,

$$i(t) = \sum_{n=1}^N i_n(t) \quad (4.13)$$

olmak üzere efektif değerinin

$$I = \left(\sum_{n=1}^N I_n^2 \right)^{1/2} \quad (4.14)$$

olduğu bilinmektedir. Bu durumda n . harmonik için "akım harmoniği oranı" tanımlanırsa

$$\alpha_n = I_n / I_1 \quad (n = 1, 2, 3, \dots) \quad (4.15)$$

ve üç fazlı sistemde oluşacak toplam omik kayıplar

$$P_K = 3 \sum_{n=1}^N R_n I_n^2 \quad (4.16)$$

yazılabilecektir. Burada I_n , n . harmonik akımın efektif değeri olup R_n , hattın n . harmonik frekansındaki direncini gösterir. Direncin frekansla değerinin artması ihmal edilirse,

$$P_K = 3RI^2 = 3RI_1^2 \left(1 + \sum_{n=2}^N \alpha_n^2 \right) \quad (4.17)$$

şeklini alır. Denklem (4.17)'den de görüldüğü gibi, akım harmoniği arttıkça temel bileşen omik kayıplarına ilave olan kayıplar da etkin olmaktadır. Magnetik çekirdekli bir elemanda (motor, transformatör vb.) oluşacak demir

(nüve) kayıpları ise şu şekilde ifade edilebilir. Magnetik çekirdekli bir elemana, uygulanan gerilimin ani değeri

$$v(t) = \sum_{n=1}^N V_n(t) \quad (4.18)$$

ve efektif değeri

$$V = \left(\sum_{n=1}^N V_n^2 \right)^{1/2} \quad (4.19)$$

olmak üzere oluşacak demir kayıpları

$$P_{Fe} \cong C_m V^2 = C_m \sum_{n=1}^N V_n^2 \quad (4.20)$$

veya n. harmonik için tanımlanan "gerilim harmoniği oranı" ifadesi

$$\beta_n = V_n / V_1 \quad (n=2,3,\dots,N) \quad (4.21)$$

kullanılarak

$$P_{Fe} \cong C_m V_1^2 \left(1 + \sum_{n=1}^N \beta_n^2 \right) \quad (4.22)$$

şeklinde yazılabilir. Burada C_m , makinanın yapısı ile ilgili bir sabittir. Harmonikli gerilim uygulanan bir kapasite elemanındaki kayıplar ise

$$\sum_{n=1}^N C(\tan \delta) \omega_n V_n^2 \quad (4.23)$$

şeklinde hesaplanabilir. Burada;

$$\tan\delta=1/RwC \quad (4.24)$$

ile ifade edilen kayıp faktörüdür. $w_n = 2\pi f_n$, n. harmonik için açısal frekans olup V_n , n. harmoniğin efektif değeridir.

4.6 Güç Elektronik Düzenekli Donanımlar Üzerine Harmoniklerin Etkisi

Güç elektroniği devreleri, sıfır geçiş noktalarına duyarlı bir şekilde çalışıyor ise, sistemlerin oluşturmuş olduğu harmonikler güç elektroniği cihazlarının düzensiz çalışmasına neden olurlar. Bir rezonans koşulu, her yarım periyatta birden fazla sıfır noktasından geçen bir dalga şekli için meydana gelebilir. Bu da güç elektronik cihazlarından doğan problemleri artırır. Bu tip cihazlarda, çalışma ortamı kullanıcı kolaylığı açısından çoğunlukla efektif değere göre verilir. Güç elektroniği cihazları harmonikler karşısında düzgün çalışmayabilir. Çünkü doğrudan doğruya dalga şeklinin efektif değerine karşılık gelmeyen bir tepe değerini hissetmektedir. Harmonik etkisinden kaynaklanan güç elektroniği cihazlarına ait diğer arızalar ise aşağıdaki şekilde verilebilir.

- 1) Ölçme donanımındaki hatalar ,
- 2) Röleler ve kesicilerde oluşan arızalar ,
- 3) Ateşleme devrelerinin sıfır gerilim geçişlerinin kararsız çalışması ,

4.7 Güç Ölçümünde Harmoniklerin Olumsuz Etkileri

Üç faz güç ölçümünde harmoniklerin etkilerini incelemek için, bu harmoniklerin etkilerinin analizi yapılmıştır. Hem gerilim hem de akım dalga şeklinde oluşan harmonikler incelenecektir. Gerilim dalga şekli;

$$V = \sum V_n \cdot \sin(nwt + \theta_n) \quad (4.25)$$

denklemleri ile ifade edilir. Bu ifade de; V_n harmonik gerilim genliğini, n harmonik derecesini, θ_n harmonik gerilim faz açısını belirtir. Akım dalga şekli de, aşağıdaki denklem ile gösterilebilir.

$$i = \sum I_n \cdot \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (4.26)$$

burada, I_n harmonik akımın genliğini, n harmonik derecesini, φ_n harmonik akımın faz açısını gösterir. Böylece gerçek güç ,

$$\frac{1}{T} \int_0^T v \cdot i \cdot dt = \frac{W}{2\pi} \int_0^{2\pi/\omega} e(\omega t) \cdot i(\omega t) \cdot dt \quad (4.27)$$

olur. $n \neq m$ için,

$$\int_0^{2\pi} \sin(mt) \cdot \sin(nt) \cdot dt = 0 \quad (4.28)$$

$n = m$ için ise,

$$\int_0^{2\pi} \sin(nt) \cdot \cos(nt) \cdot dt = 0 \quad (4.29)$$

denklemleri verilir. Böylece harmoniklerin var olması halindeki gerçek güç, her bir harmonik ve temel bileşen için gerçek güçlerin toplamı şeklinde olacaktır. Sadece temel bileşenden meydana gelen, bir gerilim dalga şeklinin olduğu özel bir duruma gözönüne alınmış olsun. Yük akımı çeşitli harmoniklerden meydana gelirse, gerçek güç;

$$(w/2\pi) \int_0^{2\pi/\omega} E_1 \cdot \sin \omega t \sum I_n \cdot \sin(n\omega t + \varphi_n) \cdot dt \quad (4.30)$$

denklemleri ile ifade edilebilir. Tüm harmonik terimler sıfıra eşittir. φ_1 , gerilime göre akımın faz açısı ise, bu durumda gerçek güç,

$$(w/2\pi) \int_0^{2\pi/w} (E_1 \sin wt) \cdot I_1 (\sin nwt \cos \varphi_1 + \cos wt \sin \varphi_1) dt \quad (4.31)$$

olur. Daha önce belirlendiği gibi,

$$\int_0^{2\pi/w} I_1 (\sin wt \cos wt \sin \varphi_1) dt = 0 \quad (4.32)$$

olduğundan, gerçek güç denklemi;

$$\text{Gerçek güç} = E_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1 \quad (4.33)$$

şeklinde verilir.

Mikroişlemci teknolojisi ve hızlı analog/dijital dönüştürücüleri ile bir periyot üzerinde çeşitli zamanlardaki faz akım ve gerilimlerin genliklerini ölçmek mümkündür. Herbir ölçüm örnek olarak, örnekler arasındaki ölçüm ise örnekleme aralığı olarak tanımlanır. Örneğin ne kadar sık olacağı, giriş dalga şeklindeki mevcut harmoniklerin sayısı ile belirlenir. Ölçülecek büyüklüğün örnekleme frekansı, giriş sinyalinin en yüksek frekansından iki kez daha yüksek olmalıdır.

Faz gerilim ve akım örnekleri birkez alındığında, bunların birlikte çoğaltılması ve belirtilecek olan zaman aralıklarındaki gerçek güce eklenmesi gerekir. Gerilim ve akım arasındaki faz farkının kosinüsü ile gerilim ve akımın çarpılması sonucu elde edilen gerçek güç değeri, sistemde harmonikler mevcut olmadığı durumlarda doğru, aksi durumda hatalı sonuçlar verebilir.

BÖLÜM 5

FİLTRELER

GİRİŞ

Bu bölümde daha önceki bölümlerde bahsedildiği gibi, elektrik sistemlerindeki harmoniklerin yokedilmesinde kullanılan filtre devreleri incelenmiştir. Daha sonraki bölümde ise bu filtrelerin elektrik devrelerinde uygulanışı ve ve harmoniklerin yok edilmesindeki etkisi incelenecektir.

5.1 Filtrenin Tanımı

Bir (elektrik) filtresi, bir kaynak ile bir alıcı arasına konulan ve frekansları belli sınırlar arasında bulunan akımları geçirip (yani pek az zayıflatıp) diğer frekanstaki akımları durduran (yani adam akıllı zayıflatan), bir sığa ve indüktans kombinezonudur.

Mesela; filtreler : Bir doğru akımı alternatif akımdan, bir sınırdan yukarı frekanslı alternatif akımları daha aşağı frekanslı alternatif akımlardan ayırabilir. Yine filtreler frekansları belli iki sınır arasında olan alternatif akımları, frekansları bu sınırların dışında kalan alternatif akımlardan ayırabilirler.

Ayrıca filtreler girişten çıkışa geçen bir dalganın içerdiği harmoniklerin dđiştirilmesi amacına hizmet ederler.

Filtreden geçen her devamlı frekans dizisi bir geçen band teşkil eder. Bir band, sınırlı iki frekans ile sınırlanmış ise içeri band, sınırlardan biri sıfır veya sonsuz ise kenar banddır.

Geçen bandların hepsi birden süzme bölgesini teşkil eder. Bölgede istenilen sayıda geçen band bulunabilir. Genel olarak, bu sayı küçük olur. En çok kullanılan filtrelerin birtek geçen bandı vardır. Eğer bu band sıfırdan belli bir frekansa kadar uzanıyorsa filtre aşağısını-geçiren; belli bir frekanstan sonsuza kadar uzanıyorsa yukarısını-geçiren ve eğer, geçen band belli iki sınır arasında ise band-geçiren'dir.

5.2 Filtre Bileşenlerinin Özellikleri

İlgili baradaki kondansatör, indüktör ve rezistörün nominal akım ve gerilimde, temel ve harmonik gerilimlerin bilinmesiyle, onların aktif-reaktif güçleri ve kayıpları hesaplanabilir.

Filtre devresinin kapasitör, indüktör ve direnç bileşenlerini hasarlardan korumak için, bu elemanları değerleri mevcut sistemlerin en kötü çalışma koşullarına göre seçilmelidir. Örneğin en yüksek temel gerilim, en yüksek frekans sapması, filtre ve ac sistem arasında olabilecek rezonanstan ve diğer kaynaklardan gelebilecek harmonik akımlar gibi verilere dayanılarak filtre devresi dizayn edilmelidir.

5.2.1 Kapasitörler

Kapasitörler bir sistem için gerekli olan nominal kVA'yı elde edebilmek için seri veya paralel bağlı üniteler oluştururlar. Kapasitörlerin temel özellikleri aşağıdaki gibidir.

- i) Kapasitenin ısı katsayısı
- ii) Birim hacimdeki reaktif güç
- iii) Güç kayıpları
- iV) Güvenilirlik (Emniyet)
- V) Fiyatı

Yukarıda belirtilen maddelerdeki gibi faktörler kapasitörlerde önemli faktörlerdir.

Kapasitörün kendi kendine ısınmasıyla veya çevre ısısıyla kapasitenin değişiminin sebep olduğu bozukluklardan kaçınmak için akortlu filtrelerin kapasitansının sıcaklık katsayısının çok düşük olması istenir. Bu özellik söndüren filtreler veya güç kapasitörleri için önemli değildir.

Kapasitörler çok yüksek gerilimler altında çalışmasından ve düşük kayıplara sahip olmasından birim hacimde yüksek reaktif güç bulundurur. Bu sonuçlardan, dielektriğin ısıdan dolayı tahrip olmasını önlemek için uzun süreli çalışmalarda aşırı gerilimlerden mümkün mertebe sakınılır ve hatta dielektriğin iyonlaşarak tahrip olmasını önlemek için çok kısa çalışmalarda dahi aşırı yüksek gerilimlerden kaçınılır.

Kapasitörlerin gerekli nominal reaktif gücü, bağlı olduğu her bir frekanstaki reaktif güçlerin toplamıdır.

5.2.2 İndüktörler

İndüktörler yüksek frekansları içeren devrelerde, yüksek frekanslar için gerekli dizaynın yapılabilmesi için filtre devrelerinde kullanılır. Örneğin skin-effect (deri) etkisi ve histerezis kayıpları güç kayıplarının hesaplanmasında gözönüne alınmalıdır. O halde demirdeki akı seviyesinin etkisi gözönünde bulundurulmalıdır. Çünkü o lineer olmayan manyetik gürültülere sebep olur. Demir çekirdekler kullanılması, düşük akı yoğunluğunun kullanımına neden olur.

Aşırı baskın harmonik frekanslarda Q (kalite faktörü), en düşük maliyet için seçilmelidir ve genellikle 50-150 arasındadır. Bundan başka normal olarak

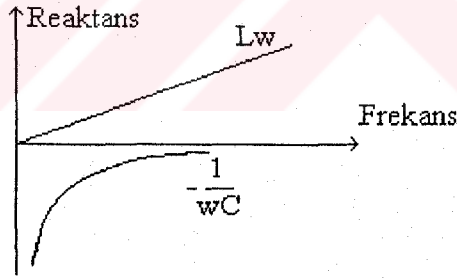
daha küçük Q değerleri gereklidir ve bunlar seri rezistörler kullanılarak değiştirilirler.

İndüktör ana olarak anahtarlama dalgalanmalarına karşı gerekli yalıtım seviyesine ve maksimum akımın efektif oranlarına bağlıdır.

5.3 Direnci İhmal Edilebilen Basit Filtrelerin Yapısı Ve Süzme Bölgesi

Çeşitli filtrelerin yapılarını incelemek için, reaktansların (dirençsiz empedans) birtakım özelliklerini gözönünde ve hatırdta bulundurmamak zarureti vardır. Bu özellikler kısaca özetlenirse;

1) Basit elemanların (endüktans veya sığa) reaktansları frekansla beraber artar. Gerçekten, bu reaktans endüktans için $L\omega$, sığa için $-1/\omega C$ dir. Burada ω , $2\pi f$ e eşittir. Şekil 5.1, reaktansın frekansın fonksiyonu olarak değişimini gösterir.

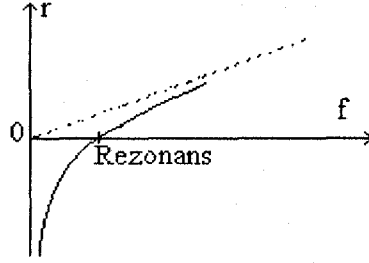


Şekil 5.1 Reaktansın frekansın fonksiyonu olarak değişimi

2) Basit devrelerin yani bir indüktansla bir sığa içeren devrenin reaktansları da frekansla artar. Gerçekten, eğer L endüktansı ile C sığası seri iseler, topluluğun reaktansı,

$$\left[L\omega - \frac{1}{\omega C} \right] \text{ dir} \quad (5.1)$$

Bu değer, Şekil (5.2) grldğ gibi rezonans frekans için sıfır olur.

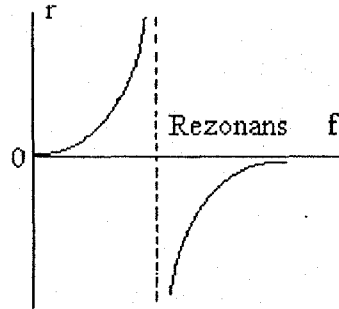


Şekil 5.2 Rezonans devresi

Seri halinde bir indktansla bir sğanın teşkil ettiği devre rezonans devresi olarak tanımlanır. Őimdi endktansla sğanın paralel olduğu kabul edilirse, topluluğun reaktansı;

$$\frac{L\omega}{1-LC\omega^2} \quad (5.2)$$

olur ve rezonans frekans için bunun değeri, sıfır değil, sonsuzdur. Bu sebepten dolayı, paralel bağlanmış bir endktansla bir sğanın teşkil ettikleri devre antirezonans devresi olarak tanımlanır. Çoğu zaman buna tka da denir. (Şekil 5.3)



Şekil 5.3 tka devresi

Basit bir devre ister rezonans ister antirezonans devresi olsun reaktansın, rezonans frekansında işaret değiştirdiği grlr. Bu frekansın bir tarafında

reaktans pozitifdir ve devre “self etkisi”ne sahiptir. Diğer tarafta reaktans negatifdir ve devre “ sığa etkisi”ne sahiptir. Buna göre, eğrinin f ekseninin bir tarafında kalan parçasına kol dersek, görüyoruzki, basit devrelerin reaktans eğrileri daima iki kolludur.

3) Reaktansın rezonansda işaret değiştirmesinden dolayı, n basit elemandan kurulmuş karışık devrelere de uygulamak kolaydır. Gerçekten, karışık devreyi teşkil eden her basit devrenin, orada reaktansın işaret değiştirdiği bir rezonans frekansı vardır. Bu rezonans devre ya bir self etkisi veya bir sığa etkisi gösterir. Binaenaleyh iki basit devrenin herhangi bir şekilde birleştirilmesi, tabiatı rezonansda değişen, self veya sığadan ibaret, iki basit elemanın birleştirilmesi demek olur. Şu halde reaktans artarak gidecek ve eğri iki defa işaret değiştirerekten sıfır veya sonsuz olacaktır. Şu halde dört tane elemanlı olan, iki basit devreden oluşan bir karışık devrenin reaktans eğrisinin dört kolu olacaktır. İlk iki, sonra birçok buna benzer toplulukları birleştirerek n elemanlı ve istenildiği kadar karışık bir devre teşkil edilebilir. Ve aşağıdaki özellikler daima mevcuttur.

a) Reaktans daima artarak gider

b) Reaktansı gösteren eğrinin, devre ne kadar basit eleman ihtiva ediyorsa o kadar kolu vardır. Yani devreyi oluşturan eleman sayısı arttıkça kol sayısı da artacaktır.

Dolayısıyla, genel olarak, belli elektriki özellikleri elde etmek için bir devrenin n elemanını değişik şekillerde birleştirerek çeşitli topluluklar elde edilebilir sonucu çıkartılabilir.

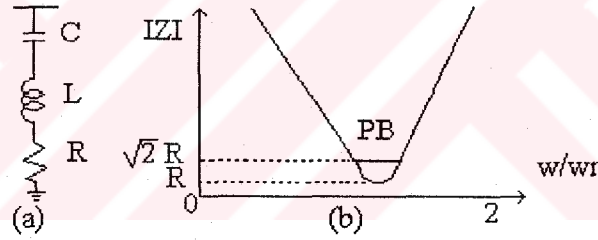
5.4 Filtrelerin Kullanıldığı Yerler

Filtrelerin genel olarak kullanıldığı yerler; Doğrultucudan beslenen bir yükün gerilim dalgasının düzeltilmesinde, evirici çıkış dalga şekillerinin harmonik bileşenlerinin azaltılmasında, ac sistemlere yansıtılan istenmeyen harmonik

bileşenlerin azaltılmasında ve radyo frekans karışımlarının önlenmesinde kullanılır.

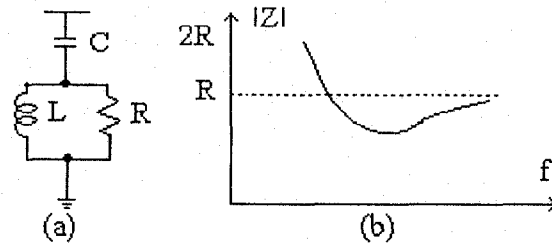
5.5 Tanımlamalar

Paralel filtrelerin indüktif ve kapasitif reaktanslarını, frekansla oynayarak eşit yapıp rezonansa getirilir. Filtrelerin kalitesi (Q) ayar netliğinden bulunabilir ve filtreler yüksek Q tipinde veya düşük Q tipinde olur. Yüksek Q'su olan filtreler daha düşük harmonik frekanslardan biri için (Örneğin 5. harmonik için) ve tipik değerleri 30-60 arasındadır. Düşük Q'lu olan filtreler genel olarak 0.5-5 arasında ve geniş frekans alanında düşük empedansa sahiptir. Daha yüksek dereceli harmoniklerin eliminasyonu için kullanıldığında (Örneğin 17. harmonik için) yüksek geçiren filtreler kullanılır. Yüksek ve düşük Q'lu filtrelerin tipik örnekleri şekil 5.4 ve 5.5'de verilmiştir.



Şekil 5.4 a) Tek akortlu paralel filtre devresi

b) Tek akortlu paralel filtrenin frekansa karşı empedansı



Şekil 5.5 a) İkinci derece söndüren paralel filtre devresi

b) İkinci derece söndüren paralel filtre devresinin frekansa karşı empedansı.

Akortlu bir filtrede Q , rezonansta endüktansın (veya kapasitansın) rezistansa oranı olarak bulunur.

$$Q = X_0 / R \quad (5.5)$$

Şekil 5.4 (b)'de gösterildiği gibi band-geçiren filtre (PB) rezistansı, onun reaktansına eşit olduğu andaki frekanslarla sınırlandırılır. Örneğin empedans açısı 45° 'dir ve empedans modülü $\sqrt{2}R$ 'dir. Kalite faktörü band geçirme ile alakalıdır.

$$Q = w_n / PB \quad (5.6)$$

Burada w_n akortlanan açısal frekanstır ve birimi radyan bölü saniyedir. Nominal akortlu frekansta, filtre akordunun bozulmasının derecesi δ faktörü ile belirtilir. Bu faktör değişik etkileri içerir.

- (i) Temel (besleme) frekansında değişimler
- (ii) Yıpranma ve ısınmayla filtre kapasitesinde ve endüktansında değişimler
- (iii) İmalat toleransları ve sonlu ayar basamaklarının genişliği, ayar dışı başlangıca sebep olur.

Nominal birim ayar frekansında akort bozulmasının tamamı

$$\delta = (w_n - w) / w_n \quad (5.7)$$

ile verilir. Bundan başka L veya C 'nin % 2'lik değişimi, sistem frekansının % 1'lik değişimine sebep olur. Bundan başka δ aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\delta = (\Delta t / f_n) + 1/2(\Delta L / L_n + \Delta C / C_n) \quad (5.8)$$

5.5.1 Filtre dizayn kriteri

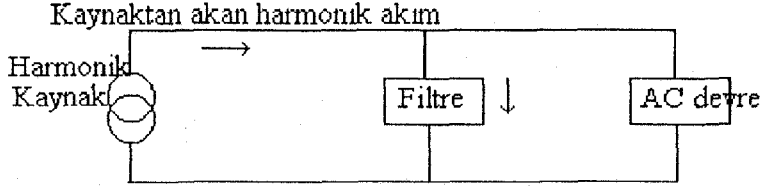
Temel frekansta filtrenin temin ettiği reaktif güç, filtrenin boyutlarını ve gücünü belirler. Aslında filtrenin büyüklüğü, kapasitör tarafından beslenen sistemin temel reaktif gücüne eşittir. Bir filtre kollarının hepsinin toplam büyüklüğü harmonik kaynağın reaktif güç ihtiyaçları ve ac şebekeden bu ihtiyaçların ne kadarının beslenebileceği ile bulunur.

Filtre dizaynının ideal kriteri; Tamamını elimine etmenin çok zor olduğu telefon karışımlarını içeren dalga şekli bozunumlarına sebep olan etkilerin hepsinin yokedilmesidir. Fakat bu ekonomik ve teknik sonuçlar için gerçekçi değildir. Teknik açıdan, ac şebekelerin heryerindeki harmonik dağılımını bilmeden önce filtre tasarlamak çok zordur. Ekonomik açıdan telefon karışımlarının azaltılması normal olarak telefon sistemleri ve diğer güç sistemlerinde koruyucu tedbirler alınarak daha ekonomik olarak tasarlanabilir. Akım harmonikleri ve gerilim harmonikleri terimlerinin her ikisinde ifade edilen problemleri, diğer alıcılara ortak kuplaj noktasında, problemi, kabul edilebilir bir seviyeye indirmek için daha çok pratik kriterler önerilir. Filtre dizaynı için harmonik gerilimine dayandırılan kriter daha geneldir. Çünkü, şebeke empedansı değiştiğinde onu uygun gerilim sınırları arasında tutmak, akım seviyesi sınırları arasında tutmaktan daha kolaydır.

Gerekli harmonik sınırlamalarının tamamı için filtre dizaynı, aşağıdaki adımları gerektirir.

- (i) Lineer olmayan yükler tarafından üretilen harmonik akım spektrumu, ilgili frekanslarda, şekil 5.6'da görülen ve ac sisteme paralel filtrelerden meydana gelen devreye enjekte edilir ve harmonik gerilimler hesaplanır.
- (ii) i'nin sonuçları özel parametrelerin bulunması için kullanılır. Örneğin gerilim bozunumu.

(iii) Filtre bileşenlerini oluşturan kapasitör, indüktör ve direnç üzerindeki akım ve gerilimlerden, onların kayıpları ve nominal değerleri hesaplanır.



Şekil 5.6 Gerilim harmonik bozulmalarının hesaplanması için devre

Filtre dizaynında gözönünde bulundurulması gereken bileşenler akım kaynağı, filtre admitansı ve sistem admitansı olarak üçe ayrılabilir. Akım kaynağının içindekiler yükün durumuna göre ve (statik dönüştürücü kısımlarda) tetikleme açısı durumlarına göre değiştirilmelidir. Filtre ve sistem admitansları, maksimum gerilim bozulmasıyla sonuçlanacak, her bir frekansta minimum eşdeğer admitansın hesabı yapılır.

Ayrıca filtre dizaynı enjekte edilen harmoniklerin spektrumunun tamamını azaltma kapasitesinde olan, tek geniş band-geçiren devredir. (Örneğin 6 darbeli dönüştürücülerde 5. harmoniğin üstündekiler için). Bundan başka hedeflenenin başarılabilmesi için gerekli kondansatör çok daha büyüktür ve genellikle tek kollu akortlu filtrelerle daha düşük dereceli harmonikleri zayıflatma çok daha ekonomiktir

5.5.2 Akortlu filtreler

Tek akortlu bir filtre, harmonik bir frekansa akortlu (şekil 5.4'de gösterildiği gibi) seri RLC devresidir. Devre empedansı

$$Z_1 = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \quad (5.9)$$

ile verilir. Devre empedansı rezonans frekansında (f_n) R'ye indirgenir. R, L ve C'nin seçimi için genellikle gözönünde bulundurulması gereken iki temel parametre vardır. Bunlar kalite faktörü Q ve halihazırda bulunan bağıl frekans sapması (δ)'dur. Filtre empedansını Q ve δ terimleriyle ifade edebilmek için aşağıdaki bağıntılar uygulanır.

$$\omega = \omega_n(1+\delta) \quad (5.10)$$

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (5.11)$$

(Akortlu açısal frekans rad/sn olarak)

$$X_0 = \omega_n L = \frac{1}{\omega_n C} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (5.12)$$

$$Q = \frac{X_0}{R} \quad (5.13)$$

$$C = \frac{1}{\omega_n X_0} = \frac{1}{\omega_n RQ} \quad (5.14)$$

$$L = \frac{X_0}{\omega_n} = \frac{RQ}{\omega_n} \quad (5.15)$$

(5.10), (5.14) ve (5.15) denklemleri, denklem (5.9)'da yerine konursa

$$Z_f = R \left(1 + jQ\delta \left(\frac{2+\delta}{1+\delta} \right) \right) \quad (5.16)$$

elde edilir, düşünülen δ birim olarak kıyaslandığında bağıl olarak çok küçüktür. Dolayısıyla,

$$Z_f \cong R(1+J2\delta Q) = X_0(Q^{-1} + J2\delta) \quad (5.17)$$

ve

$$|Z_f| \cong R(1+4\delta^2 Q^2)^{1/2} \quad (5.18)$$

elde edilir. Genel olarak filtre dizaynında empedanstan ziyade, admitans kullanmak daha kullanışlıdır. Böylece (5.16) ifadesi

$$Y_f \cong \frac{1}{R(1+J2\delta Q)} = G_f + JB_f \quad (5.19)$$

olur. Burada ;

$$G_f = \frac{Q}{X_0(1+4\delta^2 Q^2)} \quad (5.20)$$

$$B_f = -\frac{2\delta Q^2}{X_0(1+4\delta^2 Q^2)} \quad (5.21)$$

dir. Filtrede toplam harmonik gerilim ise;

$$V_{nt} = \frac{I_n}{Y_n + Y_{sn}} = \frac{I_n}{Y_n} \text{ dir} \quad (5.22)$$

olarak bulunur. Dolayısıyla, gerilim bozulmasını minimize etmek için, ac sistemle paralel filtrenin, her yerde admitansının azaltılması gereklidir.

En büyük V_{nt} 'ler için yaklaşık olarak seçilen değerler tam doğru değildir. Bu değerler frekans sapması δ ve şebeke admitansı Y_{sn} 'dir. Bundan dolayı harmonik gerilim δ ile yükselir. Tahmin edilen en büyük sapma δ_m analizde

kullanılmalı ve daha sonra tekrar daha kötü gerçek sistem durumu (en düşük admitans) incelenmelidir.

Dizayn edici, belirli sınırlar arasında Q 'nun değerlerine ve filtrenin büyüklüğüne (temel frekanstaki VA oranları) karar vermelidir. Q ve δ terimleri denklem (5.22)'de yerine konursa;

$$|V_{nt}| = I_n \left(\left[G_{sn} + \frac{1}{R(1+4Q^2\delta^2)} \right]^2 + \left[B_{sn} - \frac{2Q\delta}{R(1+4Q^2\delta^2)} \right]^2 \right)^{-1/2} \quad (5.23)$$

elde edilir. Ac şebeke indüktansının, saf indüktif olması durumunda, filtre dizaynının yapılması çok zordur.

Şebeke empedansının maksimum faz açısı 90^0 'nin altında sınırlandırılır ve genellikle yükselen frekanslarla azaltılır (şebeke kablosunda olmayan yüksek dereceli harmonikler için). Daha yüksek harmonik gerilim δ 'nun ters işaretiyle, Q_{sn} kullanılarak bulunur. Denklem (5.23)

$$|V_{nt}| = I_n \left(\left(|Y_{sn}| \cos \Phi_{sn} + G_f \right)^2 + \left(-|Y_{sn}| \sin \Phi_{sn} + B_f \right)^2 \right)^{-1/2} \quad (5.24)$$

şeklinde yazılır. Φ_{sn} pozitif ve δ negatif yapılarak, $|Y_{sn}|$ sınırları genişletilir.

Maksimum $|V_{nt}|$ 'i veren admitans

$$|Y_{sn}| = \frac{\cos \Phi_{sn} (2Q\delta \tan \Phi_{sn} - 1)}{R(1+4Q^2\delta^2)} \quad (5.25)$$

olur. Gerilim ise

$$|V_{nt}| = I_n \omega_n L \left[\frac{1+4Q^2\delta^2}{Q(\sin \Phi_{sn} + 2Q\delta \cos \Phi_{sn})} \right] \quad (5.26)$$

olarak bulunur. En düşük harmonik gerilimde elde edilen Q optimumdur.

$$Q = \frac{1 + \cos \Phi_{sn}}{2\delta \sin \Phi_{sn}} \quad (5.27)$$

$$|V_{nt}| = I_n \delta \omega_n L \left(\frac{4}{1 + \cos \Phi_{sn}} \right) = \frac{2I_n R}{\sin \Phi_{sn}} \quad (5.28)$$

Bununla beraber bu durumlar altında verilen minimum harmonik gerilimler için genellikle filtrelerin dizayn edilmediğine dikkat edilmelidir. Normal olarak kayıpları azaltmak için, daha yüksek Q seçilir. Filtre dizaynında filtrelerin dönüştürücülerin çalışmasını kısıtlayabileceği gözönüne alınmalıdır. Dönüştürücüler tarafından üretilen toplam harmonik akımlar sürekli filtre kollarında kaldığında, filtreler aşırı streslere maruz kalırlar.

5.5.3 Çift akortlu filtreler

İki tek akortlu filtrenin eşdeğer empedansları şekil 5.7 (a), ve onların frekansları, pratik olarak çift akortlu filtre devreleriyle yaklaşık olarak aynıdır. Şekil 5.7 (b)'de gösterilmiştir. Çift akortlu filtre bileşenleri arasındaki ilişkiler;

$$C_1 = C_b + C_a \quad (5.29)$$

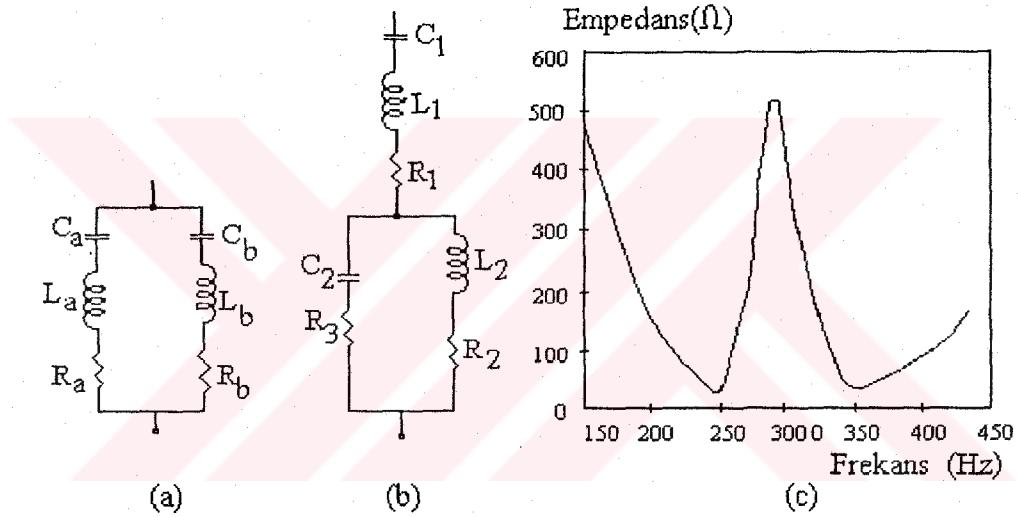
$$C_2 = \frac{C_a C_b (C_a + C_b) (L_a + L_b)^2}{(L_a C_a - L_b C_b)} \quad (5.30)$$

$$L_1 = \frac{L_a L_b}{L_a + L_b} \quad (5.31)$$

$$L_2 = \frac{(L_a C_a - L_b C_b)^2}{(C_a + C_b)^2 (L_a + L_b)} \quad (5.32)$$

$$R_2 = R_a \left[\frac{a(1-x^2)}{(1+ax^2)^2(1+x^2)} \right] + R_b \left[\frac{1-x^2}{(1+ax^2)^2(1+x^2)} \right] + R_1 \left[\frac{(1-x^2)(1-ax^2)}{(1+x^2)(1+ax^2)} \right] \quad (5.33)$$

şeklinde verilebilir. Burada; $a = \frac{C_a}{C_b}$ ve $x = \sqrt{\frac{L_b C_b}{L_a C_a}}$ dir.



Şekil 5.7 Dönüşüm şekli

(a) İki tek akortlu filtre

(b) Çift akortlu filtreler

(c) Beşinci ve yedinci harmonikler için çift akortlu frekanslara karşı empedansın hesaplanması

Çift akortlu filtreler, tek akortlu filtre devreleri ile kıyaslandığında temel frekanslarda güç kaybının azalması avantajlarına sahiptir. Çift akortlu filtrelerin esas dezavantajı hat darbe gerilimlerine tam maruz kalan indüktör sayılarındaki azalmadan dolayı yüksek gerilim uygulamalarıdır.

Üçlü ve dörtlü akortlu filtreler de dizayn edilir. Fakat bunların tanziminin zor olmasından dolayı nadiren bulunur.

5.5.4 Otomatik olarak akortlanan filtreler

Akortlu filtre dizaynında maksimum frekans sapmasının azaltılması dezavantajdır. Bu herbiri otomatik anahtarlı kondansatörlerle veya indüktansların değiştirilmesiyle ayarlanan filtrelerin yapılmasıyla başarılabilir. Genellikle gözönünde bulundurulan % 5 uygunluğudur. Yüksek gerilim dc dönüştürücülerde kullanılan filtrelerde, harmonik frekanstaki reaktif gücü ölçen ve bu ölçülen reaktif gücün genliğine ve işaretine bakılarak, L veya C'nin ayarını yapan kontrol sistemleri kullanılmaktadır. Otomatik filtreler sabit filtrelere göre aşağıdaki avantajlara sahiptir

- (i) Kapasitör oranı daha düşüktür.
- (ii) Birim fiatı ve birim hacmindeki reaktif güç oranı yüksek ve yüksek ısı katsayılı kapasitansa sahip kapasitör kullanılır.
- (iii) Daha yüksek Q'dan dolayı, güç kaybı daha düşüktür. (i) ve (ii)'nin avantajları filtrenin en pahalı elemanı olan kapasitörün fiyatını azaltır.
- (iv) Sistem kayıplarını ve direncinin değerini azaltır.

5.5.5 Söndüren filtreler

Söndüren filtrelerin birkaç avantajı şöyle sıralanabilir.

- (i) Bu filtrenin, ısı değişimlerine, frekans sapmasına, elemanların üretim toleranslarına ve kapasitörü kayıplarına hassaslığı daha azdır.
- (ii) Problemlerin devam etmesi ve anahtarlamaların yükselmesiyle, paralel kolların alt bölünmeleri için, gereksiz harmoniklerin geniş bir spektrumu için düşük empedans temin eder.

(iii) Sık sık akortlu filtrelerin kullanımı, daha düşük akortlu filtre frekansının altındaki harmonik derecelerine veya akortlu filtre frekansları arasında, filtre ve sistem admitansı arasında paralel rezonansla sonuçlanır. Bir veya daha fazla söndüren filtrenin kullanımı, alternatif olarak daha uygun olarak kabul edilebilir.

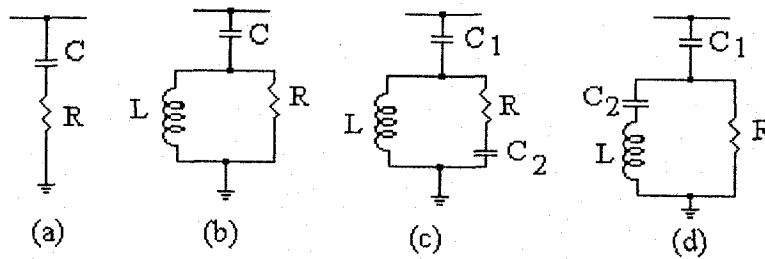
Söndüren filtrelerin ana dezavantajlarını şöyle sıralayabiliriz.

(i) Söndüren filtrelerin, filtreleme performansının benzer seviyede oluşması, birçok durumda güç faktörünün düzeltilmesi ve gerekli sınırlar arasında iyi bir performans elde edilebilmesi için, daha yüksek nominal VA oranlarında dizayn edilmelidir.

(ii) Genellikle direnç ve reaktör üzerindeki kayıplar daha yüksektir.

5.5.5.1 Söndüren filtre tipleri

Şekil 5.9'da gösterildiği gibi 4 tip söndüren filtre vardır. Bunlar birinci derece, ikinci derece, üçüncü derece ve C tipi filtrelerdir.



Şekil 5.8 Yüksek geçiren söndüren filtreler

- (a) Birinci derece
- (b) İkinci derece
- (c) Üçüncü derece
- (d) C tipi

a) Birinci derece filtre büyük kondansatör gerektirdiğinden ve temel frekansta fazla kayıpları olduğundan normalde kullanılmaz.

b) İkinci derece tip filtre daha iyi performans gösterir. Fakat üçüncü derece filtrelerle karşılaştırıldığında daha yüksek temel frekans kayıplarına sahiptir.

c) (c)'nin (b)'ye göre esas avantajı C_2 kondansatörünün varlığından dolayı, mevcut frekansta empedansın yükselmesi sebebiyle , temel frekans kayıplarındaki önemli bir azalmadır. Bundan başka C_2 'nin oranı C_1 'le kıyaslandığında çok küçüktür.

d) C tipi filtrenin performansı (c) ve (b)'nin arasında değişir. Onun esas avantajı frekansa akortlu seri L ve C_2 'den dolayı temel frekans kayıplarındaki azalmadır. Bu filtre temel frekans sapsmaları ve bileşen değer kaymaları için daha hassastır.

5.6 Endüstriyel Güç Sistemlerinde Harmonik Distorsiyonunu Azaltmak İçin Filtre Dizaynı

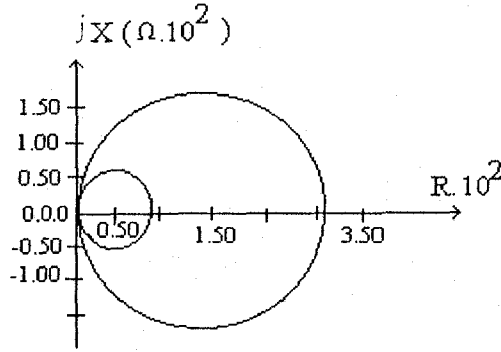
Endüstriyel ortamlarda harmoniklerin büyük kaynaklarından biride elektronik güç dönüştürücüleridir. Bu dönüştürücüler düşük güç faktöründe çalışır ve genel olarak reaktif kompanzasyon için şönt kapasitör uygulaması gerektirir.

Herhangi bir harmonik problemi analizindeki genel prosedür aşağıdaki gibidir.

- En kötü harmonik şartlarının bilinmesi
- Bastırma düzenlerinin dizaynı
- Diğer şartların yeniden kontrol edilmesi

Harmonik problemlerinin çözümü için kullanılan metodlardan bazıları faz çoklama, harmonik enjeksiyonu, şönt filtreler ve kontrol sisteminin çalışma

durumlarıdır. Şönt filtreler, harmonik üreten cihazların gerektirdiği reaktif kompanzasyonu temin eden avantaja sahiptir. Şekil 5.9 tipik çelik fabrikasının empedans karakteristiklerini gösterir.



Şekil 5.9 Ark fırının giriş noktasının R-X empedansının çizilmiş şekli

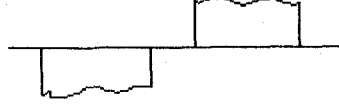
Kaynak sistem empedansının tam olarak temsil edilmesinin, harmonik analiz sonuçlarında büyük bir etkisi vardır. Kaynak sistem empedansının polar çizimi, her bir harmonik frekansın ideal değerini gösterir. Sistemle karşılıklı olarak birbirlerini ters olarak etkilememeleri için filtre seçiminde yardımcı olur. Kaynak sistemi genel olarak transformatörlerden oluştuğunda kısa havai hatlar ve sistem kısa devre empedansı kullanılabilir.

Kaynak sistem empedansının X/R oranı, genellikle 3/6'dır. Bu empedansın rezistans kısmının da frekansa bağlı olduğu unutulmamalıdır. Eğer empedans transformatörler tarafından oluşturuluyorsa, frekans yükselmelerinde transformatörlerin X/R oranını sabit olarak almak iyi bir yaklaşımdır. Problemlerin kompleks ve büyük olmasından, çoğu harmonik analizi için bilgisayar gereklidir.

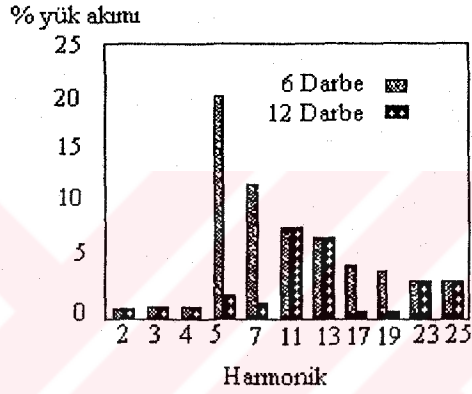
5.6.1 Değişken-hız sürücü harmonik akımlar

Altı darbeli doğrultucu devreleri pozitif ve negatif yarım periyotların her ikisinde de 120° 'lik iletim süreleriyle, yaklaşık olarak bir kare dalgaya

yakındır. Temel bileşen birimindeki harmonik akımlar bu dalga şekli için harmonik derecesinin tersidir.



Şekil 5.10. 6 darbeli doğrultucu akımı



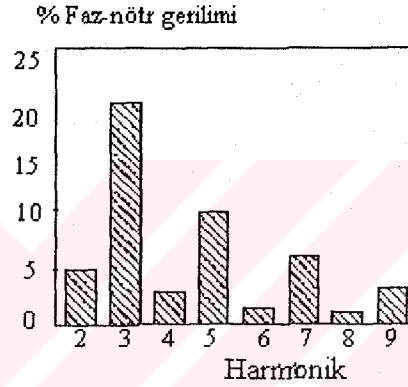
Şekil 5.11. 6 ve 12 darbeli sürücü akımlarının içerdiği harmonikler belirtilmiştir.

Bununla birlikte şekil 5.10'de gösterildiği gibi gerçekte doğrultucu harmonik akımı kare dalga şeklinde değildir. Bu dalga şekilleri pratik olarak altı-darbeli kontrollü sürücüden elde edilmiştir.

Altı ve oniki-darbeli sürücülerin güncel çalışması boyunca, tristör tetikleme zamanı istenen 60° 'den, dikkate alınmayacak kadar önemsiz bir gecikme ile değişebilir. Karakteristik harmoniklerin genliğindeki değişim gibi, karakteristik olmayan bazı harmoniklerin varolması sonucu bir üstte yazılan durum ve sistem dengesizliği ortaya çıkar. Tristör kontrollü sürücülerde bu etkiler için anlatılan harmonik analizinde kullanılabilen tipik harmonik akımlar şekil 5.11'de sütun grafik olarak izah edilmiştir.

5.6.2 Ark fırını harmonik gerilimleri

Ark fırını gerilimlerinin yapılan ölçümlerinde, çıkışının yüksek olarak değiştiği gözlenmiştir. Örneğin erimenin başlamasında beşinci harmonik gerilim % 8, erimenin sonunda % 5 ve erime veya incelme boyunca temel bileşenin %2.5 olduğu görülmüştür. Dengesiz şartlar altındaki elektrot arkları, hissedilir miktarda üçüncü harmoniği meydana getirebilir. İlave olarak, dengesiz ark boyunca beşinci ve yedinci harmonikler önemli oranda yükselebilir.



Şekil 5.12. Temel bileşen yüzdesindeki ark fırını geriliminin içerdiği harmonikler

Şekil 5.12'deki sütun grafik ark fırını harmonik analizinde kullanılan harmonik gerilim seviyelerinin bir örneğini göstermektedir. Bu değerler, en kötü harmonik distorsiyonları tahminine ve alan ölçümlü dalga şekilleri kısmına dayandırılmıştır. Şekil 5.13 bir ark fırınındaki akım ve gerilim dalga şekillerinin örneğini göstermektedir.

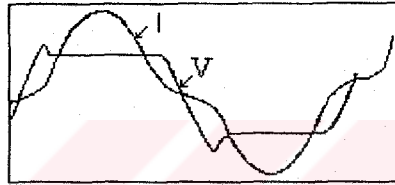
5.6.3 Filtre dizaynı

İstenmeyen harmonik akımların güç sistemine akışı iki metodla önlenir.

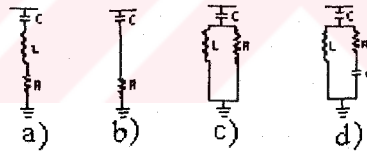
- Harmonik geçişini engellemek için yüksek seri empedans kullanımı

- Şönt yollu empedansla onları saptırmak

Seri filtreler yük akımını taşıyabilmeli ve tam hat gerilimi için izole edilmiş olmalıdır. Seri filtrelerin taşıdığı akımın yalnız bir kısmını şönt filtreler taşır. Seri filtrelerin fiyatının daha yüksek olması ve temel frekansta şönt filtreler reaktif güç temin ettiğinden dolayı pratik uygulamaların çoğunda şönt filtreler kullanılır. Daha çok müşterek şönt filtreler, tek akortlu filtreler ve yüksek geçiren filtrelerdir. Bu iki filtre tipi dizaynı en basit ve oluşturulması daha ucuzdur.



Şekil 5.13 Ark fırınının tipik akım ve gerilim dalga şekilleri



Şekil 5.14 Şönt filtreler

- (a) Tek akortlu filtre
- (b) Birinci derece yüksek geçiren filtre
- (c) İkinci derece yüksek geçiren filtre
- (d) Üçüncü derece yüksek geçiren filtre

5.6.4 Tek akortlu filtre dizaynı

Tek akortlu filtre veya çentik filtre, şönt filtre dizaynında en çok kullanılanlardır. Filtrelerin genel düzeni şekil 5.14'de gösterildiği gibidir. Tipik frekans yanıtı şekil 5.15'de gösterildiği gibidir.

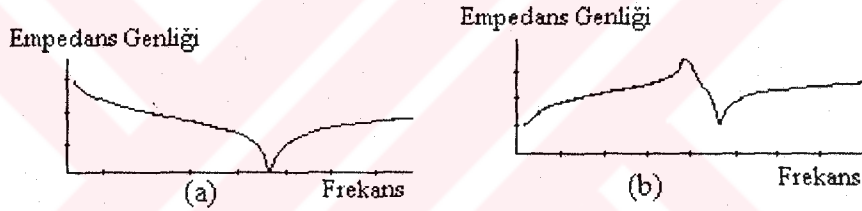
Filtre yanıtının incelenmesiyle aşağıdaki karakteristikler ortaya çıkar

-Akortlanan frekanslarda çok düşük empedans etkisi yapar ve öyleki hattın harmonik miktarlarının çoğundan kurtulmasında etkili olur.

-Kaynak empedansı indüktif olduğunda, her zaman akortlanan filtre frekansından daha düşük frekansta rezonans tepesi oluşur.

-Rezonans frekansı civarına akortlu frekans altındaki empedansta, keskin bir yükselme vardır.

-Filtrenin akortlandığı frekans üzerindeki frekanslar için empedans frekansla yükselir.



Şekil 5.15 Çentik filtrenin tipik frekans yanıtı

(a) Yalnız filtre (b) Filtre ve sistem

Filtre kollarındaki empedanslar,

$$Z = R + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \quad (5.34)$$

ile verilir. İmajiner kısım sıfır olduğunda rezonans oluşur. Bu anda empedans R'nin değeri ile sınırlandırılır. Filtre akordu için frekans, seri rezonansta elde edilen ω' 'nin değeri ile verilir. Bu frekans

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \text{ olarak verilir.} \quad (5.35)$$

n. harmonik sayısındaki indüktif empedans ve kapasitif reaktans aşağıdaki gibi olur.

$$X_{L_n} = n\omega L \quad (5.36)$$

$$X_{C_n} = 1/n\omega C \quad (5.37)$$

Rezonans harmonik $n=r$ 'de imajiner kısım sıfır olduğunda

$$X_{L_r} = X_{C_r} \quad (5.38)$$

formüllerde yerine konulursa

$$r_2 = X_C / X_L \quad (5.39)$$

bulunur. Kalite faktörü, filtrenin ayar keskinliğinin kalitesinin ölçüsüdür. Matematiksel olarak kalite veya Q

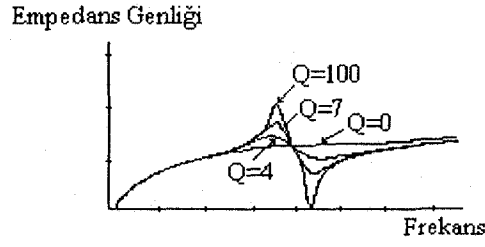
$$Q = \frac{\omega_0}{\omega_1 - \omega_2} \quad (5.40)$$

şeklindedir. Burada ω_0 akortlu frekans, ω_1 ve ω_2 -3db noktalarıdır. Denklem (5.40) basitleştirilirse

$$Q = \frac{\sqrt{L/C}}{R} = \frac{X_{L_r}}{R} = \frac{X_{C_r}}{R} \quad (5.41)$$

olur. Burada rezonans frekansındaki reaktans X_{L_r} ve X_{C_r} ile verilir.

Tek akortlu filtrenin Q ile olan ilişkisi aşağıdaki noktalarla ifade edilir.



Şekil 5.16 Q'nun değişik değerleri için çentik filtrenin 4.7'inci harmonikleri için incelenen noktalar.

-Filtre tasarımında Q'nün değeri nadiren hesaba katılır. Bu olayla alakalı filtrenin içindeki kayıpların yükselmesinde ve filtrenin yanıtının önekli (çarpanlı) bir değişikliğine sebep olan R kullanılmalıdır.

-Q'nun daha yüksek değerlerinde, akortlu frekanstaki vadi şekli daha diktir. Q'nun değişik değerleri ile tek akortlu filtrenin 4.7'inci harmoniği için şekil 5.17'de gösterildiği gibi aşırı yatay çizgilerden oluşmuştur.

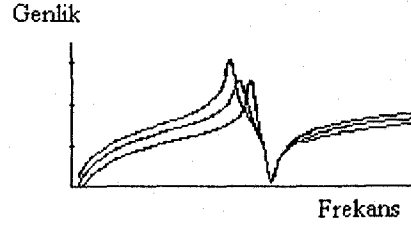
-Tipik olarak R'nin değeri yalnız indüktördeki rezistansı içerir. Bu durumda filtrenin Q'su akortlu reaktörün X/R oranının R katına eşittir. Genellikle bu Q'nun çok büyük değerlerinde ve çok keskin filtreleme işinde elde edilir.

25'in üzerindeki Q'nun değerleri için yanıt Q=100 için çizildiğinden gerçek olarak ayırt edilemez ve tepenin genliği hariç tutulur.

Daha önce bahsedildiği gibi, kaynak empedansı ile filtre etkileşiminden, paralel rezonanstaki tepe değeri elde edilmişti. İndüktif kaynak empedansı (L_s) için, filtrenin akortlandığı frekans altındaki bir nokta meydana gelir.

$$f_{\text{sys}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{(L_s + L)C}} \quad (5.42)$$

ile verilir. Çoklu paralel tek akortlu filtrelerin yerleştirilmesiyle herbir filtre için bir rezonans tepesi olacaktır.



Şekil 5.17 MVA mertebesindeki kısa devrenin farklı değerleri için 4.7'inci harmoniğin yanıtı

Rezonans tepesi Q 'nun sahip olduğu değerlere sahiptir. Bu

$$Q_{\text{sys}} = \frac{1}{(R + R_s)} \sqrt{\frac{L_s + L}{C}} \quad (5.43)$$

(5.35) ve (5.42)'den görüldüğü gibi paralel rezonans tepesinin yakınında, çentik filtre tamamen empedansa bağlıdır. Bu dönüşüm mevcut üç faz arızasının (MVA) bir fonksiyonudur. Şekil 5.17 mevcut kısa devrenin (MVA) farklı değerleri için şekil 5.16'daki değişimler gibi, aynı 4.7'ci harmonik için filtrenin nasıl yanıt verdiğini gösterir. Bu rezonans komşu noktaların birleştirilmesi, filtre akortsuzluğunu sağlayan problemlerden biridir. Eğer filtre ilgili frekansa tamamen akortlanırsa, harmoniklerde görüldüğü gibi, empedansta da keskin bir yükselmeye, akortlu frekansın üst bölgesinde bir kayma oluşur. İlgili harmonikle aynı zamana rastlayan rezonans tepesi yeterli miktarda üst bölgeye kaymalıdır. Çünkü elde edilen gerilim yükselmeleri felakete sebep olabilir. Filtre akortsuzluğu dört önemli sonuç ortaya çıkarır.

-Filtrenin akortlandığı frekans civarında yükselmeler ve daha düşük toplam kapasitansta kapasitör sigortalarının atması,

-Akortlu reaktör ve kapasitör ünitelerinin her ikisinde de üretim toleranslarının azalmasına,

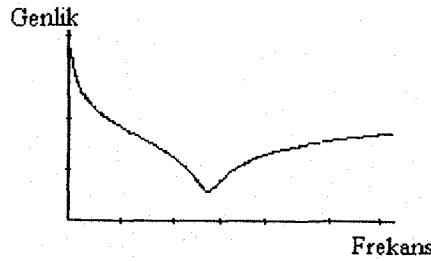
- Sıcaklık değişimleri,

- Sistem değişimleri

Bu düşünce istenen bir frekansın biraz altındakiler için filtre akordonun yapılmasında avantaj sağlar. Bu birkaç kondansatör ünitesinin kaldırılması sonucunda grupların çalışmasına müsaade ederek, yeterli harmonik filtreleme işini temin edecektir. Tipik olarak filtre grupları istenen frekansın yaklaşık olarak %3 ila % 10'un altına akortlanır. Yukarıda anılan düşüncede grupların korunması ve sistemin temiz olması için, dengesiz devre sezici şemalarının doğru olarak dizayn edilmesi önemlidir.

5.6.5 Yüksek geçiren filtre dizaynı

Köşe frekansı üzerinde düşük empedans karakteristiğinden dolayı yüksek geçiren filtre diye adlandırılır. Yüksek geçiren filtrenin tipik frekans yanıtı şekil 5.18'de gösterilmiştir. Bu filtre köşe frekansında veya köşe frekansı üzerindeki bütün harmoniklerin büyük bir yüzdesini geçirecektir.



Şekil 5.18 Yüksek geçiren filtrenin tipik frekans yanıtı

Çoğunlukla yüksek geçiren bir filtrenin köşe frekansı, elimine edilecek en düşük harmoniğe göre dizayn edilir ve bu bütün filtreler için geçerlidir. Uygulamada buna iki faktör engel olabilir.

Yüksek geçiren filtrenin minimum empedansı, onun band geçireninde, tek akortlu filtrenin çentik frekansındaki ile mukayese edilebilir bir değerde meydana getirilemez.

-Bir filtreden geçirilerek bütün sistem harmoniklerinin tamamını elimine etmek için, temel frekans noktasından bakıldığında, filtrenin normalden çok daha büyük olduğu görülür.

Tipik olarak yüksek geçiren filtre şekil 5.14'de gösterildiği gibi üç şekilden biri ile (b,c veya d) yapılır. Yüksek geçiren filtre birinci, ikinci ve üçüncü derecelerle gerçekleştirilir. Seyrek olarak kullanılan birinci derecede temel frekansta büyük güç kayıpları ile karakterize edilir. İkinci derece yüksek geçiren filtre, iyi bir filtreleme işi için ve temel frekanstaki kayıpların azaltılması için uygulanması daha basit ve daha iyidir. Üçüncü derece filtrenin kayıp performansı, ikinci dereceye göre daha yüksektir ve filtreleme işinde daha az etkilidir. İkinci derece yüksek geçiren filtrenin empedansı;

$$Z = \frac{1}{j\omega C} + \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} \right)^{-1} \quad (5.44)$$

ile verilebilir. Filtrenin akortlandığı frekansta, onun köşe frekansı denklem (5.35) ile verilir ve filtrenin Q faktörü,

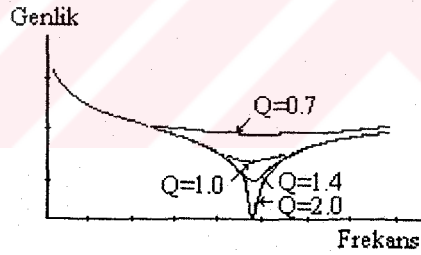
$$Q = \frac{R}{\sqrt{L/C}} = \frac{R}{X_L} = \frac{R}{X_C} \quad (5.45)$$

dır. Denklem (5.39) yüksek geçiren filtre için de geçerlidir. Şekil 5.19 direncin farklı değerleri için 10.7'ci harmonik değişimlerinde, köşe frekanslı

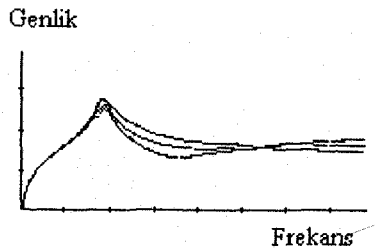
yüksek geçiren bir filtrenin nasıl yanıt verdiğini gösterir. Şekil 5.21'de buna benzer olup, filtre kaynak empedanslı bir devrededir. Sistem empedansı ile filtrenin karşılıklı etkileşime girdiği ve bir rezonans noktasının oluştuğu görülmektedir. Yüksek geçiren filtre için Q 'nun tipik değerlerinin değişimi 0.5-20 arasındadır. Örneğin yüksek Q 'da, $Q = 2$ olsun. Daha yüksek frekanslarda filtre empedansı kararlı olarak yükselir. Q 'nun daha düşük değerleri için, örneğin 0.5 gibi, köşe frekansındaki yanıtı açıkça belli değildir ve frekans yükselmesinde empedans pürüzlü olarak (çok küçük değişimler göstererek) sabittir.

Q 'nun seçiminde gözönünde bulundurulacak diğer faktörler şunlardır.

- Filtrenin akortlandığı frekans,
- Karışmalar,
- Kayıplar



Şekil 5.19 Farklı rezistör değerleri için yüksek geçiren filtre yanıtı



Şekil 5.20 Farklı rezistör değerleri için yüksek geçiren filtrelili sistemin yanıtı

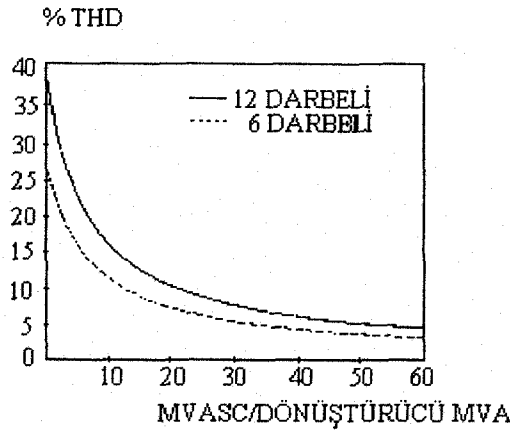
5.6.6 Minimum filtreler

Filtre dizaynında kapasitör gruplarının büyüklüğü önemlidir. Minimum filtre; Yeteri derecede harmonikleri bastırmak ve bazı reaktif güç beslemeleri için en ucuz fiatta dizayn edilir. Şekil 5.21'de toplam harmonik distorsiyonu (THD) izah edilmiştir. THD çoğu endüstriyel güç sistemlerinde %5 olarak sınırlandırılır. Altı-darbeleri dönüştürücü için toplam yük MVA karşı, kısa devre MVA'nın oranı 45'i geçer, maksimum THD %5'in altındadır ve filtre gerekli değildir.

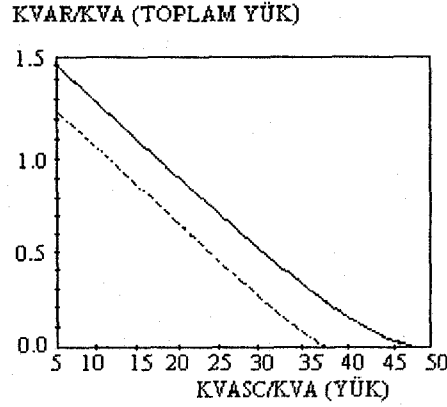
İstenen özelliklerde minimum bir filtre için gerekli gerçek kapasitif VAr'ın hesaplanması mümkündür. Şekil 5.22 THD'nin % 5 ile sınırlanması için gerekli harmonik yükün kVA başına kapasitif kVAr'ı gösterir.

Şekil 5.21'de grafikteki noktaların bulunmasında gerekli olanlar aşağıdaki gibidir.

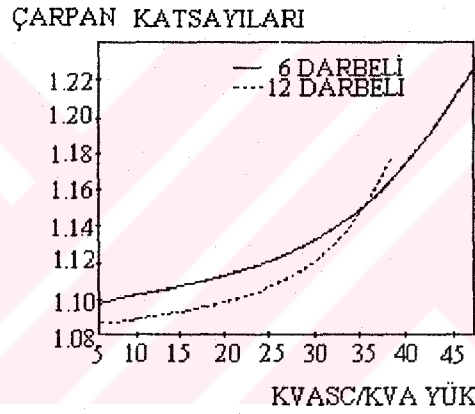
- Kullanılan filtre tek akortlu ve 4.7'ci harmoniğe akortlu filtreydi.
- Yedinci harmoniğin altındaki harmonikler gözönüne alınmamıştır.
- Diğer kapasitörler sistem üzerinde yoktu.



Şekil 5.21 Kısa devre oranının fonksiyonu olarak THD'nin değişimi



Şekil 5.22 Kısa devre oranı fonksiyonu olarak 4.7'ci harmonik filtresi için gerekli kapasitör büyüklüğü



Şekil 5.23 Minimum harmonik filtreler için gerilim aşırı oran faktörü

Şekil 5.23 minimum 4.7'ci harmonik filtre için kısa devre kVA'nın kVA yük oranının fonksiyonu olarak gerilim çarpan faktörünü gösterir. Temel ve harmonik gerilimlerin aritmetik toplamı için eşit olacak kapasitör gerilim oranını bulmak için sistem gerilimiyle dikey eksen üzerindeki katsayılar çarpılmalıdır.

5.6.7 Filtre bileşen oranları

Kapasitör

kVAr

% 135

Efektif gerilim	% 110
Tepe gerilim toplamı	% 120
Efektif akım	% 180

Bu parametrelerin hepsi, esas olarak kapasitör filtrenin bir kısmı ise, harmonik ortamlarda uygulandığında kontrol edilmelidir. Bir kapasitörle indüktörün seri bağlanması sonucu kapasitör uçlarındaki gerilim yükselmesi

$$V_{cap} = \frac{n_2}{n_2 - 1} V_{sys} \quad (5.46)$$

ile verilir. Burada, n_2 ikinci harmonik, V_{sys} sistemin gerilimidir. Kapasitörün gerilimi en kötü durumdaki maksimum gerilim yükselmesine bağlıdır. Maksimum sistem gerilimi ile birlikte maksimum kapasitans toleransı (tipik olarak % 8) ve maksimum indüktör toleransı (tipik olarak % 5) kullanılmalıdır. Yapılan bu toleranslar reaktör üzerinde maksimum gerilim yükselmesi meydana getirecektir. Kapasitör oranından daha düşük bir gerilimli sistemde kapasitör grupları kullanıldığında efektif kVAr'ın hesaplanması için aşağıdaki formül kullanılmalıdır.

$$S_c = \frac{(V_{cap}L - L)^2}{Z_c} \quad (5.47)$$

Filtre reaktörlerinin bulunması, grupların efektif kVAr çıkışını değiştirir.

$$Q_{fit} = \frac{(V_L - L)^2}{Z_c - Z_L} \quad (5.48)$$

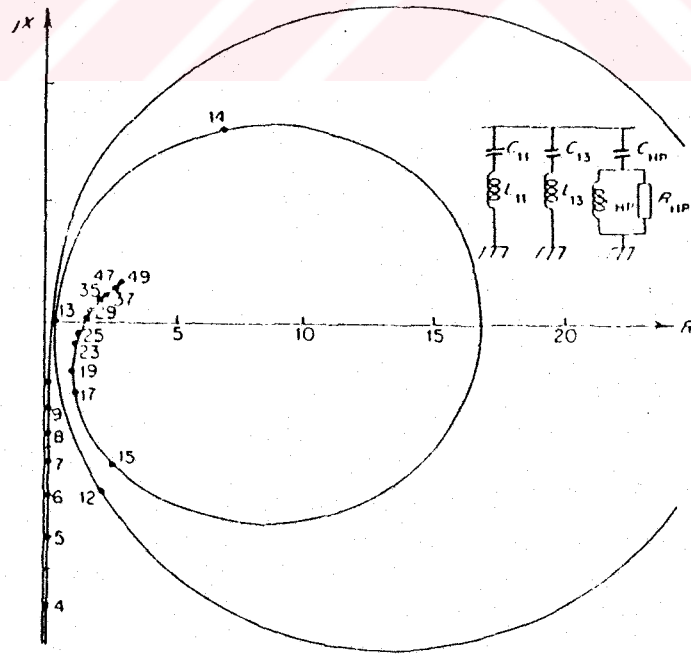
Bundan dolayı eğer filtreden reaktif kompanzasyon gerekirse, dizayn edici kapasitör grupları üzerinde en son kararı vermeden önce birkaç iterasyon yapmak zorundadır. Akım sınırı standartlarla % 180 ile sınırlanmasına rağmen,

kapasitör grupları kendi başlarına kullanıldıkları zaman daha düşük olmalıdır. Genellikle kapasitörler akım oranları % 125 -% 165'de sigorta atırırlar.

Bir filtre dizayn edildiğinde efektif gerilim ve akım sınırları ve kapasitör gruplarındaki tepe gerilimlerinin aritmetik toplamı, normal durumdaki oranın % 100'üne yakın olmalı. Sistemin aşırı gerilimlerini ve grupların dengesiz durumlarını karşılamak için yeterli olacak kadar büyük seçilir. Harmonik bileşenler dengesiz gruplar için önemli oranda yükselmektedir.

5.7 12 Darbeli Dönüştürücüler İçin Band Geçiren Filtre

Genel filtre dizaynı kullanılarak, seri rezonans tipi akortlu filtreler ile 11,13 ve daha yüksek dereceli harmoniklerin azaltılmasında yüksek geçiren filtreler istenenden daha etkili olmaktadır. Bunun içindir ki filtrelerin minimum büyüklüğü, dönüştürücüler tarafından üretilen gerekli reaktif gücün minimum miktarı kondansatör ünitelerinin piyasadaki mevcut durumları ve kullanılışı ekonomik büyüklüğü ile belirlenir.



Şekil 5.24 12 darbeli çalışma için filtre şekli, tipik empedans geometrik yerleri

Herbir akortlu filtrenin yerine, 11 ve 13'üncü harmonikler için söndüren tip filtrelerin yerleştirilmesiyle veya bütün filtrelerin yerine tek söndüren filtrelerin yerleştirilmesiyle filtre dizaynı basitleştirilebilir. Birinci durumda söndüren filtre yerine yaklaşık 12'ci harmoniğe akortlu, iki akortlu filtre olmalı ve uygun olarak Q yüksek (20-50) seçilebilir. Daha yüksek dereceli harmonikler için Q (2-4) daha küçüktür. İkinci durumda tek söndüren filtreler yaklaşık olarak 12'ci harmoniğe (11. ve 13. harmoniğe yakın olduğu için) akortlanır. Fakat daha yüksek harmoniklerde, kafi derecede düşük bir empedansa uygun Q (2-6) seçilmelidir.

Rezonans seri veya paralel tipdedir. Düşük dereceli harmoniklerin bağımlı kaynağı ac sistem veya eviricilerdir. Dengesiz sistem sonucu olarak, dönüştürücüler tarafından önemli olan üçüncü harmonik akım üretilir. Bundan başka üretilen üçüncü harmonik pozitif sıradır ve transformatörün üçgen sargılı tarafından absorbe edilemez.

Alternatif bir filtre dizaynı, şekil 5.26'da gösterildiği gibi ikinci derece söndüren filtre ve C tipinden meydana gelen düşük dereceli rezonansların yok edilmesi için gösterilmiştir.

5.8 Doğrultucu Çıkışının Düzeltilmesi

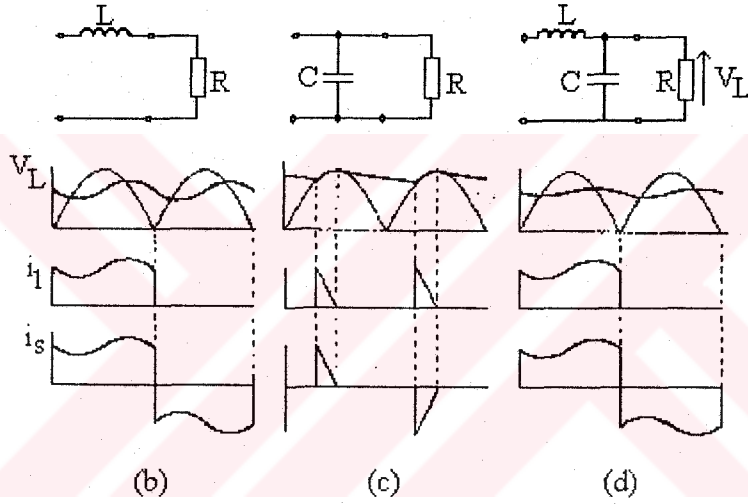
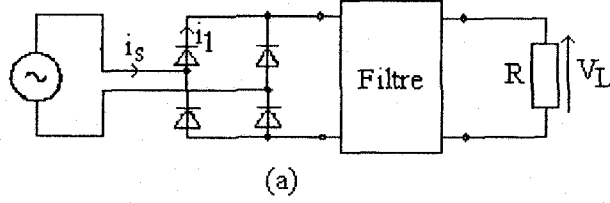
Şekil 5.25'de doğrultuculu bir yükün, yük geriliminin düzeltilmesi için kullanılan temel filtreler gösterilmiştir ve iki darbeli bir dalga şekli referans alınarak izah edilmiştir.

Şekil 5.25b'deki yalnız indüktanslı filtre akımı düzeltir. Bundan dolayı giriş akımı süreklidir.

Şekil 5.25c'deki yalnız kapasitörlü filtre ac kaynak geriliminin tepe değerine kapasitörün şarj olmasını sağlar ve sonra sabit RC süresine bağlı olarak yük

direncinde üstel olarak deşarj olur. Besleme akımı, kapasitör şarj periyodunun kısa olmasından, yükselme zamanı hızlı bir şekildedir.

Şekil 5.25d'de indüktans ve kapasitörün birleştirilmesi gösterilmiştir. İndüktör akımı düzeltirken, kapasitör yük geriliminin sabit olarak devam etmesini sağlar. Sonuç olarak giriş akımındaki son durum kare dalga olmaya meyillidir.



Şekil 5.25 Doğrultucu çıkış filtreleri

- (a) Tek faz köprü devre
- (b) Yalnız indüktörlü devre
- (c) Yalnız kapasitörlü filtre
- (d) İndüktör-kapasitörlü filtre

LC filtrelerin performansı doğrultucu çıkışının dc değerleri ile harmonik bileşenlerin toplamı gözönüne alınarak bulunabilir ve her bir harmonik frekans için analiz yapılır. Eğer yük direnci sonsuza giderse filtrenin çıkış geriliminin giriş gerilimine oranı

$$\frac{1/wC}{wL - 1/wC} = \frac{1}{w^2LC - 1}$$

şeklinde olur. Bundan dolayı daha yüksek dereceli harmonikler, daha düşük dereceli harmoniklerden daha fazla indirgenir. Özel bir yüke verilen pürüzsüzleştirmeyi sağlamak için, daha pahalı daha yüksek darbeli devrenin daha düşük maliyeti ile düşük darbeli devrenin yüksek filtre fiatı arasında fiat dengesi yapılmalıdır. Yük gerilimindeki dalgalanmaların daha fazla azaltılması, kaskat bağlı basit filtrelerle sağlanabilir.

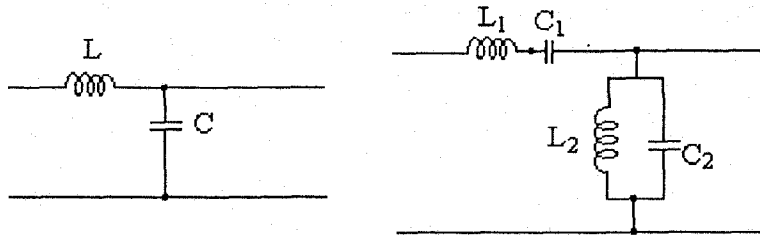
Yük gerilimindeki dalgalanma faktörü; Bütün alternatif bileşenlerin efektif değerlerinin toplamının, dc değere oranı olarak bulunur.

$$\text{Dalgalanma faktörü} = \frac{\left[(V_1^2 + V_2^2 + \dots + V_n^2) \right]^{1/2}}{V_{dc}} = \frac{\left[(V^2 - V_{dc}^2) \right]^{1/2}}{V_{dc}} \quad (5.50)$$

olarak bulunur. Burada V dalganın toplamıdır.

5.9 İnverter Çıkış Filtreleri

İnverter çıkışındaki dalga şekillerinin harmonik bileşenlerinin derecesini azaltmak için onları bir filtreden geçirmek gereklidir. Genel olarak harmonik distorsiyon faktörünün % 5'e indirgenmesi uygundur. Değişik filtre dizaynları vardır. Fakat yaygın olarak kullanılan çeşitleri şekil 5.26'da gösterilmiştir.



Şekil 5.26 İki tip filtre

(a) Alçak geçire filtre (b) Rezonans kollu filtre

Şekil 5.26 (a)'da verilen basit alçak geçiren L-C filtre denklem (5.49)'da verildiği gibi yüksüz çıkış-giriş oranına sahiptir

Rezonans kollu filtreler (şekil 5.26 (b)) düşük dereceli harmoniklerin bulunduğu yerler için daha uygundur. Seri koldaki L_1C_1 ve paralel koldaki L_2C_2 'nin her ikisinde inverter çıkış frekansına ayarlanır. Seri kolda temel frekans için sıfır empedans bulunur. Fakat daha yüksek frekanslar için empedans sınırlı olarak yükselir. Temel frekansta paralel kolda sonsuz empedans bulunur. Fakat yüksek frekanslarda empedans azalır. Temel frekansta

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2C_2}} \quad (5.51)$$

$C_1=AC_2$ ve $L_2 = AL_1$ ve $w=n\omega_0$ alınırsa,

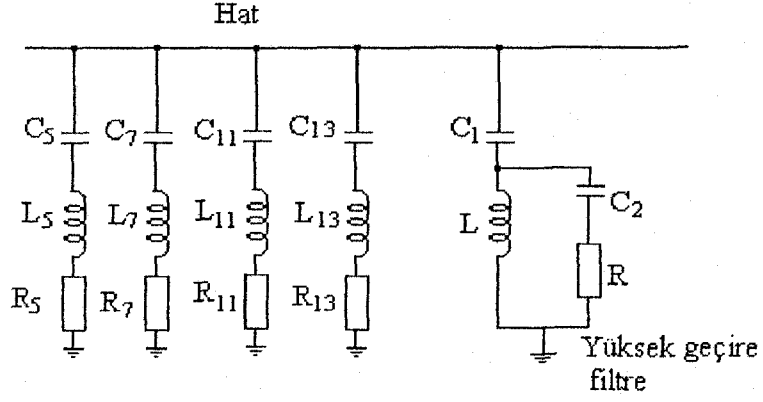
$$\frac{V_{\text{çıkış}}}{V_{\text{giriş}}} = \frac{1}{1 - \frac{1}{A} \left(n - \frac{1}{n} \right)^2} \quad (5.52)$$

olur. Bulunan bu denklemler n. harmonik bileşen için ve yük açık devre durumu içindir. Yani devrede yük yoktur.

5.10 Ac Hat Filtreleri

Bir doğrultuculu yükten, ac sisteme, harmoniklerin girişini azaltmak için, her bir hatla toprak arasına harmonik filtreler bağlanabilir.

Şekil 5.27'de gösterilen harmonik filtrelerle, harmonik akımlar kısa devre (şöntleme) yapılır. Altı darbeli bir sistem için 5,7,11,13'üncü harmonik bileşenler için akortlu harmonik filtreler dizayn edilir. Daha yüksek dereceli harmonikler için ise, yüksek geçiren filtreler dizayn edilir. Temel frekanstaki



Şekil 5.27 Harmonik hat filtreleri

aşırı kayıplardan sakınılmalıdır. Pratikte sorun olan frekans kayması umumi kaynak sistemlerinde $\mu\%$ 2 kadar olmalıdır. Filtreler otomatik olarak ayarlanabilmeli veya düşük Q faktör tesirli olmalıdır.

Direnci 200 ohm ve endüktansı 200mH olan bir yükün girişine sırasıyla PWM ve Merdiven dalga uygulanmıştır. Yük ile kaynak arasına şekil 5.27'de gösterilen harmonik hat filtresi bağlanarak, aşağıda verilen filtre eleman değerleri için PSpice ile koordineli çalışacak bir yazılım yapılarak sonuçlar Ek A'de sunulmuştur.

$$\begin{array}{lllll}
 C_5 = .417 \mu\text{F} & C_7 = .417 \mu\text{F} & C_{11} = .417 \mu\text{F} & C_{13} = .417 \mu\text{F} & C_1 = C_2 = .417 \mu\text{F} \\
 L_5 = .974 \text{ H} & L_7 = .497 \text{ H} & L_{11} = .201 \text{ H} & L_{13} = .145 \text{ H} & L_1 = .085 \text{ H} \\
 R_5 = 37 \Omega & R_7 = 26.6 \Omega & R_{11} = 16.9 \Omega & R_{13} = 14.4 \Omega & R = 452 \Omega
 \end{array}$$

BÖLÜM 6

HARMONİKLERİN AZALTILMASI

GİRİŞ

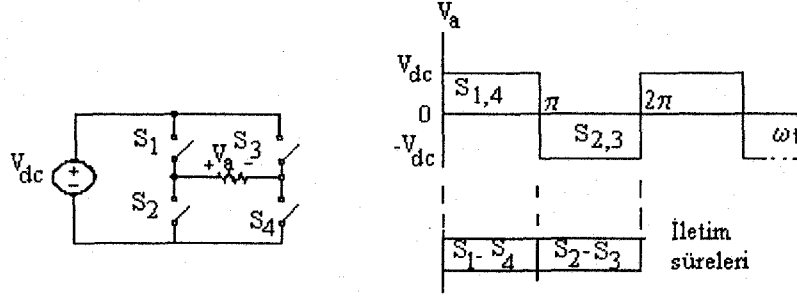
Ac giriş uçlarındaki akım veya gerilimin içerdiği harmoniklerin azaltılması, dc/ac dönüştürücülerin dizaynının en zor kısımlarından biridir. Harmonikler sadece ac ucun güç faktörünü azaltmakla kalmayıp, aynı zamanda dönüştürücünün normal olarak çalışmasına engel olur veya kontrol devrelerinde gürültü olarak ortaya çıkar.

Anahtarlama frekansının giriş veya çıkış oranı dc/dc dönüştürücüler için sonsuz, fakat dc/ac dönüştürücüler için sonludur. Bundan dolayı dc/dc dönüştürücüler için, zayıflatılan dalgalanmaların miktarı yalnız kapasitör veya indüktör tarafından sınırlandırılır veya band genişliği kontrolü de istenebilir. Bununla birlikte dc/ac dönüştürücüler için filtre elemanlarının geçerliliği ve büyüklüğü temel bileşende tolera edilebilen faz kayması ve ne kadar zayıflatılabileceği gibi faktörlerle bulunur. Sonuç olarak dc/dc dönüştürücülerde aktif olarak harmonik azaltmayı başarmak için anahtarlar sık sık kontrol edilir.

6.1 Eviricilerde Harmoniklerin Azaltılması

Tek faz evirici devresi ve çıkış gerilim dalga şekli şekil 6.1'de gösterilmiştir. Uygulamalarda devrede bulunan anahtarlar yerine transistör, tristör ve bunların diğer tipleri olan yarı iletken elemanlar kullanılır. Devrenin en basit çalışma ilkesi; Girişteki güç kaynağının yük uçlarına eşit süreyle bir düz, bir ters bağlanmasına dayanır. Bunu gerçekleştirmek için S_1 - S_4 ve S_2 - S_3 anahtar çiftleri ardışık olarak biri kapalı iken, diğeri açık kalacak şekilde çalıştırılır. Böylece girişteki doğru akım değeri yüke eşit süreyle bir düz, bir ters olarak

uygulanmış olacağından evirici çıkış gerilimi kare-dalga bir alternatif gerilim olacaktır.



Şekil 6.1 Tek faz köprü evirici ve çıkış dalgası

Çıkış gerilimi frekansının kontrolü anahtarlama çiftlerinin iletimde kalma sürelerinin değiştirilmesi ile sağlanır. Evirici devrede aynı kolda bulunan anahtarların aynı anda kapanması güç kaynağının kısa devre olmasına neden olacağından buna meydan verilmeyecek bir çalışmanın gerçekleştirilmesi oldukça önemlidir. Temel çalışma ilkesi açıklanan şekil 6.1 'deki tek faz köprü evirici ve aynı ilke ile çalışan üç faz köprü eviricilerin bazı avantajlarının yanında bazı sınırlı kalan özellikleri de vardır. Bir çevrimdeki anahtarlama sayısının az olması hem anahtarlama kayıplarını azaltmakta, hem de denetleme devresinin basit olmasında avantaj sağlamaktadır. Ayrıca çıkış geriliminin içerdiği harmonikler hem denetleme devresinin içerdiği elemanların çalışmasını olumsuz etkiler. Hem de evirici eğer ac motor gibi elektromekanik bir yükü besliyorsa motorda mekanik rezonans ve istenmeyen bir gürültü oluşur. Bu etkiler yüzünden birçok uygulamalarda evirici çıkış gerilim dalgasının içerdiği harmoniklerin belirli bir düzeyin altında tutulması gerekir. Bunu başarmak için temel bileşen dışındaki harmoniklerin LC basit filtre elemanlarıyla sürülmesi veya evirici çıkışında düşük harmonik içeren bir dalga biçimi oluşturmak gerekir. Harmoniklerin süzülmesi ancak sabit frekanslı eviricilerde uygulanabilir. Çünkü değişken frekanslı bir çıkış gerilimi için yeterli bir filtre tasarımı oldukça güçtür. Ayrıca süzme devreleri

eviricinin hem fiziksel boyutunu hem de maliyetini çok artırması eviricilerin az harmonik içeren dalga biçimi üretecek şekilde denetlenmesini zorunlu hale getirmiştir.

Evirici çıkışında elde edilen kare-dalga Fourier analizine göre sonsuz sayıda sinüs dalgasından oluşmaktadır. Analitik olarak;

$$f(x) = \begin{cases} -k & \text{eğer, } 0 < wt < \pi \\ k & \text{eğer, } \pi < wt < 2\pi \end{cases} \quad \text{ve} \quad f(x + 2\pi) = f(x) \quad (6.1)$$

olan bir periyodik dalgayı Fourier serileri açılımı ile gösterebiliriz. Eğer periyodik dalganın fonksiyonu kare-dalga için yazılırsa serinin genel ifadesi:

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos nwt + b_n \sin nwt) \quad (6.2)$$

veya

$$V(t) = V_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (V_{a_n} \cos nwt + V_{b_n} \sin nwt) \quad (6.3)$$

veya

$$V(t) = V_0 + V_{a1} \cos w_1t + V_{a2} \cos w_2t + \dots + V_{b1} \sin w_1t + V_{b2} \sin w_2t + \dots \quad (6.4)$$

şeklinde yazılabilir. Burada V_0 periyodik dalganın $0 < wt < 2\pi$ aralığında ortalama değeridir. V_{an} ve V_{bn} ise periyodik dalgayı oluşturan bileşenlerdir. Bu bileşenler harmonikler olarak tanımlanmıştır. V_0 , V_{an} ve V_{bn} değerleri;

$$V_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_s(dwt) \quad (6.5)$$

$$V_{an} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} V_a \cos n\omega t (d\omega t) \quad (6.6)$$

$$V_{bn} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} V_a \sin n\omega t (d\omega t) \quad (6.7)$$

formüllerinden hesaplanırsa, V_0 ve V_{an} sıfır olur. V_{bn} 'in ise sıfır olmadığı görülür. V_{bn} denklem (6.7) 'den çözülürse,

$$V_{bn} = \frac{2V_{dc}}{n\pi} (1 - \cos n\pi) \quad (6.8)$$

genel ifadesi elde edilir. $n=1$ için V_{bn} değeri; $V_{b1} = \frac{4V_{dc}}{\pi}$ olur. Burada kare-dalgasını oluşturan serinin açılımı :

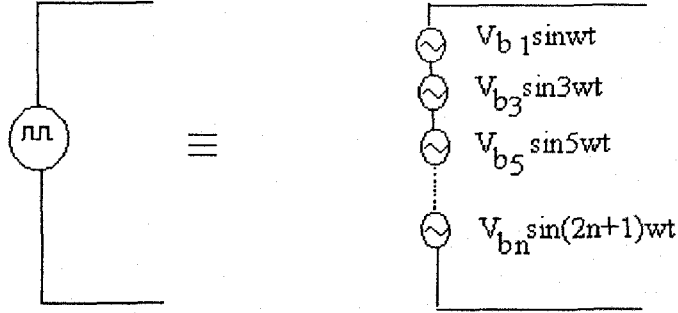
$$V(t) = \frac{4V_{dc}}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right) \quad (6.9)$$

şeklinde yazılabilir. Bu ifade genel olarak :

$$V(t) = \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \left\{ \left(\frac{1}{2n+1} \right) \sin(2n+1)\omega t \right\} \quad (6.10)$$

şeklinde de yazılabilir. Burada kare-dalganın çift harmoniklerinin olmadığı, şekil 6.2'de gösterildiği gibi yalnız sinüslü tek harmoniklerden oluştuğu görülmektedir. Burada kare-dalgayı oluşturan 1. sinüs dalgasına harmoniklerin temel bileşeni, bunun dışında kalanlarada diğer bileşenler denir.

Peryodik bir dalganın harmonik içeriği, toplam harmonik distorsiyonu (THD) ile ifade edilir. Toplam harmonik distorsiyonu; Diğer bileşenlerin toplam efektif değerinin, temel bileşenin efektif değerine oranı olduğundan;



Şekil 6.2 Peryodik kare-dalga $2n+1$ adet sinüs dalgasından $n=0,1,2,\dots,\infty$.

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{(V_1 / 3\sqrt{2})^2 + (V_1 / 5\sqrt{2})^2 + \dots}}{V_1 / \sqrt{2}} \quad 6.11$$

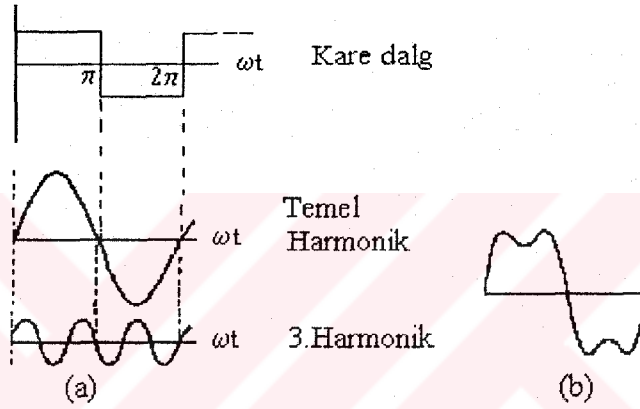
ile verilir. Diğer bileşenlerin efektif değeri, peryodik dalga ile temel bileşenin farklarının toplam efektif değerine eşittir. Böylece THD için;

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{V_a^2(\text{ef}) - V_1^2(\text{ef})}}{V_1(\text{ef})} \quad 6.12$$

yazılabilir. Bir peryodik dalgada $\text{THD}=0$ ise bu dalga tam sinüsoidaldir. Bu nedenle evirici çıkışındaki kare-dalgaın temel bileşen dışındaki diğer harmonikler yok edilebilirse çıkış dalgası sinüsoidal olacaktır. Ancak bu pratik olarak mümkün olmadığından temel bileşen üzerinde bozucu etkinliği fazla olan 3,5,7,.. gibi düşük frekanslı harmonikler yok edilmeye çalışılır. Bu amaçla bazı anahtarlama teknikleri geliştirilmiştir. Bunlar ; Harmonik yoketme ve harmonik iptalidir.

6.2 Harmonik Yoketme

Bu yöntemin esası; Evirici çıkışındaki kare-dalga üzerinde istenmeyen harmonikleri yokedecek şekilde boşluklar oluşturmaya dayanır. Bir kare-dalgada 3. ve 5. harmoniklerin nasıl yok edildikleri grafiksel olarak incelemek için şekil 6.3'de bir kare-dalganın 1. ve 3. harmonikleri ve bunların toplamı görülmektedir. Burada üçüncü harmoniğin frekansı temel bileşeninkinin üç katı olduğundan bu harmoniğin 0° - 180° aralığında iki pozitif, bir negatif yarım dalgası bulunmakta ve bir yarım dalga 60° 'lik alan kaplamaktadır.



Şekil 6.3 a) Kare dalga ve 1,3 harmonikleri
b)1.ve3. harmoniğin toplamı

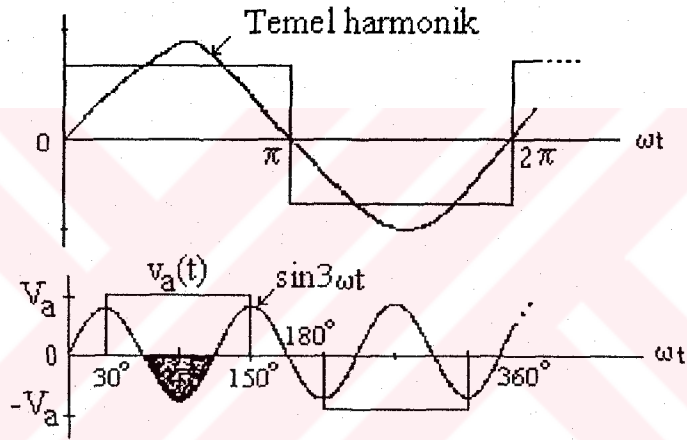
Eğer kare-dalganın 0° - 180° aralığındaki 3. harmoniğe ait artı ve eksi yarım dalgalar eşitlenerek toplamaları sıfır yapılabilirse bu harmoniğin etkinliği yok edilmiş olacaktır. Bunu başarmak için evirici anahtarlarının uygun şekilde denetlenmesi gerekir. S_1 - S_4 anahtar çifti 0° 'de değilde 30° 'de kapatılır ve 180° yerine de 150° 'de açılırsa kare-dalganın artı yarım dalgası içindeki 3. harmoniğe ait iki artı dalganın her ikisinin de yarısı yok olur. Böylece 3. harmoniğin 0° - 180° aralığındaki artı ve eksi yarım dalgalar eşitlendiğinden toplamaları sıfır olur. Aynı olaylar kare-dalganın 180° - 360° aralığında S_2 - S_3 anahtar çifti ile yenilenirse 3.harmoniğin etkisi şekil 6.4'de gösterildiği gibi yok olacaktır. Aynı düşünceler 5.harmonik için uygulanırsa şekil 6.5'de gösterildiği gibi bu harmonik de yok edilmiş olur.

Kare-dalga ile 3. ve 5. harmonikleri yok edilmiş dalganın THD'si karşılaştırılabilir. Kare-dalganın THD hesabı için, kare-dalganın efektif değeri;

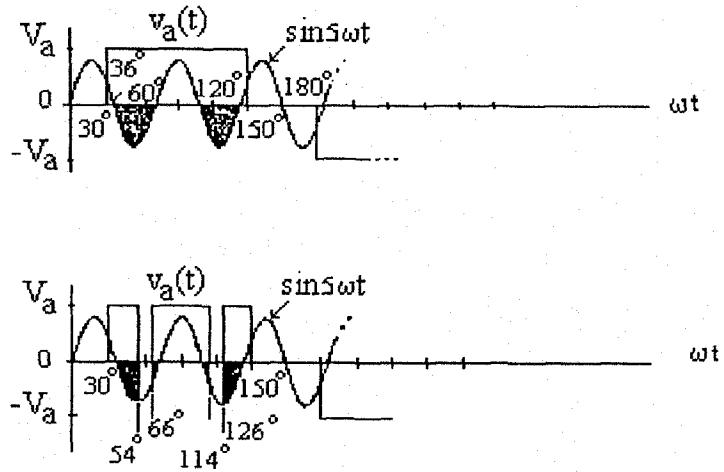
$$V^2(t)_{ef} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V^2(t) d(\omega t) , \quad V(t) = \begin{cases} +V_{dc} , & 0 < \omega t < \pi \\ -V_{dc} , & \pi < \omega t < 2\pi \end{cases} \quad (6.13)$$

den çözülrse

$$V^2(t)_{ef} = V_{dc}^2 \quad (6.14)$$



Şekil 6.4 Kare-dalgada anahtarlama ile 3. harmoniği yoketme.

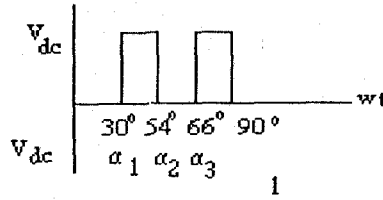


Şekil 6.5 Anahtarlama ile 5. harmoniği yoketme.

bulunur. Bu denklemlerden ;

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{V_{ef}^2 - V_{b1(ef)}^2}}{V_{b1(ef)}} = \frac{\sqrt{V_{dc}^2 - (4V_{dc} / \sqrt{2\pi})^2}}{4V_{dc} / \sqrt{2\pi}} = \sqrt{\frac{\pi^2}{8} - 1} = \%48$$

olarak bulunur. 3. ve 5. harmonikleri yok edilmiş kare-dalganın THD hesabı:



$$\alpha_1 = 30^\circ = \pi/6, \quad \alpha_2 = 54^\circ = 3\pi/10, \quad \alpha_3 = 66^\circ = 11\pi/30$$

$$\begin{aligned} V_{ef}^2 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_a^2 d(wt) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} V_a^2 d(wt) \\ &= \frac{2}{\pi} \left(\int_{\pi/6}^{3\pi/10} V_{dc}^2 + \int_{11\pi/30}^{\pi/2} V_{dc}^2 \right) d(wt) = 0.533 V_{dc}^2 \end{aligned}$$

şeklindedir. $V(t)$ 'nin sinüslü ifadesi denklem (6.7)'den çözülürse;

$$\begin{aligned} V_{bn} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} V_a \sin nwt d(wt) = \frac{4V_{dc}}{\pi} \left(\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin nwt d(wt) + \int_{\alpha_3}^{\pi/2} \sin nwt d(wt) \right) \quad (6.15) \\ &= \frac{4V_{dc}}{\pi n} (\cos n\alpha_1 - \cos n\alpha_2 + \cos n\alpha_3) \end{aligned}$$

olarak bulunur. $n=1,3,5$ için V_{b1} , V_{b3} , V_{b5} sırayla bulunursa;

$$V_{b1} = 4V_{dc} / \pi (0.866 - 0.587 + 0.406) = 0.872 V_{dc}$$

$$V_{b3} = 0$$

$$V_{b5} = 0$$

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{V_{\text{ef}}^2 - (V_{b1} / \sqrt{2})^2}}{V_{b1} / \sqrt{2}} = \frac{\sqrt{0.533V_{\text{dc}}^2 - (0.872V_{\text{dc}} / \sqrt{2})^2}}{0.872V_{\text{dc}} / \sqrt{2}} = \% 63$$

6.3 PWM Dalgasının THD Hesabı

Şek. 3.27 'de görülen evirici çıkışında elde edilen PWM dalganın darbe genişliği süresi daha önce bahsedildiği gibi karşılaştırıcı girişindeki sinüs dalgasının genliğine ve frekansına bağlı olduğundan $d(t) = |\sin \omega_a t|$ olarak tanımlanmıştır. Eğer anahtarlama frekansı evirici çıkışındaki V_{ac} 'nin frekansından daha büyükse $\sin \omega_a t$ 'nin her bir anahtarlama periyodunda (süresinde) sabit olduğunu düşünebiliriz. Eğer dönüştürücü giriş gerilimi genliği V_{dc} ise, çıkıştaki her bir darbenin yüksekliği de V_{dc} olacaktır. Bu durumda t_0 süresinde oluşan bir darbenin efektif değerinin karesi;

$$V_{\text{a(ef)}}^2(t_0) = V_{\text{dc}}^2 d(t_0) = V_{\text{dc}}^2 \sin \omega_a t \quad (6.16)$$

olur. Burada bir darbe süresinden oluşan çıkıştaki PWM dalgasının etkin değerinin karesi;

$$V_{\text{a(ef)}}^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_{\text{dc}}^2 \sin \omega_a t d(\omega t) = \frac{V_{\text{dc}}^2}{\pi} (-\cos \omega t) \Big|_0^{\pi} = \frac{2V_{\text{dc}}^2}{\pi} \quad (6.17)$$

olarak bulunur. $d(t)$ 'nin sıfır ile bir aralığında değiştiğini ve V_{ac} 'nin tepe değerinin V_{dc} olduğunun kabul edilirse bir darbenin efektif değeri;

$$V_{\text{ac(ef)}} = \frac{V_{\text{dc}}}{\sqrt{2}} \quad (6.18)$$

olur. PWM'in toplam harmonik distorsiyonu ise;

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{V_{a(\text{ef})}^2 - V_{ac(\text{ef})}^2}}{V_{ac(\text{ef})}} = \sqrt{\frac{2V_{dc}^2 - \left(\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}\right)^2}{\left(\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}\right)^2}} = \sqrt{\frac{4}{3.14} - 1} = \%52$$

PWM dalga ile diğer kare-dalganın THD'ları karşılaştırılırsa

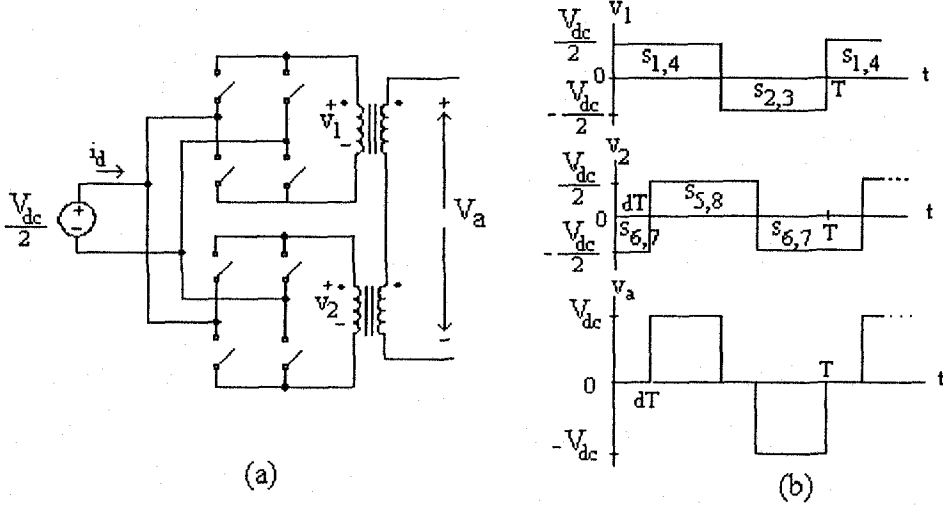
Kare-dalga için	THD=%48
3. ve 5. harmoniksiz kare-dalga için	THD = % 63
Sinüsoidal PWM için	THD = % 52

olduğu görülür. Ancak evirici çıkışında şekil 3.27'deki gibi bir filtre elemanı kullanılması halinde yukarıda belirtilen son iki dalga için kare-dalgaya göre filtre endüktansının boyutu oldukça küçük olacak ve daha önemlisi akım dalgası tam sinüs biçimine daha çok yaklaşacaktır.

6.4 Harmonik İptal Etme

Bu teknikte $V_{dc}/2$ genlikli doğru gerilimle beslenen 60° faz kaymalı çalışan ve sekonderleri seri bağlı iki trafo tarafından izole edilmiş, iki köprüevirici kullanılarak, iki kare dalganın çıkışta toplanmasıyla şekil 6.6'daki üç durumlu V_a oluşturulur. Bu tekniğe bazı literatürlerde basamak modülasyonu adı da verilir.

Harmonik yoketme metodunda eviricinin 30° ile 150° arasında çalışması durumunda 3. harmonik ortadan kalkıyordu. Aynı işlem uygulanmakla beraber, ikinci köprü evirici 60° faz farkla çalıştırılırsa 5. harmonikte aynı şekil 6.6'da grafiksel olarak gösterildiği gibi iptal olacaktır. Bu eviricinin anahtarlama kayıpları daha düşüktür. Ancak eviricinin transformatör içermesi maliyeti etkilemekte ve ayrıca denetleme devresi de daha karmaşık olmaktadır. Bununla beraber THD oldukça düşüktür. THD'yi hesaplamak

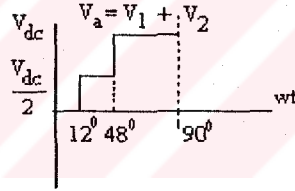


Şekil 6.6 Çift köprülü tek faz evirici

a) Devresi

b) Çıkış dalga şekilleri

için şekil 6.6 (c) 'deki dalga şeklinde olduğu gibi $V_{a(ef)}$ ve $V_{bn(ef)}$ değerleri hesaplanırsa;



$$\alpha_1 = 12^\circ, \quad \alpha_2 = 48^\circ$$

$$\begin{aligned} V_{b1} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} V_a \sin wt (dwt) = \frac{4}{\pi} \left(\int_{12}^{48} \frac{V_{dc}}{2} \sin wtd (wt) + \int_{48}^{90} V_{dc} \sin nwt d (wt) \right) \\ &= \frac{4V_{dc}}{\pi} \left\{ \frac{1}{2} (0.669 + 0.978) + 0.669 \right\} = 1.049V_{dc} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{a(ef)}^2 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_a^2 d (wt) = \frac{2}{\pi} \left(\int_{\pi/15}^{4\pi/15} \left(\frac{1}{2} V_{dc} \right)^2 d (wt) + \int_{4\pi/15}^{\pi/2} V_{dc}^2 d (wt) \right) \\ &= \frac{2V_{dc}^2}{\pi} \left\{ \frac{1}{2} \left(\frac{4\pi}{15} - \frac{\pi}{15} \right) + \left(\frac{\pi}{2} - \frac{4\pi}{15} \right) \right\} = 0.567V_{dc}^2 \end{aligned}$$

elde edilir. Bu ifade (6.12) denkleminde kullanılarak

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{0.576V_{dc}^2 - (1.049V_{dc} / \sqrt{2})^2}}{(1.049V_{dc} / \sqrt{2})} = \%17.5$$

elde edilir. Görüldüğü gibi bu tip eviricinin çıkış gerilimi THD'nu, boşluklu dalgadan çok düşük olmaktadır



SONUÇLAR ve ÖNERİLER

Filtre dizayn etmek bir bütünlüğü kapsayan işlemdir. Bu nedenle filtre dizaynı üretilmiş olan harmoniklerin tesbiti ve analizleri neticesindeki kriterlere bağlı olarak gerçekleştirilmelidir.

Bu çalışmada, güç elektroniği devrelerinde oluşan harmonikler, harmonik üreten kaynaklar, harmoniklerin yakınındaki alıcılar üzerinde oluşturduğu olumsuz etkileri ve üretilmiş olan bu harmoniklerin analizleri yapılarak, harmoniklerin yok edilmesinde kullanılacak olan filtreleme ve anahtarlama teknikleri incelenmiştir.

Güç elektroniği devrelerinde üretilen harmoniklerin, aynı sisteme bağlı diğer alıcıları olumsuz yönde etkiledikleri görülmüştür. Bu nedenle güç elektroniği devresinin çıkışında, üretilen bu harmonikler, maksimum düzeyde azaltılmalıdır. Bu azaltma işleminde kullanılacak olan yöntemlerin ekonomik ve basit olmasına dikkat edilmesi gereği ortaya çıkmıştır. Harmoniklerin yok edilmesinin verimli olabilmesi için harmoniklerle ilgili veri ve parametrelerin çok iyi tesbit edilmesi gereklidir. Bu ideal harmonik yok etme, harmoniğin üretildiği harmonik kaynağı yakınında yok etme yöntemidir. Çünkü harmonikler sisteme bağlı başka elemanlar bu harmoniklerin olumsuz etkisinde kalmamış olurlar.

Filtre seçiminde ise, kompanzasyon gerektirmeyen devrelerde, kompanzasyon yapılmakta ise kapasitör gerekli reaktif güce göre belirlenir.

KAYNAKLAR

- 1- Arillage, J., Bradley, D.A and Bodger, P.S. 1985. Power System Harmonics.,John Wiley and Sons inc. press.s. 7-313, New Zeland.
- 2- INDRAJIT, P.and Paul J.S.,1990. Effect of Harmonics on Power Measurement, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.26 no.5,1990. s.944-945
- 3- GONZALES, D.A.and Mc Call, J., Filters to Reduce Harmonic Distortion, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA, 23 no.3, 1987. s.504-509
- 4-- KARAFAKIOĞLU, B. 1949. Elektrik Filtreleri ve Kristalli Elektrik Filtreleri, İstanbul-Kurtuluş Basımevi., s. 2-80. İ.T.Ü. İstanbul
- 5- Kassakion, J.G.1991. Principles of Power Electronics. s.173-179
- 6- Kaynak O. 1988. Güç Elektronığı, B.Ü. İstanbul. s. 79-80.
- 7- KOCATEPE, c.1995. Nosinüsoidal Yükleri İçeren Güç Sistemlerinde Harmonik Yük Akışı Analizi ve Simülasyonu.Y.T.Ü. Fen Bil. Ens. Doktora Tezi. s.2-30.
- 8- Murphy, J.M.D and Turnbull, F.G. 1988. Power Electronic Control of AC Motors s.93-98
- 9- Yörükeren N. 1994. Güç Sistem Harmonikleri ve Bu Harmoniklerin Elektrikli Ulaşım Sistemlerinde Belirlenmesi ve Değerlendirilmesi. K.Ü. Fen. Bil. Ens. Kocaeli. s.1-134
- 10- Lander, C:W. Power Electronic s.249-260

EK - A

MERDİVEN DALGA (SIFIR DERECE İÇİN)
IP 10 0 PULSE(0 1A 0MS 0 0 3.33MS 20MS)
IR 10 0 PULSE(0 2A 3.33MS 0 0 3.33MS 20MS)
IS 10 0 PULSE(0 1A 6.66MS 0 0 3.33MS 20MS)
IT 10 0 PULSE(0 -1A 10MS 0 0 3.33MS 20MS)
IU 10 0 PULSE(0 -2A 13.33MS 0 0 3.33MS 20MS)
IV 10 0 PULSE(0 -1A 16.66MS 0 0 3.33MS 20MS)
I1 10 0 SIN(0 20A 50 HZ)
I2 10 0 SIN(0 10A 250 HZ)
I3 10 0 SIN(0 5A 350 HZ)
I4 10 0 SIN(0 3A 550 HZ)
I5 10 0 SIN(0 2A 650 HZ)
I6 10 0 SIN(0 1A 2KHZ)
C1 10 11 .417 UF IC=0
L1 11 12 .974H IC=0
R1 12 0 37
C2 10 13 .417 IC=0
L2 13 14 .497H IC=0
R2 14 0 26.6
C3 10 15 .417UF IC=0
L3 15 16 .201H IC=0
R3 16 0 16.9
C4 10 17 .417UF IC=0
L4 17 18 .145H IC=0
R4 18 0 14.4
C5 10 19 .417UF IC=0
L5 19 0 .085H IC=0
R5 19 0 452
RY 10 20 200
LY 20 0 200MH
.TRAN 40US 100MS 80MS 40US UIC
.PROBE
.END

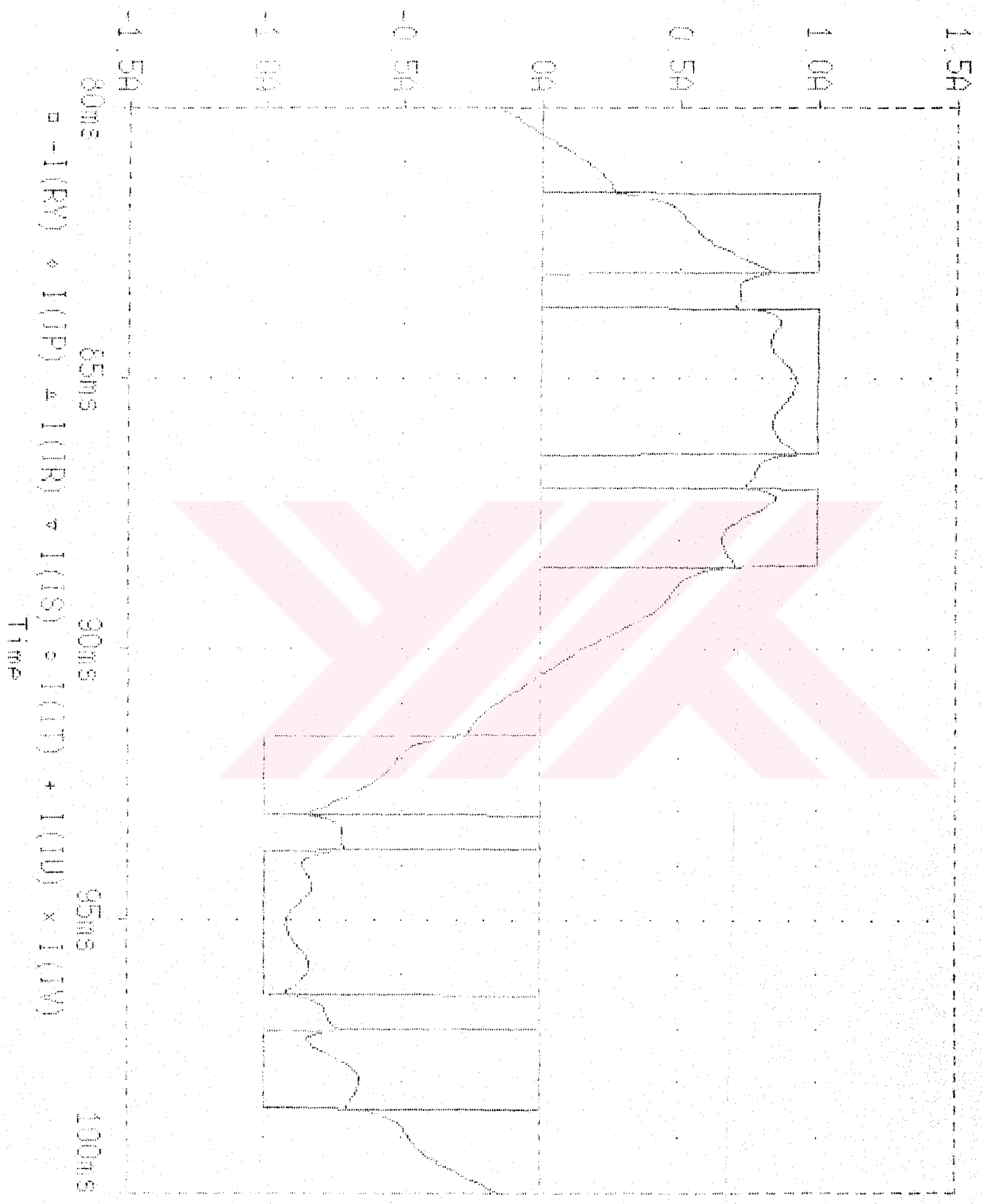
PWM DALGA

```
IP 10 0 PULSE (0 1A 1.58MS 0 0 1.42MS 20MS)
IR 10 0 PULSE(0 1A 3.68MS 0 0 2.64MS 20MS)
IS 10 0 PULSE(0 1A 7MS 0 0 1.42MS 20MS)
IT 10 0 PULSE(0 -1A 11.58MS 0 0 1.42MS 20MS)
IU 10 0 PULSE (0 -1A 13.68MS 0 0 2.64MS 20MS)
IV 10 0 PULSE(0 -1A 17MS 0 0 1.42MS 20MS)
I1 10 0 SIN(0 20A 50 HZ)
I2 10 0 SIN(0 10A 250 HZ)
I3 10 0 SIN(0 5A 350 HZ)
I4 10 0 SIN(0 3A 550 HZ)
I5 10 0 SIN(0 2A 650 HZ)
I6 10 0 SIN(0 1A 2KHZ)
C1 10 11 .417 UF IC=0
L1 11 12 .974H IC=0
R1 12 0 37
C2 10 13 .417 IC=0
L2 13 14 .497H IC=0
R2 14 0 26.6
C3 10 15 .417UF IC=0
L3 15 16 .201H IC=0
R3 16 0 16.9
C4 10 17 .417UF IC=0
L4 17 18 .145H IC=0
R4 18 0 14.4
C5 10 19 .417UF IC=0
L5 19 0 .085H IC=0
R5 19 0 452
RY 10 20 200
LY 20 0 200MH
.TRAN 40US 100MS 80MS 40US UIC
.PROBE
.END
```

PWM DALGASI

Date/Time run: 01/11/96 12:03:10

Temperature: 27.0

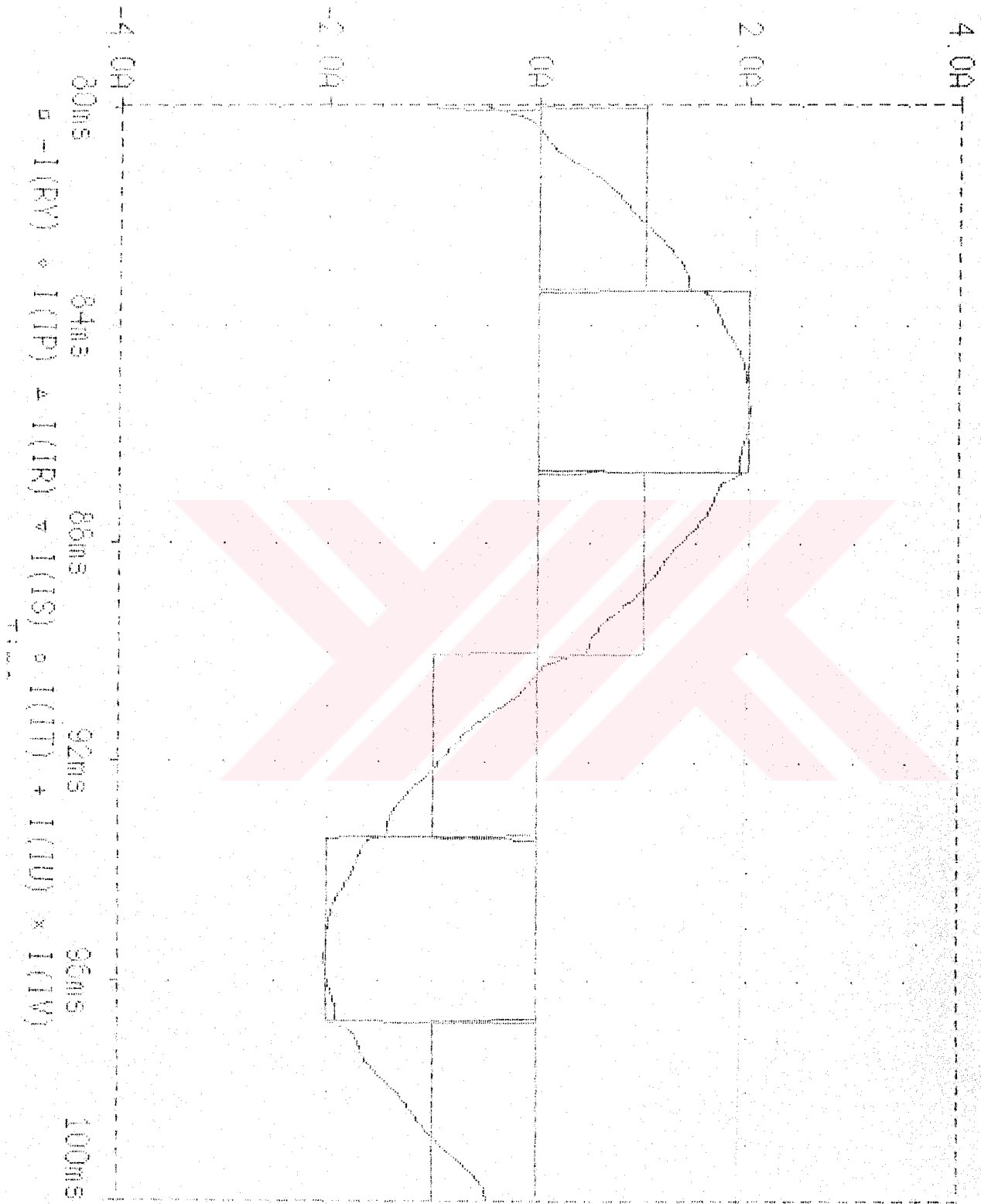


80ms 85ms 90ms 95ms 100ms
Time
-1(RV) + 1(IP) + 1(IR) + 1(IS) + 1(IT) + 1(IU) + 1(IV)

MERDİVEN DALGA

Date/Time run: 01/11/96 11:54:49

Temperature: 27.0



□ -I(RV) ◊ I(IP) ▲ I(IR) ▽ I(IS) ○ I(IT) + I(IU) × I(IV)

ÖZGEÇMİŞ

1968 yılında Muş'ta doğdu. 1985 yılında Bursa Demirtaşpaşa Endüstri Meslek Lisesi Elektrik Bölümünden mezun oldu. Aynı yıl Yıldız Üniversitesi Kocaeli Mühendislik Fakültesi Elektrik bölümünü kazandı ve 1989 yılında Elektrik Mühendisi olarak mezun oldu. Yine 1989 yılında Balıkesir PTT Başmüdürlüğü'nde otomatik telefon santrallerinde montaj, bakım ve işletme mühendisi olarak göreve başladı. Askerlik görevini yedek subay olarak tamamladı.

1994 yılında Manisa Celal Bayar Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde Araştırma Görevlisi olarak çalışmaya başladı ve görevine devam etmektedir. 1994 yılında Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği A.B.D.'de Yüksek Lisans öğrenimine başladı.

