

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Güç Sist. Harmon. Etkileri

Yüksek Lisans Tezi

Erdirin Gökçalp

1988

R 152  
102

YILDIZ UNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

GÖÇ SİSTEMLERİNE  
HARMONİKLERİN ETKİLERİ

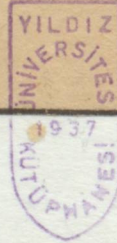
ELK. MCH. ERDİN GOKALP

İSTANBUL 1989

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ  
GENEL KİTAPLIĞI

R 152

Kot : ..... 102 .....  
Alındığı Yer : ...Fen Bilimleri Bant,.....  
Tarih : ..... 14/05/1991 .....  
Fatura : .....  
Fiatı : ..... 8500 TL .....  
Ayniyat No : ..... 1/3 .....  
Kayıt No : ..... 47653 .....  
UDC : ..... 621.3 ..... 378.242 .....  
Ek : .....



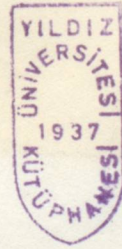
YILDIZ ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ



YÜKSEK LİSANS TEZİ

GÜÇ SİSTEMLERİNE

HARMONİKLERİN ETKİLERİ



ELK. MÜH. ERDİN GOKALP

İSTANBUL 1988

## ÖZET

Bu çalışmada harmoniklerin yapıları, çıkış sebepleri, harmonikleri meydana getiren yükler ve bunların güç sistemlerinde meydana getireceği tesirler incelenmiştir.

Elektrik tesislerinde güç elektroniği elemanlarının yaygın bir şekilde kullanılmaya başlanması, harmoniklerin hızla artmasına yol açmıştır. Buna paralel olarak enerji tesislerinde ve tüketicilerde harmoniklerin sebep olduğu olumsuz etkiler ve arızalarda meydana gelen artış, harmonikleri ve yol açtığı problemleri güncel bir konu haline getirmiştir. Bu çalışmada harmoniklerin meydana getirdiği problemler nazara verilmiştir.

1. Harmoniklerin Teorik Kaynakları ve Etkileri 1

2. Harmoniklerin Kaynakları ve Etkileri 2

2.1. Fourier Serisi 2

2.2. Grafik Yöntemleri 3

2.3. Deneysel Yöntemler 4

3. Harmoniklerin Kaynakları 5

SUMMARY

In this paper, the structure of harmonics, their causes, the load which causes them and their effects on the power system are studied.

Nowadays, as a result of the wide-uses of power considerably. Therefore, undesired effects of harmonics and increase in faults on power systems and equipments consuming power have made harmonics and troubles caused by them an actual subject. I hope, this study puts lights upon the way to the subject.

## İÇİNDEKİLER

### Sayfa No

#### 1. Harmoniklerin Meydana Getirdiği Problemler

1. Harmoniklerin Teorik Olarak İncelenmesi 1

2. Harmoniklerin Analitik Olarak Belirlenmesi 2

2.1. Fourier Analizi 2

2.2. Grafik Yöntemi 10

2.3. Ölçme Yöntemi 14

3. Harmonik Kaynakları 17

3.1. Klasik Harmonik Kaynakları 17

3.1.1. Elektrik Makinalarındaki Diş ve Olukların Meydana

Getirdiği Harmonikler 17

3.1.2. Çıkık Kutuplu Senkron Makinalarda Hava Aralığındaki

Relüktans Değişiminden Ortaya Çıkan Harmonikler 18

3.1.3. Senkron Makinaların Hava Aralığı Döner alanının

Meydana Getirdiği Harmonikler 21

3.1.4. Doyma Bölgesinde Çalışan Transformatörlerin Mıknatıs-

lama Akımları Dolayısıyla Oluşan Harmonikler 22

3.1.5. Güç Elektroniği Devre Elemanlarından Dolayı Meydana

Gelen Harmonikler (Redresör, Ondülörler, Frekans

Çevirici) 29

3.1.6. Elektrik Ark Fırınlarının Neden olduğu Harmonikler 33

3.2. Yeni Harmonik Kaynakları 35

3.2.1. Kesintisiz Güç Kaynakları 35

3.2.2. Doğru Akımla Enerji Taşınması 35

3.2.3. Statik Volt Amper Reaktif "VAR" Generatörleri 43

4. Harmoniklerin Meydana Getirdiği Problemler	55
4.1. Kondansatör Gruplarında Tahribat ve Aşırı Gerilimler	
Nedeni ile Yalıtkan Kablolarda Delinme	55
4.2. Transformatörlerde Meydana Gelen Akım ve Gerilim	
Harmoniklerinin Neden Olduğu Problemler	57
4.3. Rezonans Dolayısı ile Güç Sisteminde Aşırı Gerilim ve	
Akımların Meydana Gelmesi	59
4.4. Harmoniklerin sistem Kayıpları Üzerindeki Etkileri	74
4.5. Harmoniklerin Enerji Ölçen Sayaçlara Etkileri	76
5. Harmoniklerin Giderilmesi	80
6. Harmoniklerin Sistem Kayıpları Üzerindeki Etkinliğine	
İlişkin Sayısal Sonuçlar	81
7. Genel Sonuçlar	86

#### KAYNAKLAR

#### ÖZGEÇMİŞ

## 1. Harmoniklerin Teorik Olarak İncelenmesi

Elektrik şebekesinde üretilen gerilimin sinüoidal olduğu kabul edilip, hesaplamalar da buna göre yapılmaktadır. Fakat pratikte alternatörlerin meydana getirdiği e.m.k.'ler ve bunların şebekelerde meydana getirdiği alternatif akım ve gerilimler periyodik olarak değişmekle beraber, zamana göre sinüoidal birer büyüklük değildirler. Aynı şekilde generatörün hava aralığında magnetik akı dağılımını gösteren eğri de bir sinüs eğrisi değil, periyodik olarak değişen bir eğridir. Bunu mümkün merteye bir sinüs eğrisine benzetmek için generatörün kutuplarına uygun şekiller verilmeye çalışılır. Ayrıca, taşıma ve dağıtım hattı ile yükler, gerilimin dalga şeklinin tam sinüs şekline ayrılmasına sebep olabilir. Gerilimin dalga şeklindeki bozulmanın en önemli nedeni elektrik şebekesinde üretilen gerilimin, gerilim ve akımı arasındaki bağıntısı lineer olmayan yüklerdir. Bu tür non-lineer yükler, 50 Hz temel frekanslı aktif ve reaktif güçle birlikte, harmonik frekanslı akımlar üreten tüketiciler olarak kabul edilirler. Bu tüketicilerin ürettiği harmonik frekanslı akımlar devrelerini şebeke ve civar tüketiciler üzerinden tamamlayarak harmonik frekanslı gerilimler meydana getirirler. Bu gerilimler ise başlangıçta tam sinüs kabul edilen gerilimin dalga şeklini bozarlar. Bu bozulma, diğer bir tabirle şebekenin değişik noktalarındaki gerilim harmoniklerinin değeri; yükün meydana getirdiği harmonik akımının değerine, civar tüketicilerin ve şebekenin parametrelerine doğrudan doğruya bağlıdır.

Elektrik güç şebekesindeki harmoniklerin meydana getirdiği problemler uzun yıllardan beri bilinmektedir. Bu problemler senkron ve asenkron makinalardaki ısınma ve salınımlar, telefon hatlarındaki parazitler ve güç kondansatörlerinin arızalanması olarak biliniyordu. Zamanımızda ise güç elektroniğinin hızla gelişme kaydetmesi, elektrikli cihazların güç denetimlerini genellikle tristör, triyak, tranzistör gibi çeşitli elektronik devreler ile gerçekleştirilmesine neden olmuştur. Bunların şebekeden çektikleri akımlar sinüs eğrisi şeklinde olmadıklarından akım harmoniklerini ihtiva ederler. Bu akımlar

Şebeke empedansı üzerinde gerilim harmonikleri oluştururlar. Geçmişte, şebekede harmonik meydana getiren etkiler ve bunların meydana getirdiği harmoniklerin mertebeleri küçüktü. Bugün ise, güç elektroniğinde meydana gelen gelişmeler, harmoniklerin şebeke ve tüketicilerde meydana getirdikleri problemlerin artık kabul edilemez boyutlara ulaştırmıştır.

Teorik olarak, zamanın sinüsoidal bir fonksiyonu olduklarını düşündüğümüz ve bu esasa dayanarak incelediğimiz sinüsoidal alternatif akımla ilgili büyüklükler, uygulama alanında zamanın tam bir sinüsoidal fonksiyonu olmayıp, buna yakın fakat periyodik olarak değişen bir fonksiyondur. Uygulamada sinüsoidal fonksiyonların gerçekleştirilmesi ve ölçülmesi daha kolay olduğundan periyodik fonksiyonların incelemede kullandığımız en yaygın yol, bu fonksiyonları sinüsoidal fonksiyonların toplamı ile açıklayan Fourier Analizi yöntemidir.

## 2. Harmoniklerin Analitik Olarak Belirlenmesi

### 2.1. Fourier Analizi

$$\frac{a_0}{2} + a_1 \cdot \cos x + b_1 \cdot \sin x + a_2 \cdot \cos 2x + b_2 \cdot \sin 2x \dots$$

şeklindeki bir seriye trigonometrik seri denir. Bu seri daha kısa olarak

$$\frac{a_0}{2} + \sum_{v=1}^{\infty} (a_v \cos vx + b_v \sin vx) \quad (2.1)$$

şeklinde gösterilebilir.  $a_0$ ,  $a_v$  ve  $b_v$ 'ler trigonometrik serinin katsayılarıdır. ( $v = 1, 2, 3, \dots$ )

$2\pi$  periyodlu  $f(x)$  fonksiyonunun  $(-\pi, \pi)$  aralığında yakınsak bir trigonometrik seri ile temsil edilmiş olduğunu farzedelim. Yani;

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{v=1}^{\infty} (a_v \cos vx + b_v \sin vx) \quad (2.2)$$

olduğunu kabul ediyoruz.

Birinci taraftaki fonksiyonun integralinin (2.2) serisinin terimlerinin integrallerinin toplamına eşit olduğunu farzediyoruz. İlk olarak  $a_0$ 'ı hesaplamak üzere (2.2) ifadesinin her iki tarafının  $-\pi$ 'den  $+\pi$ 'ye kadar terim terim integrallerini hesaplıyalım. Bu takdirde;

$$\int_{-\pi}^{+\pi} f(x) \cdot dx = \int_{-\pi}^{+\pi} \frac{a_0}{2} dx + \sum_{v=1}^{\infty} \left[ a_v \int_{-\pi}^{+\pi} \cos vx dx + b_v \int_{-\pi}^{+\pi} \sin vx dx \right]$$

elde edilir. İkinci taraftaki her bir integrali hesaplırsak;

$$\int_{-\pi}^{+\pi} \frac{a_0}{2} dx = \pi \cdot a_0$$

$$\int_{-\pi}^{+\pi} \cos vx dx = \left| \frac{\sin vx}{v} \right|_{-\pi}^{+\pi} = 0$$

$$\int_{-\pi}^{+\pi} \sin vx dx = \left| -\frac{\cos vx}{v} \right|_{-\pi}^{+\pi} = 0 \text{ elde edilir.}$$

Buna göre  $\int_{-\pi}^{+\pi} f(x) dx = \pi \cdot a_0$  ve buradan da

$$a_0 = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} f(x) \cdot dx \quad (2.3)$$

bulunur. Diğer katsayıları hesaplamak için evvela aşağıdaki yardımcı integralleri hatırlayalım.  $v$  ve  $k$  tam sayılar olarak;

$$v \neq k \quad \text{ise}$$

$$\int_{-\pi}^{+\pi} \cos vx \cdot \cos kx \cdot dx = 0 \quad ; \quad \int_{-\pi}^{+\pi} \cos vx \cdot \sin kx \cdot dx = 0 \quad ;$$

$$\int_{-\pi}^{+\pi} \sin vx \cdot \sin kx \cdot dx = 0 \text{ dir.}$$

$v = k$  ise

$$\int_{-\pi}^{+\pi} \cos^2 kx \cdot dx = \pi \quad ; \quad \int_{-\pi}^{+\pi} \sin kx \cdot \cos kx \cdot dx = 0 \quad ;$$

$$\int_{-\pi}^{+\pi} \sin^2 kx \cdot dx = \pi \text{ dir.}$$

Bunlar yardımıyla (2.2) serisinin  $a_k, b_k$  katsayılarını hesaplayabiliriz.  $k \neq 0$  olarak  $a_k$ 'yi hesaplamak için (2.2) eşitliğinin her iki tarafını terim terim  $\cos kx$  ile çarpalım.

Böylece

$$f(x) \cdot \cos kx = \frac{a_0}{2} \cdot \cos kx + \sum_{v=1}^{\infty} (a_v \cdot \cos vx \cdot \cos kx + b_v \cdot \sin vx \cdot \cos kx)$$

elde edilir. Eşitliğin her iki tarafının  $-\pi$ 'den  $+\pi$ 'ye kadar integralini alalım.

$$\int_{-\pi}^{+\pi} f(x) \cdot \cos kx \cdot dx = \frac{a_0}{2} \int_{-\pi}^{+\pi} \cos kx \cdot dx + \sum_{v=1}^{\infty} \left[ a_v \int_{-\pi}^{+\pi} \cos vx \cdot \cos kx \cdot dx + b_v \int_{-\pi}^{+\pi} \sin vx \cdot \cos kx \cdot dx \right]$$

İkinci taraftaki terimlerden  $a_k$  katsayılı olanı hariç yukarıda hatırlattığımız integrallere göre sıfır olacağından

$$\int_{-\pi}^{+\pi} f(x) \cdot \cos kx \cdot dx = a_k \int_{-\pi}^{+\pi} \cos^2 kx \cdot dx = \pi \cdot a_k$$

ve buradan da

$$a_k = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} f(x) \cdot \cos kx \cdot dx \quad (2.4)$$

elde edilir.

$b_k$  katsayılarını belirtmek içinde (2.2) eşitliğinin her iki tarafını  $\sin kx$  ile çarpalım ve her terimin  $-\pi$ 'den  $+\pi$ 'ye kadar integrallerini hesaplıyalım. Bu takdirde;

$$\int_{-\pi}^{+\pi} f(x) \cdot \sin kx \cdot dx = \frac{a_0}{2} \int_{-\pi}^{+\pi} \sin kx \cdot dx + \sum_{v=1}^{\infty} \left[ a_v \int_{-\pi}^{+\pi} \cos vx \cdot \sin kx \cdot dx + b_v \int_{-\pi}^{+\pi} \sin vx \cdot \sin kx \cdot dx \right]$$

elde edilir. Buradan da ikinci taraftaki terimlerden  $b_k$  katsayılı olanı hariç hepsi yukarıda verdiğimiz yardımcı integrallere göre sıfır olacağından;

$$\int_{-\pi}^{+\pi} f(x) \cdot \sin kx \cdot dx = b_k \int_{-\pi}^{+\pi} \sin^2 kx \cdot dx = \pi \cdot b_k \quad \text{ve buradan da}$$

$$b_k = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} f(x) \cdot \sin kx \cdot dx \quad (2.5)$$

elde edilir.

(2.3), (2.4), (2.5) formülleri ile tanımlı katsayılara  $f(x)$  fonksiyonunun Fourier katsayıları ve bu katsayılarla oluşturulmuş (2.1) trigonometrik serisine de  $f(x)$  fonksiyonunun Fourier Serisi denir.

Fourier Serisine Açılabilme Şartları;

$f(t) = f(t + T)$  ifadesiyle belirlenen devirli herhangi bir fonksiyon şu şartları sağladığında Fourier Serisine açılabilir:

a) fonksiyon süreksiz ise, T periyodu içerisinde sonlu sayıda süreksizlik noktası bulunmalıdır.

b) Fonksiyonun T periyodu için sonlu ortalama değeri bulunmalıdır.

c) Fonksiyonun sonlu sayıda pozitif ve negatif maksimum değerleri olmalıdır.

Dirichlet şartları olarak adlandırılan bu şartlar sağlandığında fonksiyonun Fourier açılımı vardır ve trigonometrik formda şöyle yazılır;

$$f(t) = \frac{1}{2} a_0 + a_1 \cos \omega t + a_2 \cos 2\omega t + \dots + a_v \cos v\omega t \\ + b_1 \sin \omega t + b_2 \sin 2\omega t + \dots + b_v \sin v\omega t + \dots \quad (2.6)$$

veya

$$f(t) = C_0 + C_1 \sin(\omega t - \varphi_1) + C_2 \sin(2\omega t - \varphi_2) + \dots + C_v \sin(v\omega t - \varphi_v) + \dots \quad (2.7)$$

şeklinde yazılabilir. Bu takdirde periyod T olacağına göre integraleri (0,T) veya (-T/2, T/2) aralıkları için hesaplamak gerekir.

$a_0, a_v, b_v$  katsayılarını veren formüller ise

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot dt \quad (2.8)$$

$$a_v = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \cos v\omega t \cdot dt \quad (2.9)$$

$$b_v = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \sin v\omega t \cdot dt \quad (2.10)$$

şeklini alır. (2.6) ile (2.7) denklemlerini

$$a_v \cos v\omega t + b_v \sin v\omega t = C_v \sin(v\omega t - \varphi_v)$$

şeklinde eşitlenirse

$$C_v = \sqrt{a_v^2 + b_v^2} \quad (2.11)$$

ifadesine "Harmonik Modülü" denir. Ve faz açısı da

$$\varphi_v = \arctan \frac{b_v}{a_v} \quad (2.12)$$

olarak bulunur.

Fourier Serisinin (2.7) ifadesindeki  $C_0$  katsayısına "doğru bileşen",  $\omega t$ 'yi içeren  $C_1$  katsayılı terimlere periyodik fonksiyonun "temel terimi" veya "fundamental terimi" denir. Diğer terimler ise "harmonik bileşenler" ya da kısaca harmoniklerdir.

Mesela;  $2\omega t$ 'yi içeren ve  $C_2$  katsayılı terim ikinci harmonik,  $3\omega t$ 'yi içeren terim üçüncü harmonik,  $v\omega t$ 'yi içeren ve  $C_v$  katsayılı terim de  $v$ 'inci harmoniktir.

Periyodik fonksiyonun değişimini gösteren eğrinin şekline göre açılımda bazı harmonikler bulunmayabileceği gibi bazen de yalnız kosinüslü veya yalnız sinüslü terimlerin sadece bir kısmı mevcut olabilir. Bu suretle açılımda birtakım kısaltmalar yapılabileceğini önceden kestirmek mümkündür. Rastlanan başlıca durumları şöyle sıralayabiliriz:

a)  $y = f(x)$  fonksiyonunun değişimini gösteren eğri, birbirinin aynı fakat ters işaretli iki yarım periyottan oluşmuştur. Bu takdirde  $f(\pi + x) = -f(x)$  şartı sağlanır. Şu halde  $a_0 = 0$  olmalı ve aynı zamanda  $x$ 'in çift katlarının kosinüsleri ile sinüsleri bulunmamalı, yani bunların katsayıları da sıfır olmalıdır. Bu şartlar kısaca  $a_0 = b_{2k} = 0 = a_{2k}$  olarak ifade edilebilir.

Ve böylece, açılım daha basit olan

$$f(x) = a_1 \cos x + a_3 \cos 3x + \dots + b_1 \sin x + b_3 \sin 3x + \dots$$

şeklini alır.

b) Periyodik fonksiyonun değişimini gösteren eğri (a)'daki şartı gerçeklemekle beraber, ayrıca her yarım periyotluk kısım 1/4 periyoda karşılık gelen noktadan geçen bir düşey eksene göre simetrik. Bu takdirde  $f(\pi - x) = f(x)$  şartı sağlanır. Şu halde

$$a_1 = a_{2k+1} = b_2 = b_{2k} = 0 \text{ olması gerekir.}$$

Bundan önce de (a) şıkında bulunan şartı da ekleyerek açılımda x'in yalnız tek katlarının sinüslerinin bulunacağı görülür. O halde açılım  $f(x) = b_1 \sin x + b_3 \sin 3x + \dots + b_{2k+1} \sin(2k+1)x + \dots$  şeklinde olur. Yani açılımda sadece tek harmonikler mevcuttur.

c) Eğri, fonksiyonun sıfır değerine tekabül eden noktaya göre simetriktir.  $f(-x) = -f(x)$  şartı sağlanır. Burada  $a_0 = a_1 = a_2 = \dots = a_n = 0$  şartı bulunarak açılım

$$f(x) = b_1 \sin x + b_2 \sin 2x + \dots + b_n \sin nx + \dots \quad (2.15)$$

şeklinde yazılır. Yani açılımda sinüslü terimler vardır. Hem tek, hem çift harmonikler mevcuttur.

d) Eğrinin bir periyoda karşılık gelen düşey bir simetri eksenini bulunması hali. Yani;  $f(-x) = f(x)$  şartı gerçekleşmiştir. Bu şart (c)'deki şarta benzer. Fakat sadece bir işaret farkı vardır. O halde açılımda sinüslü terimler bulunmayacak buna karşılık sabit terimle kosinüslü terimler bulunacaktır. Buna göre açılım;

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + a_1 \cos x + a_2 \cos 2x + \dots + a_n \cos nx \text{ şeklinde olacaktır.}$$

Efektif değer ve Güç için

$$f(t) = \frac{1}{2} a_0 + a_1 \cos \omega t + a_2 \cos 2\omega t + \dots + b_1 \sin \omega t + b_2 \sin 2\omega t + \dots$$

fonksiyonu ele alınsın

$$F_{ef} = \sqrt{\left(\frac{1}{2} a_0\right)^2 + \frac{1}{2} a_1^2 + \dots + \frac{1}{2} b_1^2 + \frac{1}{2} b_2^2 + \dots} \quad (2.13)$$

ifadesinde  $C_v = \sqrt{a_v^2 + b_v^2}$  ile harmonik genliğini ifade ederek ve ortalama değer için  $C_0$  yazarak,

$$F_{ef} = \sqrt{C_0^2 + \frac{1}{2} C_1^2 + \frac{1}{2} C_2^2 + \dots} \quad (2.14)$$

bulunur.

Lineer bir devreye uygulanan periyodik bir gerilim düşünelim. Akım gerilimle aynı harmonikteki terimleri içereceğinden ancak empedans  $\omega$  ile değişeceğinden, görünen harmonik genliklerinin değişik olacağını söyleyebiliriz. Ayrıca sonsuz empedansa yol açabilecek paralel rezonans durumlarında akımın bazı harmoniklerinin görülemezliği de mümkündür.

Genel olarak; akım ve gerilimin ani değerleri için

$$v = V_0 + \sum V_v \cdot \sin(\omega t + \varphi_v) \quad (2.15)$$

$$i = I_0 + \sum I_v \cdot \sin(\omega t + \psi_v) \quad (2.16)$$

yazılabilir. Efektif değerler ise;

$$V_{ef} = \sqrt{V_0^2 + \frac{1}{2} V_1^2 + \frac{1}{2} V_2^2 + \dots} \quad (2.17)$$

$$I_{ef} = \sqrt{I_0^2 + \frac{1}{2} I_1^2 + \frac{1}{2} I_2^2 + \dots} \quad (2.18)$$

Akım ve gerilimin ani değerlerinin çarpımıyla verilen ani güç,

$$p = v \cdot i = \left[ V_0 + \sum V_v \cdot \sin(\omega t + \varphi_v) \right] \left[ I_0 + \sum I_v \cdot \sin(\omega t + \psi_v) \right] \quad (2.19)$$

ve ani gücün integrali olan ortalama güç

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p \cdot dt = V_0 I_0 + \frac{1}{2} V_1 I_1 \cos \theta_1 + \frac{1}{2} V_2 I_2 \cos \theta_2 + \dots \quad (2.20)$$

yazılabilir.

Burada  $\theta_v = \varphi_v - \psi_v$  devrenin ( $\omega$ ) rad/s frekansında eşdeğer empedans açısıdır.

$V_v, I_v$ , sinüs fonksiyonlarının maksimum değerleridir. Tek frekanslı alternatif akım devresinde ortalama güç  $\frac{1}{2}V_{\max} I_{\max} \cos\theta$  iken doğru akım devresinde  $V_0, I_0$  'dır.

Böylece (2.20) denklemi doğru akım, tek frekanslı alternatif akım ve periyodik nonsinüsoidal dalgalara ilişkin genel güç ifadesidir. (2.20) denkleminde farklı frekanslarda akım ve gerilimlerden ortalama güce bir katkı yoktur. Böylece güç bakımından her bir harmonik birbirinden bağımsızdır.

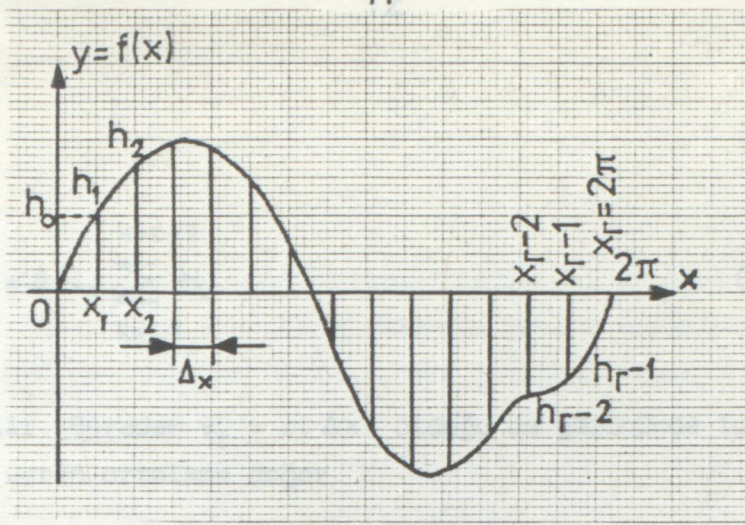
## 2.2. Grafik Yöntemi

Denklemini bilinen bir periyodik  $f(x)$  fonksiyonunun Fourier serisi halinde açılımını yazmak için terimlerin katsayıları olan ve (2.3),(2.4),(2.5) denklemleri ile verilen integralleri hesaplamak gerekir. Halbuki fonksiyonun denklemi bilinmiyorsa ve sadece değişimini gösteren eğri deneyle veya herhangi bir yoldan nokta nokta çizilerek verilmişse, bu integralleri ancak yaklaşık olarak hesaplamak mümkün olacaktır. Bunu yapmak içinde verilen eğriyi küçük parçalara bölerek bu parçalarla ilgili toplamları yapmak ve bunları katsayıları veren formüllerdeki integrallere eşitlemek gerekir.

Denklemini bilinmeyen  $y = f(x)$  periyodik fonksiyonunun değişimini gösteren şekil 2.1'deki eğrinin, deneyle çizilmiş olarak verildiğini farzedelim. Bu eğrinin apsisini  $(0, 2\pi)$  aralığı içinde  $r$  tane eşit parçaya bölelim. Bu parçalara karşılık gelen  $x$  değerlerini de

$$x_0 = 0, x_1, x_2, \dots, x_{r-1}, x_r = 2\pi \text{ ile gösterelim.}$$

$$\sum_{k=1}^r f(x_k) \Delta x = f(x_1) \Delta x + f(x_2) \Delta x + \dots + f(x_{r-1}) \Delta x + f(x_r) \Delta x$$
$$= \Delta x (f(x_1) + f(x_2) + \dots + f(x_r)) \quad (2.22)$$



Şekil-2.1. Sinüsoidal olmayan bir dalganın  $(0, 2\pi)$  aralığında  $r$  tane parçaya bölünmesi.

$f(x)$ 'in bunlara uyan değerleri eğri üzerinde ölçülerek  $h_0=0, h_1, h_2, h_3, \dots, h_{r-1}, h_r$  olsun.  $h_r = h_0$ 'dır ve bu  $x = 0$  ve  $x = 2\pi$ 'ye karşılık gelen  $x_0$  ve  $x_r$  değerlerinin eşit olduğu aşikardır.  $r$  ne kadar büyük olursa, bölünen parçalar o kadar küçük olacak ve hesaptaki yaklaşıklık da o kadar azalacaktır. Bu fonksiyonun açılımının sabit terimini bulalım. Denklemi bilinen  $f(x)$  fonksiyonunun açılımının sabit terimi

$$\frac{a_0}{2} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} f(x) \cdot dx \quad \text{formülü ile verilmiştir. Bu formül}$$

fonksiyonun ortalama değerini gösterir. Eğrisi verilen periyodik fonksiyonun ortalama değerini yaklaşık olarak bulmak için, küçük dikdörtgenlerin yüzölçümlerini toplamak ve sonra bunu dikdörtgenlerin tabanlarının toplamı olan  $x_r$ 'e bölmek gerekir. Dikdörtgenlerin ortak olan taban boylarını  $\Delta x$  ile ve herhangi birinin yüksekliğini de  $h_k$  ile gösterelim. Bütün dikdörtgenlerin yüzölçümlerinin toplamı

$$S = \sum_{k=1}^{k=r-1} h_k \cdot \Delta x \quad (2.21)$$

dir.  $k = 0$  ve  $k = r$  için  $h_0 = h_r = 0$  olacağından yukarıdaki ifadede  $k$ 'ya sadece 1'den  $r-1$ 'e kadar değerler verilmiştir, 0 ve  $r$  değerleri verilmemiştir. Böylece yapılan toplamda  $h_k$ 'lar değişik değerler alacak, fakat  $\Delta x$ 'ler daima aynı kalacaktır. O halde

$$\begin{aligned} S &= \sum_{k=1}^{k=r-1} h_k \cdot \Delta x = h_1 \cdot \Delta x + h_2 \cdot \Delta x + \dots + h_{r-2} \cdot \Delta x + h_{r-1} \cdot \Delta x \\ &= \Delta x (h_1 + h_2 + \dots + h_{r-1}) \end{aligned} \quad (2.22)$$

$$S = \Delta x \cdot \sum_{k=1}^{k=r-1} h_k \quad (2.23)$$

elde edilir. Buradan  $x_T = r \cdot \Delta x$  olduğu da gözönünde tutulursa  $\frac{1}{2} a_0$  terimini veren ortalama değer

$$\frac{1}{2} a_0 = \frac{S}{x_T} = \frac{\Delta x}{r \cdot \Delta x} \sum_{k=1}^{k=r-1} h_k \quad (2.24) \text{ veya}$$

$$a_0 = \frac{2}{r} \sum_{k=1}^{k=r-1} h_k \quad (2.25)$$

olarak bulunur. Şimdi de kosinüslü ve sinüslü terimlerin katsayılarını bulalım. (2.4) ve (2.5) ifadelerine benzeterek  $a_v$  ve  $b_v$  katsayılarını hesaplayabiliriz. Denklemi bilinen bir periyodik fonksiyon için;

$$b_v = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} f(x) \cdot \sin vx \cdot dx \quad \text{ve} \quad a_v = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} f(x) \cdot \cos vx \cdot dx \quad (2.28)$$

şeklindeydi. Bu formüllerin  $a_0$  sabit terimini veren formüllerden farkı, sadece integral işareti içinde  $\cos vx$  ve  $\sin vx$ 'in bulunmasıdır. O halde integralleri gene küçük dikdörtgenlerin toplamı gibi düşünerek;

$$\left. \begin{aligned} a_v &= \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{k=r-1} h_k \cdot \cos vx_k \cdot \Delta x \\ b_v &= \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{k=r-1} h_k \cdot \sin vx_k \cdot \Delta x \end{aligned} \right\} \quad (2.26)$$

yazılabilir. Burada  $\Delta x$ , dikdörtgenin tabanıdır ve  $2\pi/r$ 'e eşittir.

Diğer taraftan,  $x_k = k \cdot \Delta x$  olduğundan  $\Delta x$  yerine değeri konarak

$x_k = k \cdot \frac{2\pi}{r}$  bulunur ve (2.26) ifadelerinde  $\Delta x$ 'leri  $\Sigma$  işareti dışına çıkararak ve  $x_k$  yerine de değerini koyarak;

$$\left. \begin{aligned} a_v &= \frac{2}{r} \sum_{k=1}^{r-1} h_k \cdot \cos k \cdot \frac{2\pi \cdot v}{r} \\ b_v &= \frac{2}{r} \sum_{k=1}^{r-1} h_k \cdot \sin k \cdot \frac{2\pi \cdot v}{r} \end{aligned} \right\} \quad (2.27)$$

bulunur. Şu halde ile gösterilen toplamları ayrı ayrı yazarsak

$$\left. \begin{aligned} a_v &= \frac{2}{r} h_1 \cdot \cos \frac{2\pi v}{r} + h_2 \cdot \cos \frac{4\pi v}{r} + \dots + h_{r-1} \cdot \cos(r-1) \cdot \frac{2\pi v}{r} \\ b_v &= \frac{2}{r} \cdot h_1 \cdot \sin \frac{2\pi v}{r} + h_2 \cdot \sin \frac{4\pi v}{r} + \dots + h_{r-1} \sin(r-1) \cdot \frac{2\pi v}{r} \end{aligned} \right\} \quad (2.28)$$

elde edilir.

Eğer fonksiyonun açılımında bir takım kısaltmalar yapmak mümkünse, bu takdirde gereğine göre eğrinin yalnız  $(0, \pi)$  aralığına veya  $(0, \pi/2)$  aralığına karşılık gelen kısmı hesaba katılır. Ve bu aralıklar  $r$  tane eşit parçaya bölünür. Fakat  $(0, \pi/2)$  aralığı alındığı takdirde,  $x_r$ 'e karşılık gelen  $h_r$  değeri bundan önce söylendiği gibi sifıra eşit olmayıp fonksiyonun maksimum değerine karşılık gelir. Bu takdirde (2.27) formüllerinde  $\Sigma$  işaretlerini,  $k$ 'nın 1'den  $r$ 'e kadar olan değerleri için yazmalıdır. Yani;

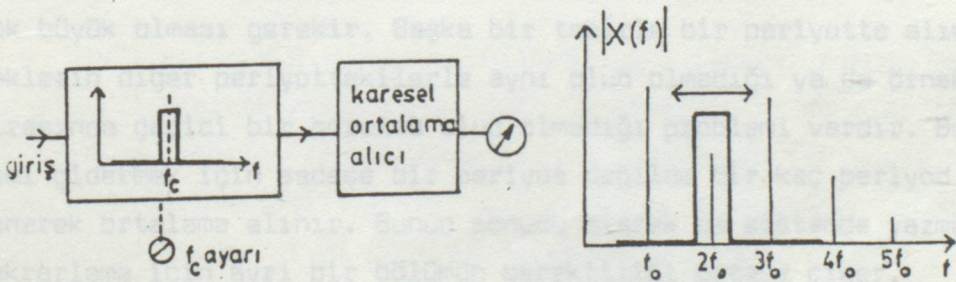
$$\left. \begin{aligned} a_v &= \frac{2}{r} \sum_{k=1}^{k=r} h_k \cdot \cos k \cdot \frac{2\pi v}{r} \\ b_v &= \frac{2}{r} \sum_{k=1}^{k=r} h_k \cdot \sin k \cdot \frac{2\pi v}{r} \\ a_0 &= \frac{2}{r} \sum_{k=1}^{k=r} h_k \end{aligned} \right\} \quad (2.29)$$

şeklinde yazılmalıdır. Esasen bu formüller genel olarak herhangi bir eğri şekline uygulanabilir. Ve eğri  $(0, 2\pi)$  aralığı için hesaplanıyorsa ve  $h_0 = 0$  ise, mutlaka  $h_r = 0$ 'dır. Bu takdirde toplamın  $k$ 'nın 1'den  $r$ 'e kadar bütün değerleri alınarak hesaplanmasının sonuca bir etkisi olmayacağı açıkça belirgindir. Yalnız hesaplar eğrinin hangi aralığı için yapılıyorsa formüllerdeki  $r$ 'in de 0 aralığın  $r$  parçaya bölündüğünü göstereceğine dikkat etmelidir.

### 2.3. Ölçme Yöntemi

Elektrik devrelerinde  $x(t)$  fonksiyonu bir devrenin herhangi bir yerindeki gerilim değişimi olabilir. Zamana göre periyodik olarak değişen böyle bir gerilimde harmoniklerin ölçülmesi için çok çeşitli ölçme düzenleri geliştirilmiştir.

Bu ölçme düzenlerinin çoğunun kullandığı yaygın yol çok darbandlı ve orta frekansı değiştirilebilen bir filtre ile harmoniklerin süzülerek bir voltmetre ile ölçülmesi temeline dayanır. Böyle bir düzenin basitleştirilmiş blok diyagramı şekil 2.2 de gösterilmiştir.

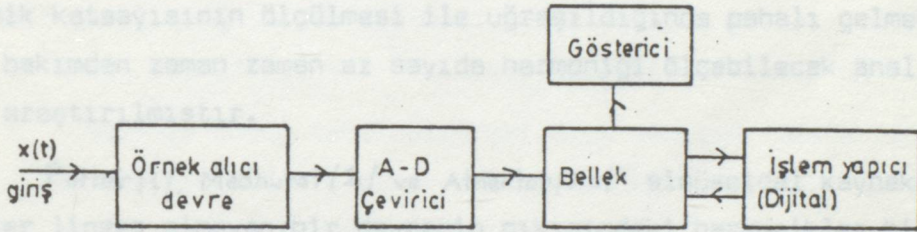


Şekil-2.2. Filtre tipi analog harmonik genlik analizörü.

Bu tür düzenler "harmonik genlik analizörü" ya da "dalga analizörü" olarak isimlendirilir. Bunlara harmonik genlik analizörü demek daha doğrudur. Çünkü bu tür analizörlerle harmoniklerin faz açıları ile ilgili hiçbir bilgi elde edilememektedir.

Harmoniklerin ölçülmesi için kullanılan ölçme düzenlerinin bir kısmı da dijital harmonik analizörleridir.

Bir dijital harmonik analizörünün basitleştirilmiş blok diyagramı şekil 2.3'de verilmiştir. Bu analizörün belirgin bir üstünlüğü incelenecek işaretin sadece bir periyodunun ele alınmasının yeterli oluşudur.



Şekil 2.3. Dijital harmonik analizörü.

Yöntemin başarılı olabilmesi için işaret/gürültü oranının çok büyük olması gerekir. Başka bir tabirle bir periyotta alınan örneklerin diğer periyottakilerle aynı olup olmadığı ya da örnek alma sırasında geçici bir bozulma olup olmadığı problemi vardır. Bu problemi gidermek için sadece bir periyot değilde bir kaç periyod incelenerek ortalama alınır. Bunun sonucu olarak da sistemde yazma ve tekrarlama için ayrı bir bölümün gerekliliği ortaya çıkar.

Görülüyor ki örnek alma ve dijital hesaplama ile harmonikler faz açıları ile birlikte ölçülebilmektedir. Üstelik hassasiyet artırılabilir. Ancak bu sistemler pahalı ve karmaşık olduğu için her alanda rahatça kullanılamamaktadır.

Harmonikleri faz açıları ile birlikte ölçülebilecek analog türden ölçü düzenleri henüz pek geliştirilememiştir. Bunun nedenini elektroniğin birçok dallarında olduğu gibi harmonik analizinin en çok uygulandığı yerlerde bile harmoniklerin faz açılarının bulunmasına çok fazla ihtiyaç duyulmayışına bağlayabiliriz.

Elektrik devrelerinde lineer olmayan elemanların kullanılmasının gün geçtikçe artması, harmoniklerin genliklerinin ölçülmesi kadar faz açılarının da ölçülmesinin önemini artırmıştır. Sadece ikinci harmoniğin var olduğu durumlarda bile bu harmoniğin genliği aynı kalmak şartıyla faz açısının değişiminin işaretin dalga şeklini ne kadar etkilediği malumdur.

Dijital harmonik analizörleri, sadece belli ve az sayıda harmonik katsayısının ölçülmesi ile uğraşıldığında pahalı gelmektedir. Bu bakımdan zaman zaman az sayıda harmoniği ölçebilecek analizörler de araştırılmıştır.

Potter/1/, Medhurst/2/ ve Atherton/3,4/ sinüsoidal kaynakla uyarılar lineer olmayan bir devrenin çıkışındaki harmonikler bilindiğinde, devrenin giriş-çıkış karakteristiğinin nasıl bulunabileceği ile ilgili metodları geliştirmelerinden sonra, 1967'de Jain ve Ather/5/ alternatif akım denkleştiricisi prensibine dayanan bir harmonik analizörü geliştirmişler ve bunun lineer olmayan bir devrenin karakteristiğinin bulunmasında kullanılabileceğini göstermişlerdir.

1977 yılında Szabados ve Hill/6/ aynı ilkeye dayanan benzer bir analizör geliştirmişlerdir. Jain ve Atherton'un daha az eleman kullanılarak yapılan bu analizör ile harmoniklerin faz açısı daha doğru ölçülebilmektedir. Ancak, adı geçen bu düzende her harmoniğin ölçülmesinde zaman alıcı üç ayrı ayara ihtiyaç duyulmasının yanı sıra sadece tek harmoniklerin ölçülebilmesi bu düzenin fazla tutulmasını önlemiştir.

1978'de Takagi'nin geliştirdiği bir Fourier dönüştürücüsü/7/ harmoniklerin faz açıları ile birlikte ölçülmesi için kullanılabilir. Bu Fourier dönüştürücüsü dördüncü harmoniğe kadar genliği ve faz açısıyla ölçülebilmektedir.

makinaların, imalinde gerek kutup ayakları şekline ve gerekse sar-  
guların yerleştirilmesine dikkat ederek harmoniklerin etkileri ihmal  
edilebilir bir dereceye indirilir. Bundan dolayı pratik olarak belirli  
harmonikler için bir kriterin belirlenmesini bulmak kâfidir. Şebekeler-

### 3. Harmonik Kaynakları

Şebekede harmonik meydana getiren etkenler ve cihazları iki  
sınıfa ayırabiliriz :

#### 3.1. Klasik Harmonik Kaynakları

##### 3.1.1. Elektrik Makinalarındaki Diş ve Olukların Meydana ge- tirdiği Harmonikler :

Endüklenen gerilim üzerine olukların da oldukça büyük etkisi  
vardır. Endüvinin oluklu olmasından dolayı meydana gelen alan değiş-  
meleri gerilim eğrisinde distorsiyonlar meydana getirir. Böylece  
temel dalga üzerine yüksek frekanslı titreşimler ilave olur.

(Np) bir kutup taksimatındaki oluk sayısını gösteriyorsa, bu  
takdirde dişlerden ötürü çıkık kutuplu senkron makinalarda gerilim  
eğrisinde meydana gelen yüksek harmoniklerin frekansı;

$$f_v = N_p \cdot 2 \cdot f \quad (3.1)$$

olacaktır. Çünkü temel dalganın yarı periyodu süresinde (Np) sayıda  
oluk bir kutup altından geçecektir. Toplam alanın bu dişler dolayısı-  
ıyla oynaması Foucault akımlarının etkisi ile zayıflar.

Harmonikler Yüksek gerilim şebekelerinde rezonans etkisi ile  
tesisat için tehlikeli olabilir. Bu yüksek mertebeden olan harmonik-  
lerin yok edilmesi için kutup ayakları eğri olarak seçilebileceği gibi  
çift kutup ayağı da kullanılabilir.

Bundan başka stator sargılarına ait olukları da eğri yapmak  
suretiyle, özellikle motorlarda yüksek harmoniklerin meydana gelmesi  
önlenir.

Ayrıca olukların ağızlarını kapamak suretiyle de yüksek har-  
monikleri yok etmek mümkündür. En son olarak hava aralığının da oluk  
titreşimleri üzerine etkisi olduğunu söyleyebiliriz. Genel olarak

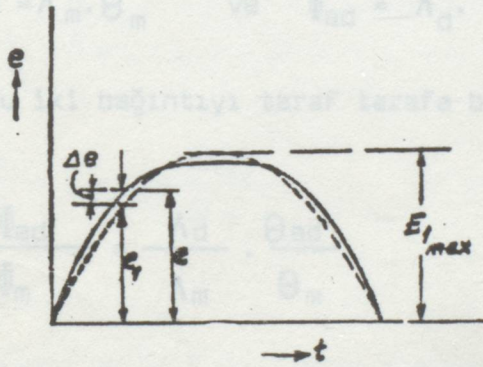
makinaların, imalinde gerek kutup ayakları şekline ve gerekse sar-  
guların yerleştirilmesine dikkat ederek harmoniklerin etkileri ihmal  
edilebilir bir dereceye indirilir. Bundan dolayı pratik olarak birinci  
harmoniğe ait ifade ile makinanın gerilimini bulmak kâfidir. Şebekeler-  
de kullanılan gerilim eğrilerinin şekilleri yönetmeliklerde tesbit  
edilmiştir.

Pratik olarak bir gerilim eğrisinin sinüs şeklinde olduğunun  
kabul edilmesi için şu şartın var olması gereklidir.

Gerilim eğrisinin herhangi bir andaki değeri ile bu eğrinin  
birinci harmoniğinin o andaki değeri arasındaki farkın mutlak değeri  
gerilimin birinci harmoniğinin genliğinin % 5'i aşmamalıdır. Yani;

$$\epsilon = \frac{|e_1 - e|}{E_{1\max}} = \frac{|\Delta e|}{E_{1\max}} < \% 5 \quad (3.2)$$

olmalıdır. (Şekil 3.1'de gösterilmiştir.)

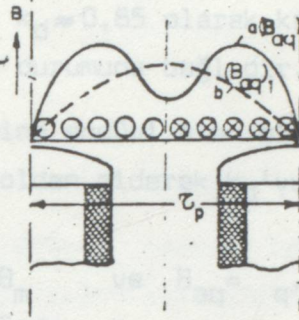


Şekil 3.1.

### 3.1.2. Çıkık Kutuplu Senkron Makinalar da Hava Aralığındaki Relüktans Değişiminden Ortaya Çıkan Harmonikler

Şekil 3.2'de endüvi alanının enine bileşeni (a) ve bu alanın  
birinci harmoniği (b)'de görülmektedir. Endüvi reaksiyon alanının  
magnetik iletkenliğini  $\Lambda$  ile gösterelim. Dik olan iki yöndeki bile-  
şenler incelenirken bu iletkenliğin de bileşenlerini almak gerekir.

Bunları da  $\Lambda_d$  ve  $\Lambda_q$  ile gösterelim.



Şekil 3.2. Enine yöndeki alan eğrileri.

Şimdi birinci harmonik dolayısı ile esas dalga için boyuna yöndeki akılara ilişkin şu bağıntıları yazalım :

$$\Phi = \Lambda_m \cdot \Theta_m \quad \text{ve} \quad \Phi_{ad} = \Lambda_d \cdot \Theta_{ad} \quad (3.3)$$

Bu iki bağıntıyı taraf tarafa bölersek :

$$\frac{\Phi_{ad}}{\Phi_m} = \frac{\Lambda_d}{\Lambda_m} \cdot \frac{\Theta_{ad}}{\Theta_m}$$

elde edilir.

Burada ki iletkenlik oranına  $k_d$  diyecek olursak, ifade aşağıdaki gibi olur.

$$\frac{\Phi_{ad}}{\Phi_m} = \frac{\Theta_{ad}}{\Theta_m} \cdot k_d \quad (3.4)$$

Şayet burada  $\Theta_{ad} = \Theta_m$  alacak olursak, bu takdirde  $k_d$  bize, endüvi reaksiyonun boyuna bileşiminin birinci harmonik akısının uyarma alanının birinci harmonik akısına olan oranını gösterir. Yani;

$$k_d = \frac{\Lambda_d}{\Lambda_m} = \frac{\Phi_{ad}}{\Phi_m} \quad \text{olur.} \quad (3.5)$$

Normal olarak çıkık kutuplu senkron makinalarda kutup ayağı genişliği  $\tau_p$  arasında yaklaşık olarak  $b_p/\tau_p \approx 0,4 \div 0,85$  bağıntısı vardır. Ve dikdörtgen kutuplu ile kutup ayağı altındaki hava aralığı sinüsoidal olan makinalarda  $k_d \approx 0,92$  ile  $0,84$  arasında değişir. Ortalama olarak  $k_d \approx 0,85$  olarak kabul edilir. Bu değer aynı zamanda demirdeki doyma durumuna bağlıdır.

Şimdi enine endüvi alan bileşenini inceleyelim. Burada da bundan önceki yoldan giderek  $k_q$ 'yu hesap edelim.

$\Phi_m = m \cdot \theta_m$  ve  $\theta_{aq} = q \cdot \theta_{aq}$  Bu iki bağıntı taraf tarafa bölündüğünde

$$\frac{\Phi_{aq}}{\Phi_m} = \frac{\theta_{aq}}{\theta_m} \cdot \frac{\Lambda_q}{\Lambda_m} \quad (3.6)$$

elde edilir. Burada

$$k_q = \frac{\Lambda_q}{\Lambda_m} \quad (3.7) \text{ yazılırsa}$$

$$\frac{\Phi_{aq}}{\Phi_m} = k_q \cdot \frac{\theta_{aq}}{\theta_m} \quad (3.8)$$

elde edilir.

Burada enine endüvi alan iletkenliğinin, uyarma alanı iletkenliğine oranın  $k_q$  ile gösteriyoruz. Şayet  $\theta_{aq} = \theta_m$  olursa  $k_q = \Phi_{aq}/\Phi_m$  olur ki bu da endüvi enine magnetik akı bileşeni ile uyarma alanı akılarının birinci harmonikleri arasındaki orandır.

Bundan önce sözkonusu olan kutup genişlikleri için, yani

$b_p/\tau_p \approx 0,4 \div 0,85$  için, bu değer  $0,3$  ile  $0,45$  arasında değişir.

$K_d/K_q$  oranı yaklaşık olarak 2'ye eşittir ki, buradan da boyuna yöndeki magnetik iletkenliğin birinci harmonik için enine yöndekinin iki katı olduğu sonucu çıkar.

### 3.1.3. Senkron Makinaların Hava Aralığı Döner Alanının Meydana Getirdiği Harmonikler

Yuvarlak rotorlu senkron makinaların uyarma alanının Fourier'e göre analizini yaptığımızda basamaklı trapez alanın  $v$ 'nüncü harmoniğinin maksimum değerini şöyle yazabiliriz.  $I_m$  uyarma akımını ve  $Nm$  de bütün kutuplardaki toplam sarım sayısını gösterdiğine göre,

$$(\Theta_v \max)_m = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{v} \cdot \xi_{mv} \cdot \frac{Nm}{p} \cdot I_m = \frac{\Theta_{mv}}{2} \quad (3.9)$$

$Nm/P$  bir çift kutuptaki sarım sayısıdır. Yazmış olduğumuz ifade uyarma alanının  $v$ 'üncü harmoniğinin yarı devresi için olan maksimum değeridir. Bunun iki katı alandığı takdirde bütün devre için hesap yapılmış olur. Yani,

$$(\Theta_v \cdot \max)_m = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{1}{v} \cdot \xi_{mv} \cdot \frac{Nm}{p} \cdot I_m = \Theta_{mv} \quad (3.10)$$

Bizi özellikle birinci harmoniğe ait değerler ilgilendirdiğinden tam ve yarı devre için

$$(\Theta_{1\max})_m = \frac{4}{\pi} \cdot \xi_{m1} \cdot \frac{Nm}{p} \cdot I_m = \Theta_m \quad (3.11)$$

$$(\Theta_{1\max})_m = \frac{2}{\pi} \cdot \xi_{m1} \cdot \frac{Nm}{p} \cdot I_m = \frac{\Theta_m}{2} \quad (3.12)$$

olacaktır.

Magnetik uyarma alanına ait olduğu için bunu  $\Theta_m$  ile gösterdik.  $\xi_{m1}$ , uyarma sargısına ait sargı faktörünün birinci harmoniğidir. Stator döner alanının ifadelerini m fazlı bir sistem için evvelce yazdığımız ifadelerden çıkarabiliriz. m fazlı bir döner alanın v'üncü harmoniğe ait maksimum değerini yarı devre için şöyle yazabiliriz.

$$(\Theta_{v \cdot \max, m})_a = m \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{1}{v} \cdot \xi_{av} \cdot \frac{N_a}{p} \cdot I = \frac{\Theta_{av}}{2} \quad (3.13)$$

$N_a$  stator faz sargısının toplam sarım sayısını ve  $I$  da stator akımını göstermektedir. Tam devre için yukarıdaki ifade 2 ile çarpılacaktır.

Birinci harmoniğe ait alanın maksimum değeri

$$(\Theta_{1\max, m})_a = m \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \xi_{a1} \cdot \frac{N_a}{p} \cdot I = \Theta_a \quad (\text{tam devre}) \quad (3.14)$$

ve

$$(\Theta_{1\max, m})_a = m \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \xi_{a1} \cdot \frac{N_a}{p} \cdot I = \frac{\Theta_a}{2} \quad (\text{yarı devre}) \quad (3.15)$$

dir.

Bu  $\Theta_m$  ve  $\Theta_a$  ifadeleri ile uyarma alanı ve endüvi alanı magnet motorkuvvet (MMK) değerleri hesap edilir. Bazı hallerde  $\Theta_m$  ve  $\Theta_a$  ile çalışmaktan ise bunları meydana getiren akımlar ile hesap yapmak daha kolaydır.

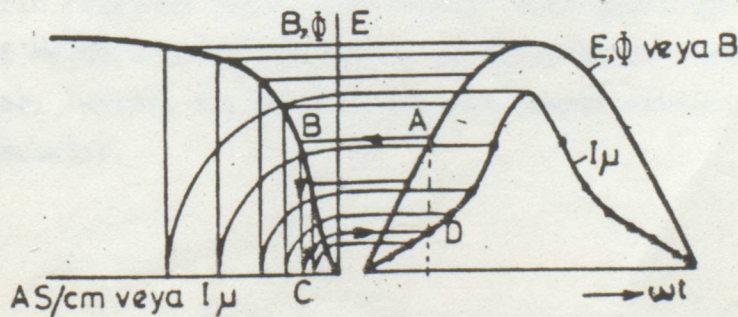
#### 3.1.4. Doyma Bölgesinde Çalışan Transformatörlerin Mıknatıslanma Akımları Dolayısıyla Oluşan Harmonikler

Magnetik devre kanunlarından bilindiği gibi, kapalı bir kuvvet çizgisi yolu üzerinde meydana gelen magnetik gerilim düşümlerinin toplamı bu kuvvet çizgilerini çevreleyen toplam amper-sarıma eşittir. Bu amper sarım, B magnetik akı yoğunluğundaki kuvvet çizgilerini uyaran magneto-motor-kuvvet (MMK) olup,  $I_\mu$  mıknatıslanma akımı ile

N sarım sayısının çarpımına eşittir. Bilindiği üzere, B endüksiyonu birim kesitten geçen magnetik akıyı ( $\Phi/S$ ) vermektedir. Magnetik devre hesaplarında Magnetik akı yerine B endüksiyonu ve MMK yerine de kuvvet çizgileri yolunun bir santimetresine düşen magneto-motor-kuvvet (AS/cm burada AS amper-sarımı göstermektedir) kullanılır. B ile AS/cm arasında kuvvet çizgileri yolunun fiziksel özelliğine dayanan bir bağıntı vardır. Bir transformatör sinüs eğrisi şeklinde bir gerilimi bulunan bir şebekeye bağlanmış ise, bu takdirde bu gerilimin çekirdekte uyardığı magnetik akı da zamana göre sinüs şeklinde değişir. Tabiatıyla bu akının endüklediği zıd EMK'da sinüs şeklinde değişecektir.

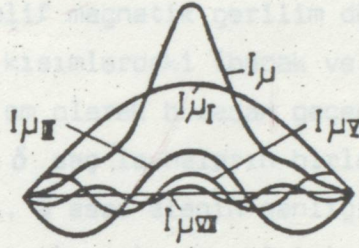
Şekil 3.3 de mıknatıslanma eğrisi zamanla sinüs eğrisi şeklinde değişen  $\Phi$ , B veya E'nin ani değerlerinden faydalanarak mıknatıslanma akımı eğrisinin çizimle bulunuşu' görülmektedir.

Çizim şu şekilde yapılır : Sinüs şeklinde olan  $\Phi$ , B veya E eğrisinde herhangi bir A noktasından ok yönünde gidilerek mıknatıslanma eğrisinde B noktasına varılır. Bu noktaya ait mıknatıslanma akımı değeri, C(AS/cm de N sarım sayısı sabit kaldığından, AS/cm değerleri bir ölçek farkı ile  $I_\mu$  değerlerine karşılık gelir.) bulunur. Bu değer çıkış noktasında ki zamana taşınır. Aynı işlem sinüs şeklindeki eğrinin diğer değişik noktaları için tekrar alınacak olursa, mıknatıslanma akımınının eğri şekli elde edilir. (Eğer histerezis eğrisi hesaba katılsa mıknatıslanma akımı için elde olunacak eğri şekilde gösterilen eğriden pek farklı olmayacaktır, çünkü yüksek alışımlı transformatör saçlarında histerezis kayıpları bir hayli küçük olduğundan, histeriz eğrisinin gidiş ve dönüş kolları şekil 3.3'de çizilen ortalama mıknatıslanma eğrisine çok yakın olacaktır.)



Şekil 3.3. Bir transformatörün mıknatıslanma eğrisi ve  $\Phi$ , B veya E'nin zaman fonksiyonundan faydalanarak mıknatıslanma akımının zamana göre değişimi.

Şekilden de görüleceği gibi mıknatıslanma akımı eğrisi sinüs eğrisinden farklıdır. Bu eğri şekil 3.4'de gösterildiği gibi, harmoniklerine ayrılacak olursa buradan yalnız esas dalganın tek mertebeden bütün harmoniklerinin varolduğu görülür. Harmoniklerin genlikleri mertebeleri ile ters orantılı olduğundan, harmoniklerin mertebesi büyüdükçe etkileri azalır. En etkili olanı üçüncü harmoniktir. Bunun etkisi kuvvetli doymalarda büyük olur.



Şekil 3.4. Mıknatıslama akımının harmoniklere ayrılması.

Endüksiyonun artması ile üçüncü harmoniğin genliği büyümektedir. Bu, mıknatıslanma akım eğrisinin fazla distorsiyona uğraması demektir. Demek oluyor ki, demir kesitini küçük tutmak yüksek harmoniklerden ötürü kuvvetli bir distorsiyona sebebiyet vermekte ve demir kesitini büyük tutmak da mıknatıslama akım eğrisinin sinüs şekline yaklaşmasını sağlamaktadır.

Mıknatıslama akımı içinde yüksek harmoniklerin bu derece bol bulunması transformatörleri şebekelerin başlıca yüksek harmonik üreticisi durumuna getirmiştir. Trafoların mıknatıslama akımları, generatör de dahil olmak üzere şebekenin bütün aktif ve reaktif dirençlerinden geçerler. Mıknatıslama akımlarının yüksek harmonikleri generatör ve hatların frekansa bağlı olan reaktif dirençleri üzerinde gerilim düşümleri meydana getirerek şebeke geriliminde de distorsiyon meydana getirirler. Tabiatı ile bozulan gerilim tekrar mıknatıslanma akımına etki yapacaktır.

Mıknatıslanma akımının efektif değerinin hesabı şöyle yapılabilir. Magnetik devre kanunlarına uyarak transformatörün magnetik devresi için aşağıdaki bağıntıyı yazabiliriz.

$$\Theta_m = H_1 \cdot l_1 + H_2 \cdot l_2 + \dots + 0,8 \cdot \delta \cdot \frac{\Phi}{Q_i} \quad (3.16)$$

Burada  $\Theta_m$  mıknatıslanma amper-sarımı olup, kuvvet çizgileri yolunda varolan muhtelif magnetik gerilim düşümlerinin toplamına eşittir. H, muhtelif kısımlardaki (bacak ve boyunduruklar) alan şiddeti (AS/cm) ve l'de cm olarak buradan geçen kuvvet çizgilerinin ortalama uzunluğudur.  $\delta$  saç levhaların birleştikleri yerlerdeki hava aralıklarının toplamı,  $\Phi$  esas alanın genliği ve  $Q_i$ 'de saçların birleştikleri (eklendikleri) yerlerden birinin kesitidir.

Transformatöre ait bilinen değerlerden faydalanarak evvela  $\Phi$  magnetik akısı hesap olunur. Buradan endüksiyonun en büyük değeri  $B_{max} = \Phi/Q$  bulunur. Mıknatıslanma eğrisinden faydalanarak  $B_{max}$ 'a ait H bulunur. Boyunduruk kesidi daima bacak kesidine göre büyük seçildiğinden, boyunduruktaki endüksiyon baccaktakinden aradaki kesit farkı oranında daha küçük olacaktır. Aynı eğriden boyunduruk endüksiyonuna ait H'da bulunur. Bu H değerlerini ait oldukları kısımdaki kuvvet çizgileri uzunluğu ile çarparak bu kısımlar için lüzumlu amper-sarımlar tesbit edilmiş olur. Çekirdek saçlarının birleşme yerlerinden birinde 0,0035 ilâ 0,005 cm kadar hava aralığı bulunur. Bu suretle denklem 3.16 dan toplam mıknatıslama amper sarımı hesap olunduktan sonra mıknatıslama akımının efektif değeri bulunur.

$$\Theta_m = I_{\mu \max} \cdot N_1 \quad (3.17)$$

$$\text{denkleminde } I_{\mu \max} = \sigma I \quad (3.18)$$

yazılarak mıknatıslama akımının efektif değeri

$$I_{\mu} = \frac{\Theta_m}{\sigma \cdot N_1} \quad (3.19)$$

elde edilir. Toplam mıknatıslanma akımının efektif değeri, muhtelif

harmoniklerin efektif değerlerinden aşağıdaki gibi de hesap edilir.

$$I_{\mu} = \sqrt{I_{\mu 1}^2 + I_{\mu 3}^2 + I_{\mu 5}^2 + \dots + I_{\mu v}^2} \quad (3.20)$$

16000 gauss da kristalleri magnetik yönelmiş saçlardan oluşan transformatör çekirdeklerinde muhtelif harmoniklerin efektif değerleri ile toplam mıknatıslanma akımının efektif değeri arasında şu oranlar vardır :

$v$	1	3	5	7	9
$\frac{I_{\mu v}}{I_{\mu}}$	0,86	0,40	0,23	0,12	0,07

$\sigma$  tepe değer faktörü olup, eğri şekline bağlıdır. Tam sinüs eğrisinde  $\sigma = \sqrt{2}$  dir.

Histerezis ve Foucault akım kayıplarına karşılık gelen boşa çalışma akımının aktif bileşeni  $I_v$  demir kayıplarından hesap edilir.

$$I_v = \frac{P_{Fe}}{U_1} \quad (3.21)$$

Mıknatıslama akımı ile demir kayıplarına karşılık gelen bu akım arasında doksan derecelik bir faz farkı vardır ve bunların karelerinin toplamının karakökü boşa çalışma akımına eşittir. Yani;

$$I_0 = \sqrt{I_{\mu}^2 + I_v^2} \quad \text{dır.} \quad (3.22)$$

Üç fazlı transformatörlerde mıknatıslama akımı transformatörün iç bağlantısına bağlıdır. Bu bakımdan değişik bağlama şekilleri için mıknatıslama akımını etüd etmek gereklidir.

-  $Y_{y0}$  bağlamasında mıknatıslama akımının incelenmesi :  
Bilindiği gibi bu bağlamada primer ve sekonder sargılar Yıldız/Yıldız olarak bağlanmışlardır. Şimdi primer sargının nötr hattının bulunup bulunmaması durumlarını düşünelim.

a) Primer yıldızında nötr hattının olup ve sekonder yıldızında nötr hattının olmaması hali :

Bu tip transformatörler Avrupa'da seyrek kullanılmaktadır. Bu transformatörlerin mıknatıslama akımlarının incelenmesinde iki durum söz konusudur. Transformatörlerin magnetik devreleri birbirinden bağımsız olabileceği gibi, birbirinden bağımsız da olmayabilir.

Magnetik devreleri birbirinden bağımsız olan transformatörlerde (üç adet bir fazlı transformatör veya üç fazlı mantel tipi transformatör) bir fazlı transformatörlerde görmüş olduğumuz bütün tek mertebeden harmonikler bulunur. Faz akımlarının ( $v$ ) inci mertebeden harmonikleri arasındaki faz farkı şuna eşittir.

$$\gamma_v = v \cdot \gamma_1 = v \cdot 120 = v \cdot \frac{2\pi}{3} \quad (3.23)$$

Bu bağıntıdan görüleceği gibi üç ve üçün katı olan harmonikler her üç fazda da aynı yöndedir; dolayısıyla üçün katı olan harmonikler nötr hattında birbirine ilave olunurlar. Buna karşılık üçün katından başka diğer harmoniklerin toplamı sıfır edecektir. Çünkü aralarında  $120^\circ$ lik faz farkları bulunacaktır.

Fazların magnetik devreleri birbirinden bağımsız olmayan transformatörlerde (çekirdek tipi transformatörler) aynı bağıntılar vardır, yalnız üç fazın magnetik bakımdan simetrik olmayışından fazlardaki mıknatıslama akımları değer bakımından birbirine eşit değildirler. Orta fazın demiryolu diğer iki dış fazın demiryollarına nazaran kısadır, dolayısıyla orta fazın mıknatıslama akımı iki dış fazinkine nazaran daha küçük olacaktır.

Nötr hattın  $I_{\mu_0}$  akımının geçtiğini kabul edecek olursak, bu takdirde Kirchhoff kanununa göre sıfır noktası için aşağıdaki ifade yazılabilir.

$I_{\mu_1} + I_{\mu_2} + I_{\mu_3} + I_{\mu_0} = 0$  Burada nötr hattından geçen  $I_{\mu_0}$  dengeleme akımı  $I_{\mu_2}$  yi değerce tamamlayarak  $I_{\mu_1}$  ve  $I_{\mu_3}$ 'e eşit yapmaktadır.

b) Primer yıldızında nötr hattının olmaması :

(3.23) ifadesinde görülen, üç ve üçün katındaki yüksek harmonikler her üç fazda aynı yöndedirler ve bunların toplamı sifıra eşit olduğundan sifır hattı var olduğu takdirde bunlar sifır hattından geçeceklerdir. Üçün katından başka tek mertebeden olan mıknatıslama akımının yüksek harmonikleri ise sifır hattından geçmeyeceklerdir, zira bunların sifır noktasındaki toplamı sifıra eşittir. Şu halde primerde nötr hattı bulunmadığına göre mıknatıslama akımının üçün katı olan yüksek harmonikleri nötr noktada yığılıp kalacaklardır. Görüyoruz ki nötr hattı bulunmadığı zaman sargılardan üçün katı olan mıknatıslama akımı harmonikleri geçemeyecek; üçün katından başka diğer tek mertebeden harmonikler ise geçeceklerdir. Bu durum transformatörler de mıknatıslama akımından farklı bir akımın meydana gelmesine sebebiyet vermektedir.

Yıldız-Yıldız bağlı üç fazlı transformatörlerde üçün katı olan harmoniklerin kötü etkilerinden kurtulmak için "tersiyer sargı" kullanılır. Görmüş olduğu görevden dolayı buna "dengeleyici sargı" da denir. Bu sargı üçgen olarak bağlanır. Tersiyer sargının üzerinden mıknatıslama akımının 3,9,15...inci harmoniklerin geçmesi ile alan ve faz sargıları bu harmoniklerden kurtulurlar.

Simetrik olmıyan, çekirdek tipi transformatörlerde üç bacakta bulunan mıknatıslama akımları eşit olmadığından aynı problemler meydana gelebilir. Primer sargısı yıldız bağlanmış ve fakat nötr hattı bulunmayan çekirdek tipi bir transformatörün nötr noktasındaki üç fazın mıknatıslama akımlarının toplamının sifır etmesi gerektiğinden orta bacağın mıknatıslama akımını değer bakımından dış fazınkine eşit yapan  $I_{y0}$  akımı nötr hattının bulunmayışından dolayı buradan geçemeyeceğinden her üç faz sargısına dağılır. Her fazdan bu akımın üçte biri geçer ve bunlar aynı fazdadırlar.  $\frac{1}{3}I_{y0}$  değerinde olan bu dengeleyici mıknatıslama akımı üç bacakta aynı fazda olan magnetik akılar meydana getirir. Aynı fazda olan bu akılar devrelerini çekirdek üzerinden kapayamayacaklarından yine kendilerine yağ içinde yol ararlar, ve imkan bulduklarında kazan kabı üzerinden devrelerini kaparlar. Aynı fazda olan bu akılar sargılarda aynı fazda olan gerilimler endükleyerek nötr noktasının kaymasına sebep olurlar.

c) Primer Sargının Üçgen olması Hali :

Primer sargısı üçgen olarak bağlanan üç fazlı transformatörün mıknatıslama akımında üçün katı olan harmonikler oluşur, çünkü aynı fazda olan bu akımlar üçgen olarak bağlanan sargılar içinde akabilirler. 3,9,15'inci harmonikler yalnız kapalı devre oluşturan üçgen sargı içinde akacağından primer şebekeye geçmez. Primer şebeke hatlarında ancak  $(3\sqrt{3})$  inci harmonikler vardır. Burada  $\sqrt{3}$ , 0 veya çift bir sayıdır.

Primer sargının üçgen olması halinde bacalarda ki simetrisizlikten dolayı meydana gelen mıknatıslama akımlarındaki eşitsizliğin de bir sakıncası kalmaz. Çünkü orta çekirdeğin mıknatıslama akımının diğer iki bacağından küçük olmasına rağmen, şebekeden çekilen her üç koldaki akımlar birbirine eşittir.

Zig-zak bağlama yalnız sekonder sargıda kullanıldığından mıknatıslama akımlarının bu bağlama türü için incelenmesinin ancak teorik bir değeri olacaktır. Eğer zig-zak bağlama nötr hattı ile primer tarafta kullanılırsa, bu takdirde akımın üçüncü harmoniği pek büyük olur ve sıfır hattından büyük bir akım geçer. Bu üçüncü harmoniğin bacak üzerindeki sargı kısımlarında meydana getirdiği amper-sarımlar zig-zak bağlamada birbirlerini yok ederler.

3.1.5- Güç Elektroniği Devre Elemanlarından Dolayı Meydana Gelen Harmonikler (Frekans çevirici, Redresör, Ondülörler) :

Alternatif akım ayarlayıcılarında olduğu gibi şebeke denetimli dönüştürücülerde de faz kesme kumandası dolayısıyla bir reaktif güç ortaya çıkar.  $\alpha$  tetikleme açısına bağlı olan faz gerilimi ile doğrultucu akımı arasındaki faz farkı alternatif akım şebekesinin ek bir reaktif güçle yüklenmesine neden olur. Şebeke denetimli dönüştürücüler de meydana gelen reaktif gücün "Kumanda Reaktif gücü" ve "Komütasyon reaktif gücü" olmak üzere iki bileşeni vardır. Kumanda reaktif gücü gecikme açısına bağlıdır. Komütasyon reaktif gücünün nedeni ise komütasyon devresindeki reaktanslardır. Bu reaktanslar komütasyon süresince iki fazdan da akım geçmesine ve akımın gerilime göre faz farkının biraz daha artmasına sebep olur.

tasyon reaktif gücü" olmak üzere iki bileşeni vardır. Kumanda reaktif gücü gecikme açısına bağlıdır. Komütasyon reaktif gücünün nedeni ise komütasyon devresindeki reaktanslardır. Bu reaktanslar komütasyon süresince iki fazdan da akım geçmesine ve akımın gerilime göre faz farkının biraz daha artmasına sebep olur.

- Kumanda Reaktif Gücü :

Tetikleme açısı nedeniyle ortaya çıkan bu reaktif gücü, ideal komütasyon için yani komütasyon devresi reaktansını ihmal ederek bulabiliriz. Ayrıca şebeke geriliminin tam sinüoidal olduğunu ve doğru akım  $I_d$ 'nin tam olarak süzüldüğünü kabul edelim. Akım sinüoidal olmadığı için, temel dalga ile birçok harmoniklerden oluşmuştur. Aktif gücü oluşturan sadece akımın temel dalgasıdır.

$$P = P_1 = m \cdot U \cdot I_{1L} \cdot \cos \varphi_1 \quad (3.24)$$

Görünen güç ise;  $S = m \cdot U \cdot I_L$  (3.25)  
dır. Ana dalganın reaktif gücü

$$Q_1 = m \cdot U \cdot I_{1L} \cdot \sin \varphi_1 \quad (3.26)$$

görünen gücü ise  $S_1 = m \cdot U \cdot I_{1L}$  (3.27)

dir. "Dönüştürücü güç faktörü" :

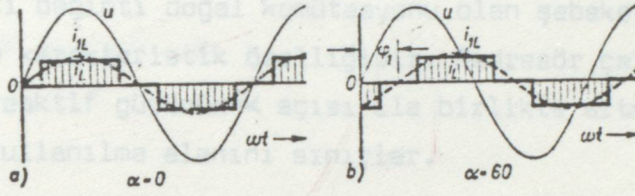
$$\lambda = \frac{P}{S} \quad (3.28)$$

değerleri yerine konursa  $\lambda = \frac{I_{1L}}{I_L} \cdot \cos \varphi_1$  olur. (3.29)

$\cos \varphi_1$ 'e "Temel dalga güç Faktörü" yada "Kayma Faktörü" denir. Akımın sinüoidal olması halinde  $\frac{I_{1L}}{I_L}$  oranı bir'e eşittir.

Aksi halde birden küçüktür. Buna göre akım sinüoidal olmadığından güç faktörü, kayma faktöründen küçük olur

Şekil 3.5'de çok kullanılan bir bağlantı şekli olan üç fazlı iki yollu bağlantıda faz gerilimi  $U$  ve bu fazdan çekilen  $i_L$  akımının değişimi görülmektedir. /8/



Şekil 3.5. Üç fazlı iki yollu bağlantıda şebekeden çekilen akımın değişimi.

$\alpha = 0$  halinde akımın ana dalgası  $i_{1L}$ , gerilim ile aynı fazdadır ve dolayısıyla temel dalga reaktif gücü söz konusu değildir.  $\alpha$ 'nın sıfırdan farklı olması halinde  $i_L$  akımı bloku ve dolayısıyla temel dalga  $\varphi_1 = \alpha$  kadar kayar. Böylece bir reaktif güç oluşur. Şekil 3.5.b'de  $\alpha = 60^\circ$  için  $i_L$  ve  $i_{1L}$  nin değişimi verilmiştir. Dönüştürücü aktif gücü

$$P = P_1 = U_{di}\alpha \cdot I_d = U_{di} \cdot I_d \cdot \cos\alpha \quad (3.30)$$

dir.

Zira doğru gerilimle doğru akımın çarpımı aktif gücü verir.  $\alpha = \varphi_1$  olduğuna göre Temel dalga görünen gücü  $\alpha$  gecikme açısına bağlı değildir.

$$S_1 = U_{di} \cdot I_d \quad (3.31)$$

$\alpha = 0^\circ$  halinde

$$S_1 = P_1 \quad \text{olur.} \quad (3.32)$$

Temel dalga reaktif gücü ise

$$Q_1 = U_{di} \cdot I_d \cdot \sin \alpha \quad (3.33)$$

Temel dalga reaktif gücü,  $\sin \alpha$  ile orantılıdır. Diğer  $U_{di}$ ,  $\cos \varphi_1$  ile orantılı olacaktır. Doğru gerilimle kayma faktörü arasındaki bu sıkı bağıntı doğal komütasyonu olan şebeke denetimli dönüştürücülerin karakteristik özelliğidir. Redresör çalışma bölgesinde ana dalga reaktif gücünün  $\alpha$  açısı ile birlikte artması bu dönüştürücülerin kullanılma alanını sınırlar.

- Komütasyon Reaktif Gücü :

Komütasyon devresindeki reaktanslar dolayısıyla ortaya çıkan komütasyon reaktif gücü komütasyon akımının değişiminden gidilerek tam olarak bulunabilir. Bu maksatla

$$i_K = \frac{\sqrt{2} \cdot U_K}{2\omega L_K} (1 - \cos \omega t) \quad (3.34)$$

formülünden yararlanarak Fourier analizi ile akımın temel dalgasının genliği ve faz farkı hesaplanabilir. Fakat bu yol, komütasyon akımı ifadesinin uzunluğu nedeni ile hayli matematiksel işlemi gerektirir. Temel dalga genliğinin komütasyon süresinden bağımsız olduğunu kabul ederek kolayca yaklaşık bir sonuca varabiliriz. Bu takdirde ana dalga görünen gücü ideal komütasyon şartlarında

$$S_1 = U_{di} I_d \quad (3.35)$$

yazılabilir.

Komütasyon sırasında meydana gelen endüktif gerilim düşümünü hesaba katarak aktif gücü yazalım.

$$P = P_1 = U_{d\alpha} \cdot I_d = U_{di} \cdot I_d (\cos \alpha - dx) \quad (3.36)$$

Buradan  $\cos \varphi_1$  kayma faktörü

$$\cos \varphi_1 = \frac{P_1}{S_1} = \frac{U_{di} \cdot I_d \cdot (\cos \alpha - dx)}{U_{di} \cdot I_d} \quad (3.37)$$

$$\cos \varphi_1 = \cos \alpha - dx \quad (3.38)$$

bulunur.

Bu ifade yalnız kumanda reaktif gücünü değil ( $- dx$ ) dolayısıyla komütasyon reaktif gücünü de hesaba katmaktadır. Her iki reaktif güç bileşeni dolayısıyla meydana gelen kayma faktörü yaklaşık olarak (3.38) formülünden yararlanılarak bulunabilir.

### 3.1.6. Elektrik Ark Fırınlarının Sebep Olduğu Harmonikler

Ark fırınının aktif direnci sabit değildir. Bir yarı periyodun başlangıcında direnç büyüktür. Bundan sonra bir minimum değere düşer ve yarı periyodun sonuna doğru tekrar yükselir. Bu yüzden akım tam sinüs şeklinde değildir. Birçok harmonikler içerir. Ergitme safhasının

başında akım harmonikleri çok fazladır. Fakat hurda eridikten sonra yani ark sakinleşince harmonik azalır. Tablo 1'de bir ark fırınında harmonik akımlarının merteye ve genlikleri görülmektedir. Şekil 3.6'da ise ark fırınında üretilen tüm harmonikler sürekli spektrum şeklinde görülmektedir.

Yukarıdaki açıklamadan anlaşıldığı gibi, ark fırını bir harmonik generatörü gibi tesir eder. Ark fırınına paralel ağıllı devrelerde, şartların gerçekleşmesi halinde, rezonans olayı baş gösterebilir. Bundan başka şebekeye geçen harmonik akımları şebeke empedansı üzerinde gerilim düşümüne ve kayıplara sebep olur. Bundan dolayı da tüketicilerin de bağlı bulunduğu barada harmonik gerilimleri meydana gelir. Şebeke geriliminin bozulması ile hassas elektronik cihazlar bundan zarar görür. Bugün ark fırınlarının düşük güç katsayısı ile çalıştırılması tercih edilir. Fakat fırında daha büyük bir reaktif güç çeker. Bunu kompanze etmek için büyük güçlü kondansatör bataryası kullanılır. Bundan dolayı şebekenin rezonans frekansı düşer. Düşük frekanslı harmoniklerin genlikleri de genellikle büyük olur. Harmoniklerin sebep oldukları problemler gözönüne alınarak tesislerde harmonikleri sınırlayıcı tedbirler alınması gereklidir.

Harmonik Sayısı,	% Fırın akımı
2	10
3	11
4	3
5	9
6	1
7	4
8	1
9	1
10 ve üstü	< 1

Tablo 1. Ark fırınlarının meydana getirdiği akım harmonikleri.



Şekil 3.6. Ark fırınlarında bağıl harmonik akımının sürekli spektrumu.

### 3.2. Yeni Harmonik Kaynakları

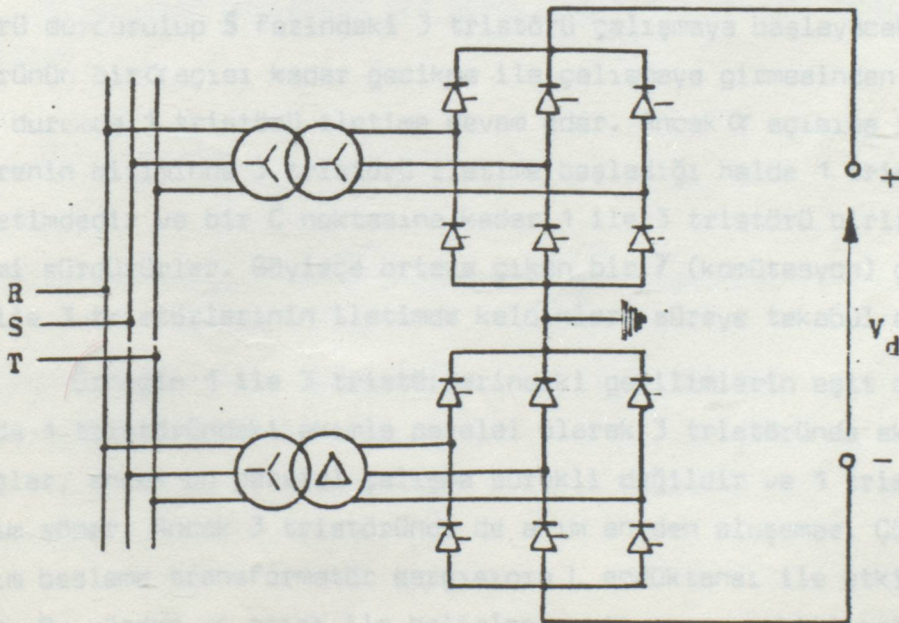
#### 3.2.1. Kesintisiz Güç Kaynakları

Gerilim kesintisinin zararlara yol açtığı bilgisayarlar ve havaalanları gibi işletmelerde kullanılan kesintisiz güç kaynakları alternatif gerilimin doğru gerilime çevrilerek depolanması ve sonra evirici yardımı ile alternatif akıma çevrilerek tüketiciye iletilmesi esasına göre çalışır.

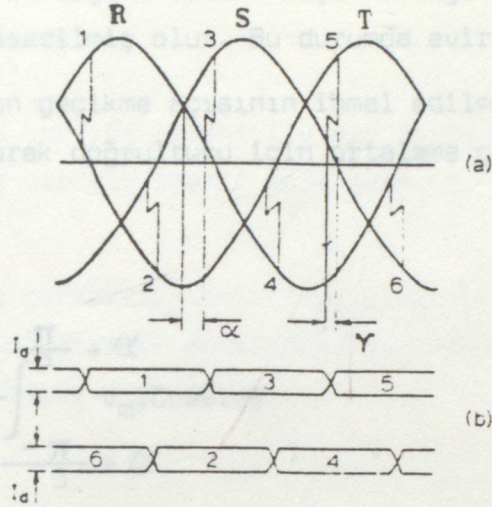
Anılan statik çevriciler gerek girişteki doğrultucu gerekse çıkıştaki evirici tarafından şebekede harmonikleri meydana getirirler.

#### 3.2.2. Doğru Akımla Enerji Taşınması

Doğru akımla enerji sistemleri, yapıları gereği şebekede birer harmonik kaynağı gibi davranırlar. Örneğin; Şekil 3.7'deki üç fazlı çift köprü doğrultucu ele alınacak olursa, doğrultma işlemine ilişkin akım ve gerilim dalga biçimleri Şekil 3.8'de verilmiştir.



Şekil 3.7. Üç fazlı çift köprü doğrultucunun bağlantı düzeni.



Şekil 3.8. Doğrultma işleminde gerilim ve akımlar.

- a) Çıkış gerilimi,  
b) Tristör akımları.

Eğrilerden görüleceği gibi  $\alpha$  ile gösterilen bir geçikme açısı ve  $\gamma$  ile gösterilen bir komütasyon açısı bulunmaktadır.

$\alpha$  tetikleme açısı, örneğin **A** noktasında R fazındaki 1 tristörü durdurulup **S** fazındaki 3 tristörü çalışmaya başlayacakken 3 tristörünün bir  $\alpha$  açısı kadar gecikme ile çalışmaya girmesinden doğar. Bu durumda 1 tristörü iletme devam eder. Ancak  $\alpha$  açısına ilişkin sürenin bitiminde 3 tristörü iletme başladığı halde 1 tristöründe iletimdedir ve bir **C** noktasına kadar 1 ile 3 tristörü birlikte iletimi sürdürürler. Böylece ortaya çıkan bir  $\gamma$  (komütasyon) gecikmesi, 1 ile 3 tristörlerinin iletimde kaldıkları süreye tekabül eder.

Örneğin 1 ile 3 tristörlerindeki gerilimlerin eşit olduğu anda 1 tristöründeki akımla paralel olarak 3 tristöründe akım geçişi başlar, ancak bu paralel çalışma sürekli değildir ve 1 tristöründeki akım söner. Ancak 3 tristöründe de akım aniden oluşamaz. Çünkü bu akım besleme transformatör sargısının L endüktansı ile etkilenmektedir. Bu yüzden  $\gamma$  açısı ile belirlenen bir zaman sabiti ortaya çıkar.

Tristörlerin  $\alpha$  açısının değeri  $0^\circ$  ile  $180^\circ$  arasında değiştirilebilir.  $\alpha$  açısının değeri  $90^\circ$  den büyük olduğu zaman, doğrultulmuş gerilimin yönü aksedilmiş olur. Bu durumda evirici işlemeye geçilir.

$\gamma$  komütasyon gecikme açısının ihmal edilmesiyle  $\alpha$  tetikleme açısına bağlı olarak doğrultucu için ortalama çıkış gerilimi şöyle bulunur:

$$\theta = \omega t \text{ dir.}$$

$$V_d = 2 \cdot \frac{3}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{\pi}{3} + \alpha} V_m \cdot \cos\theta \cdot d\theta \quad (3.39)$$

denklemden

$$V_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \cdot \cos\alpha \quad (3.40)$$

bulunur.

Burada  $V_m$ : Alternatif gerilimin faz-nötr geriliminin tepe değeridir.

Alternatif gerilimin faz arası değerinin efektif değeri kullanılırsa :

$$U = \frac{\sqrt{3} \cdot V_m}{\sqrt{2}} \quad (3.41)$$

$$0 \text{ halde } V_d = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U \cos\alpha = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U \cdot \cos\alpha \quad (3.42)$$

bulunur.  $\alpha$  tetikleme açısı sıfır iken çıkıştaki doğru gerilimi  $V_d = V_G$  ile gösterilir.

$$I = \frac{\sqrt{2} \cdot U}{2L} \cdot \frac{\cos\alpha}{\omega} \quad (3.43)$$

Değişik kapı kumandalarında,  $\alpha$ 'nın sıfırdan farklı olması halinde  $V_d = V_o \cdot \cos \alpha$  (3.43) bağıntısı yazılır.

$\gamma$  açısının varlığı nedeni ile her fazda, o fazın gerilimine göre geride kalan bir alternatif akım akar. Bu durumda doğrultucu reaktif güç çeker.

Doğrultulmuş gerilimde, tetikleme açısı bir düşme, gecikme açısı ise bir yükselme oluşturur. Buna göre komutasyon sonucu çıkış gerilimindeki ortalama düşüş  $\alpha > 0$  için

$$\Delta V = \frac{V_o}{2} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)] \quad (3.44)$$

ile gösterilebilir. Komutasyon  $\gamma$  açısına ilişkin süre sonunda çıkış gerilimi

$$V_d = V_o \cdot \cos \alpha - \Delta V = V_o \cos \alpha - \frac{V_o}{2} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)] \quad (3.45)$$

olup

$$V_d = \frac{V_o}{2} [\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)] \quad (3.46)$$

değerini alır.

$\Delta V$  gerilimini  $I_d$  yük akımlarına dayanarak tanımlama imkânı vardır. Çünkü değiştirme gecikmesi olayı sırasında besleme transformatörün iki fazı gerçekten kısa devre edilmiş durumundadır.

Örneğin; 1 ve 3 tristörleri arasında değiştirme olduğu zaman, trafanın R ve S fazları arasında bir kısa devre meydana gelir. Bu durumda  $I$  ani kısa devre akımı, L transformatörünün faz başına seri endüktansı olmak üzere U fazlar arası gerilimi için,  $2L \frac{di}{dt} = \sqrt{2} \cdot U \sin \omega t$  denklemini integre edersek

$$\dot{i} = - \frac{\sqrt{2} \cdot U}{2L} \cdot \frac{\cos \omega t}{\omega} + K \quad (3.47)$$

olarak elde edilir. (3.47) denklemindeki K integrasyon sabiti değiştirme işleminin başlangıcında  $\omega t$  açısal büyüklüğünün aldığı değere göre belirlenebilir. Değiştirme olayının başlangıcında, yani  $\omega t = \alpha$  olduğunda, ani kısa devre akımı  $I$  sıfır olur. Buradan

$$K = \frac{\sqrt{2} U}{2 \omega L} \cos \alpha \quad (3.48)$$

bulunur.

Değiştirme işleminin sonunda, yani  $\omega t = \alpha + \gamma$  değerini aldığı anda,  $i$  akımı  $I_d$  değerine ulaşarak

$$I_d = \frac{\sqrt{2} U}{2L} \left[ \frac{-\cos(\alpha + \gamma)}{\omega} + \frac{\cos \alpha}{\omega} \right] \quad (3.49)$$

değerinin kısaltılması ile,

$$I_d = \frac{U}{\sqrt{2} \cdot \omega L} \cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) \quad (3.50)$$

olur. Buradan

$$\cos(\alpha + \gamma) = \cos \alpha - \frac{\sqrt{2} \cdot \omega L}{U} \cdot I_d \quad (3.51)$$

değerini denklem (3.46) da yerine koyarsak

$$V_d = V_0 \cdot \cos \alpha - \frac{V_0}{2} \cdot \frac{\sqrt{2} \omega L}{U} \cdot I_d \quad (3.52)$$

elde edilir. (3.42) ve (3.43) bağıntılarının karşılaştırılması

$$V_0 = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U \text{ vereceğinden bu değer (3.52) denkleminin ikinci}$$

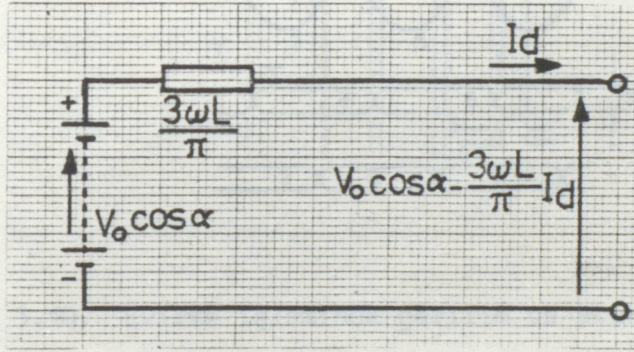
teriminde yerine konursa

$$V_d = V_0 \cos \alpha - \frac{3 \omega L}{\pi} \cdot I_d \quad (3.53)$$

bulunur.

Evirme işleminin ilişkin gerilim ve akım dalgeleri şekil 3.9'da gösterilmiştir. (3.53) denklemi doğrultucuya ilişkin eşdeğer devrenin çizilmesini sağlar. Ancak bu denkleme göre yapılacak çizimde ark direncin deki gerilim düşümü ile alternatif akım sisteminin empedanslarının ihmal edildiği ve doğru akımın tam anlamıyla düzgün olduğu kabul edilmektedir.

Şekil 3.9 bu varsayımlara göre çizilen eşdeğer devreyi göstermektedir. Bu şema bir gerilim kaynağını içerir. Kaynağın sağladığı gerilimin yüksüz değeri  $V_0 \cos \alpha$  olur. Seri eşdeğer direnç  $\frac{3\omega L}{\pi}$ , tristörlerin değiştirilmesi (komütasyon) sırasında oluşan gerilim düşümünün gösterilmesini sağlar.



Şekil 3.9. Doğrultma işlemini gösteren eşdeğer devre.

Öte yandan doğru akımla enerji iletiminde kullanılan eviriciler, bilindiği gibi, doğru akımı alternatif akıma çeviren düzenlerdir. Kapı kumandası aracılığıyla gecikme açısını ortalama gerilim negatif oluncaya kadar değiştirme imkânı vardır. Bu negatif gerilimle tristörler ters yönde kutuplanmakta ve gücün, tristörlerle doğru akım tarafından alternatif akım tarafına iletilebilmesi sağlanmaktadır. Böylece evirme işlemi meydana gelmektedir. Bu şekilde iletimdeki çeviriciye de "Evirici" denir.

Doğrultma işlemi için verilen temel denklemler evirme işlemi içinde geçerlidir.

Evirme işlemine ilişkin gerilim ve akım dalgaları şekil 3.10'da gösterilmiştir.

Eviriciye ilişkin değerleri ( $\gamma$ ) ile gösterelim, (3.44) denkleminde  $\alpha$  yerine  $(180^\circ - \beta)$  ve (3.45) denkleminde  $\gamma$  yerine  $(\beta - \delta)$  koyarsak;

$$\Delta V' = \frac{3 V_d'}{\pi} \cdot I_d = \frac{V_d'}{2} [\cos(180^\circ - \beta) - \cos(180^\circ - \beta + \beta - \delta)] \quad (3.54)$$

ile

$$\Delta V' = \frac{V_d'}{2} (\cos \delta - \cos \beta) \quad (3.55)$$

olur.  $I'$ , eviriciye ilişkin ortalama akımdır.  $I_d$  ise ortalama akımdır.

Eviricinin ucuna

$$V_d' = \frac{V_d'}{2} (\cos \beta - \cos \delta) \quad (3.56)$$

değerinden  $V_d' = -\frac{V_d'}{2} (\cos \beta - \cos \delta)$  olarak bulunur.

Şekil 3.10. Evirme işleminde gerilim ve akım dalgaları.

a) Çıkış gerilimi

b) Tristör akımları.

Eviricinin etkili olarak çalışabilmesi için gecikme açısının aralığı  $90^\circ < \alpha < 180^\circ$  olmalıdır. Uygulamada " $\psi$  söndürme açısı" denen bir sınır gereklidir. Çünkü iyi bir iletim olabilmesi için uygun bir iyonizasyon kalkma zamanı olmalı ve bu zamana göre tristörler arasındaki değiştirme (komütasyon) bitirilmelidir.

Evirme işlemi gözönüne alındığı zaman gecikme açısının, bir  $\beta$  açısı cinsinden  $\beta = 180 - \alpha$  olarak ifade edilmesi yerinde olur.

Şekil 3.10'dan  $\beta = \gamma + \delta$  olduğu görülebilir.

Eviriciye ilişkin değerleri (') ile gösterelim. (3.44) denkleminde  $\alpha$  yerine  $(180^\circ - \beta)$  ve (3.45) denkleminde  $\gamma$  yerine  $(\beta - \delta)$  koyarsak;

$$\Delta V' = \frac{3 \omega L'}{\pi} \cdot I_D = \frac{V_0'}{2} [\cos(180^\circ - \beta) - \cos(180^\circ - \beta + \beta - \delta)] \quad (3.54)$$

ile

$$\Delta V' = - \frac{V_0'}{2} (\cos \beta - \cos \delta) = \frac{3 \omega L'}{\pi} I_D \quad (3.55)$$

olur.  $L'$ , eviriciye ilişkin transformatörün faz başına seri endüktansdır.

Eviricinin ucundaki gerilim,

$$V_d' = \frac{V_0'}{2} \cos(180^\circ - \beta) + \cos(180^\circ - \beta + \beta - \delta) \quad (3.56)$$

$$\text{değerinden } V_d' = - \frac{V_0'}{2} (\cos \beta + \cos \delta) \quad (3.57)$$

elde edilir.

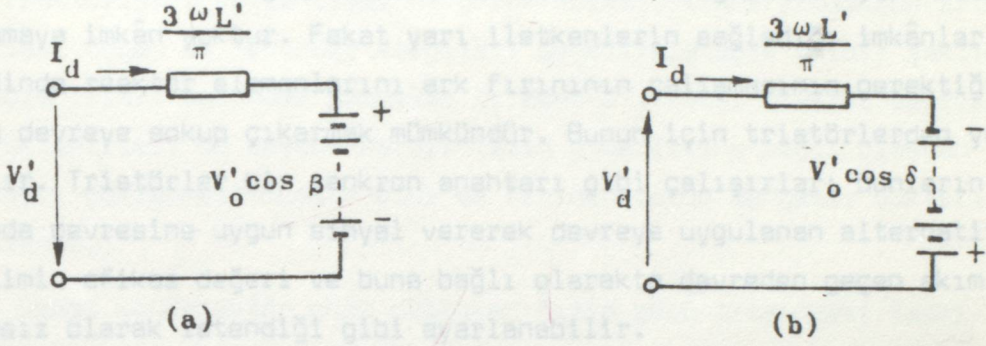
(3.55) ve (3.56) denklemlerini taraf tarafa toplayacak olursak

$$V_d' = - (V_0' \cos \beta + \frac{3 \omega L'}{\pi} I_D) \quad (3.58)$$

$$V_d' = - (V_0' \cos \delta - \frac{3 \omega L'}{\pi} I_D) \quad (3.59)$$

bulunur.

Şekil 3.11.a'da  $\beta$  sabit alınarak Şekil 3.11.b'de ise  $\delta$  sabit alınarak ilgili eşdeğer devreler çizilmiştir.



Şekil 3.11. Evirme işlemine ait eşdeğer devreler. (a)  $\beta$  sabit, (b)  $\delta$  sabit.

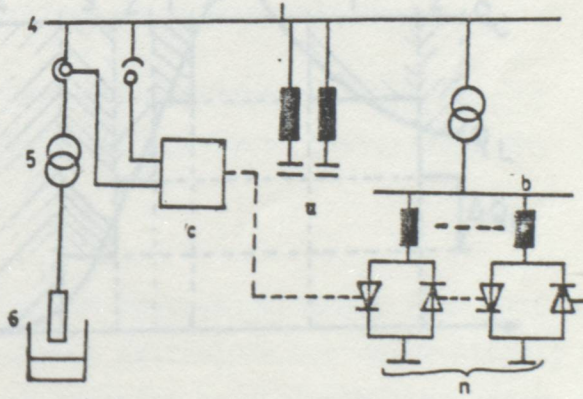
Görüldüğü gibi gerek doğrultucu gerek evirici çalışma durumlarında akım ve gerilim ifadeleri tetikleme açısı ( $\alpha$ )'nin birer fonksiyonudurlar. Bir başka deyişle akım ve gerilimlerinin dalga biçimleri harmonik bileşenler içermektedirler. Sonuç olarak, doğru akımla enerji iletimi hatlarının birer harmonik kaynağı oldukları söylenebilir.

### 3.2.3. Statik Volt Amper Reaktif "VAR" Generatörleri :

- Tristör ile devreye sokulup çıkarılan reaktör ile dengelenen sabit kondansatör ile kompanzasyon: Doymalı reaktörler kompanzasyon ark fırınları için ideal bir çözüm getirmemektedir. En uygun çözüm, fırının reaktif gücünün ani değerlerini ölçmek ve buna göre gerekli endüktif gücü, gerekli sayıda reaktörü devreye sokup çıkarmakla sağlamaktır. Bu suretle her an fırın gücüyle reaktör gücünün toplamı sabit tutulur ve sabit kondansatör tarafından kompanze edilir.

Burada sabit kondansatör, çeşitli harmoniklere göre ayarlanmış çok sayıda flitre devreleri şeklinde düzenlenmiştir. Fırının çektiği reaktif gücün değişimi yukarıda da açıklandığı gibi çok hızlı olduğundan normal mekanik bağlama cihazları ile reaktör gücünün ayar hızını sağlamaya imkân yoktur. Fakat yarı iletkenlerin sağladığı imkânlar sayesinde reaktör elemanlarını ark fırınının çalışmasının gerektiği hızda devreye sokup çıkarmak mümkündür. Bunun için tristörlerden yararlanılır. Tristörler bir senkron anahtarı gibi çalışırlar; bunların kumanda devresine uygun sinyal vererek devreye uygulanan alternatif gerilimin efikas değeri ve buna bağlı olarak devreden geçen akım kayıpsız olarak istendiği gibi ayarlanabilir.

Şekil 3.12'de tristörle devreye sokulup çıkarılan reaktör ile yapılan kompanzasyona ait bir kutuplu prensip bağlama şeması verilmiştir.

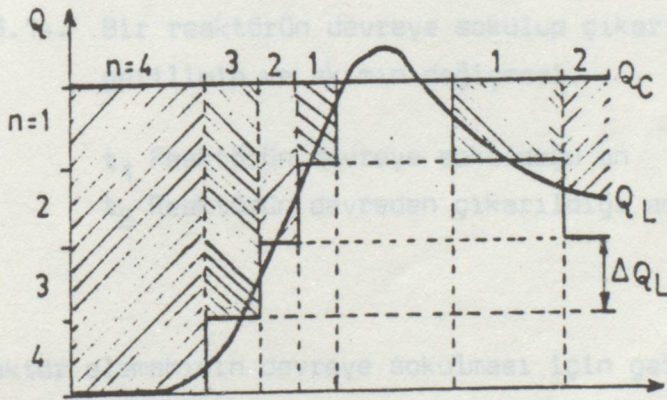


Şekil 3.12. Tristörle devreye sokulup çıkarılan reaktör ile kompanzasyon.

- a) Sabit kondansatör bataryası.
- b) Tristörle açılıp kapanan reaktör; (n) reaktör sayısı.
- c) Ölçme ve kumanda düzeni.

Reaktörler genellikle fırın barasına bir transformatör üzerinden bağlanırlar. Eğer bu transformatör özel olarak kaçak reaktansı büyük olan bir transformatör şeklinde imal edilmişse, bu takdirde ayrıca reaktörlerin kullanılmasına gerek kalmaz. Transformatörün primer sargıları üçgen ve sekonder sargıları genellikle açık yıldız şeklinde bağlanırlar. Sekonder sargılar üç adet bir fazlı tristör devresi ile yüklenirler. Bu sayede her bir fazın diğerlerine bağlı olmadan ayrı ayrı yüklenmesi mümkün olur ve fırının bütün dengesiz yükleri karşılanır.

Sabit kondansatör gücü değişken fırın gücü arasındaki farkı karşılamak için devreye sokulup çıkarılması gereken reaktör sayısının zamana bağlı olarak değişimi Şekil 3.13'de gösterilmiştir.



Şekil 3.13. Reaktörlerin kademe şeklinde devreye sokulup çıkarılması.

$Q_L$  Değişken endüktif fırın gücü,

$Q_C$  Sabit kondansatör gücü,

$\Delta Q_L$  Bir reaktör bobininin gücü.

Bağlama aşırı gerilimlere yol açmamak için reaktör elemanları gerilimin pozitif veya negatif tepe değerlerinde devreye sokulup çıkarılırlar. (Şekil 3.14'de gösterilmiştir.)

$$u_L = \frac{di_L}{dt} \quad (3.61)$$

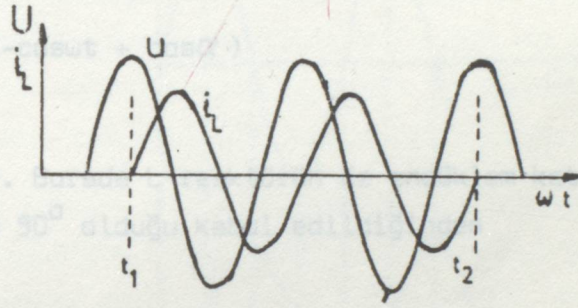
dir. Ve reaktör iletilinde bulunduğu sürece  $i_L = U$  dur. Devreden geçen akım

$$i_L = \frac{1}{\omega L} \int_{\alpha}^{\omega t} U \sin \omega t \, d(\omega t) \quad (3.62)$$

$$i_L = \frac{U}{\omega L} (\cos \alpha - \cos \omega t) \quad (3.63)$$

gibi bir değer alır. Burada  $\alpha$  bir darbe sinyali ve  $\omega$  kumandası açıdır.  $\alpha = 90^\circ$  olduğunda  $i_L = 0$  olur.

$$i_L = \frac{U}{\omega L} \cos \omega t \quad (3.64)$$



Şekil 3.14. Bir reaktörün devreye sokulup çıkarılması esnasında gerilimin ve akımın değişmesi.

$t_1$  Reaktörün devreye sokulduğu an

$t_2$  Reaktörün devreden çıkarıldığı an.

Bir reaktör elemanının devreye sokulması için gerilim tepe değerinde iken tristörün kumanda devresinde bir darbe sinyali verilirse tristör iletime geçer ve devreden  $i_L$  gibi bir akım geçer. Eğer kumanda devresindeki sinyal kaldırılırsa, tristör bloke edilir; yine gerilimin tepe değerinde akım sıfırdan geçerken sıfır değerinde kalır. Şekil 3.15'de tristör tarafından açılıp kapanan reaktör devresi ile bunun kumandası şematik olarak gösterilmiştir.

$$\text{Reaktör devresine } U = U \cdot \sin \omega t \quad (3.60)$$

gibi sinüsoidal bir gerilim uygulandığında reaktör uçlarındaki gerilim

$$U_L = \frac{di_L}{dt} \quad (3.61)$$

dir. Ve reaktör iletimde bulunduğu sürece  $U_L = U$  dur. Devreden geçen akım

$$i_L = \frac{1}{\omega L} \int_{\alpha}^{\omega t} U \sin \omega t \, d(\omega t) \quad (3.62)$$

$$i_L = \frac{U}{\omega L} (-\cos \omega t + \cos \alpha) \quad (3.63)$$

gibi bir değer alır. Burada  $L$  reaktörün öz endükleme katsayısı ve  $\alpha$  kumanda açısıdır.  $\alpha = 90^\circ$  olduğu kabul edildiğinden

$$i_L = \frac{U}{\omega L} \cdot \cos \omega t \quad (3.64)$$

elde edilir.

Şekil 3.15. Tristör tarafında açılıp kapanan reaktör devresi

ile akım ve gerilimin zamana göre değişimi.

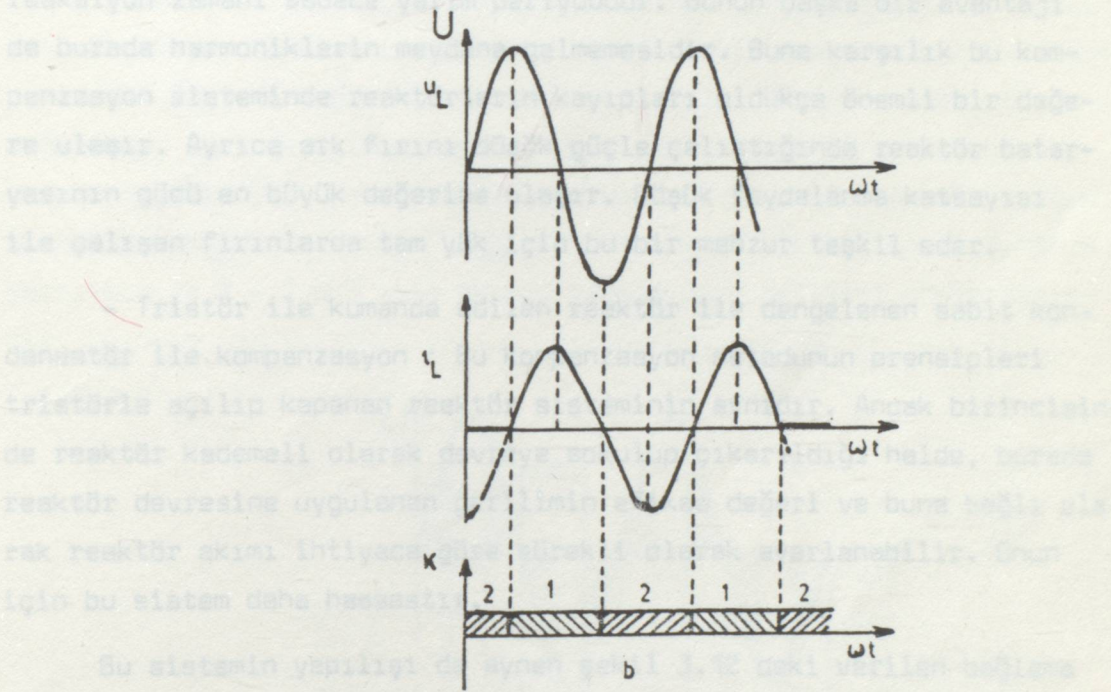
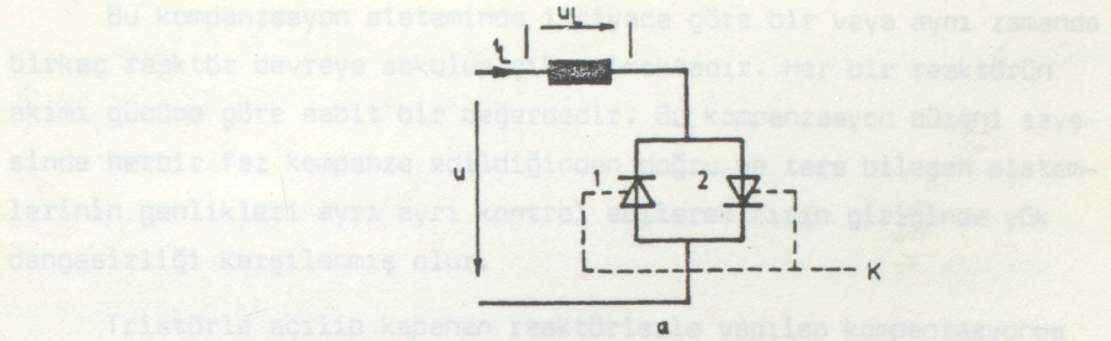
a) Pransip bağlantı şeması.

b) Gerilim ve akımın değişimi.

c) Kumanda devresine verilen işaret.

$i_L$  Reaktör akımı.

$U = U \sin \omega t$  sabit gerilim.



Şekil 3.15. Tristör tarafından açılıp kapanan reaktör devresi ile akım ve gerilimin zamana göre değişimi.

a) Prensip bağlama şeması.

b) Gerilim ve akımın değişimi,

K Kumanda devresine verilen impuls

$i_L$  Reaktör akımı,

$U = U \sin \omega t$  şebeke gerilimi.

Bu kompanzasyon sisteminde ihtiyaca göre bir veya aynı zamanda birkaç reaktör devreye sokulup çıkarılmaktadır. Her bir reaktörün akımı gücüne göre sabit bir değerdedir. Bu kompanzasyon düzeni sayesinde herbir faz kompanze edildiğinden doğru ve ters bileşen sistemlerinin genlikleri ayrı ayrı kontrol edilerek fırın girişinde yük dengesizliği karşılanmış olur.

Tristörle açılıp kapanan reaktörlerle yapılan kompanzasyonda reaksiyon zamanı sadece yarım periyoddur. Bunun başka bir avantajı da burada harmoniklerin meydana gelmemesidir. Buna karşılık bu kompanzasyon sisteminde reaktörlerin kayıpları oldukça önemli bir değere ulaşır. Ayrıca ark fırını düşük güçle çalıştığında reaktör bataryasının gücü en büyük değerine ulaşır. Düşük faydalanma katsayısı ile çalışan fırınlarda tam yük için bu bir mahzur teşkil eder.

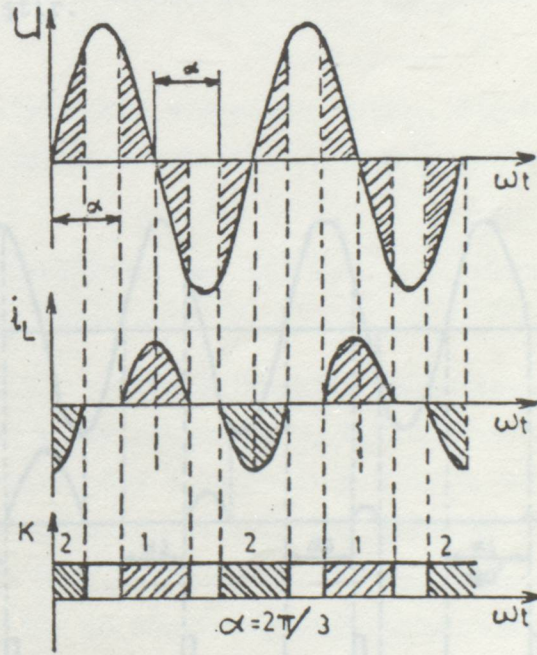
- Tristör ile kumanda edilen reaktör ile dengelenen sabit kondansatör ile kompanzasyon : Bu kompanzasyon metodunun prensipleri tristörle açılıp kapanan reaktör sisteminin aynıdır. Ancak birincisinde reaktör kademeli olarak devreye sokulup çıkarıldığı halde, burada reaktör devresine uygulanan gerilimin efikas değeri ve buna bağlı olarak reaktör akımı ihtiyaca göre sürekli olarak ayarlanabilir. Onun için bu sistem daha hassastır.

Bu sistemin yapılışı da aynen şekil 3.12 deki verilen bağlama şemasındaki gibidir. İşletilmesindeki fark ise şekil 3.13 deki kademeli reaktif güç üretimi yerine  $Q_C - Q_L$  farkının kademesiz ve hassas olarak karşılanmasıdır. Bu sonuç reaksiyon zamanının kısaltılması ile sağlanmıştır. Nitekim tristörle kumanda edilen reaktörde tristör, sadece geçici olayların baş göstermediği gerilim değerinde yani gerilimin tepe değerinde bulunduğu anda ilettime geçirilmeyip herhangi bir anda da devreye sokulur. Her ne kadar reaktif gücün ölçülmesi için en az yarım periyodluk bir süreye ihtiyaç varsa da, ölçü o şekilde yapılırki, ölçü değerleri sürekli olarak ve istendiği kadar kısa zaman aralıkları ile alınır.

Şekil 3.15.a'daki bağlama şemasına göre ve herhangi bir  $\alpha$  kumanda açısı için devreden geçen akım denklemi (3.63) de verilmiştir.

Şekil 3.15.b'de tetikleme açısının özel bir hali, yani  $\alpha = 90^\circ$  için akımın değişimi gösterilmiştir. Bu akım tam bir sinüs şeklinde olduğu halde  $\alpha$  açısının farklı değerleri için akım eğrisi aşağıda açıklanmış gibi değişik şekiller alır.

Mesela;  $\omega t = \alpha$  değerinde T1'den akımın geçmeye başladığı kabul edilsin. Akım, denklem (3.63)'deki eğriyi takip eder. Ve  $\cos \alpha = \cos \omega t$  yani  $\omega t = 2\pi - \alpha$  değerinde yeniden sıfır olur. Bundan sonra  $\omega t = \pi + \alpha$  değerinde, yani gerilimin negatif yarı periyodunda T2 tetiklenir ve akımın negatif yarı periyodu geçmeye başlar. Buna göre ateşleme açısı için  $2\pi - \alpha \leq \pi + \alpha$  veya  $\alpha \geq \pi/2$  şartı yazılabilir. Şekil 3.16'da gerilimin ve  $\alpha = 2\pi/3$  için akımın zamana göre değişimi gösterilmiştir.



Şekil 3.16. Tristör tarafından kumanda edilen devreye ait gerilim ile tetikleme açısına göre ayarlanan akımın zamana göre değişimi.

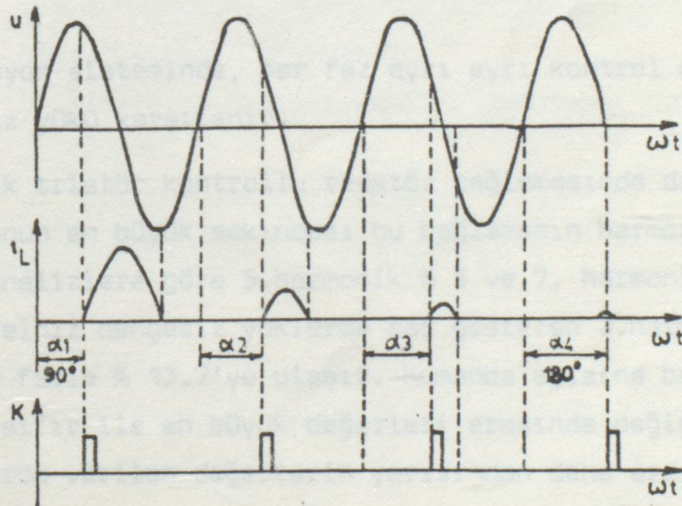
Burada görülüyor ki  $\alpha$  kumanda açısını değiştirmekle reaktör akımını 0 ile en büyük değeri arasında sürekli olarak değiştirmek mümkündür.  $\alpha = 90^\circ$  için akım en büyük değerini alır. ve  $\alpha = 180^\circ$  için sıfır olur. Akımın maksimum değeri büyük kaçak reaktanslı transformatörün kısa devre akımıdır, ve bu müsaade edilen bir işletme durumudur.

Şekil 3.16'daki akım dalgasının incelenmesinden görülürki reaktör akımı tam sinüsoidal olmayıp harmonikler ihtiva etmektedir. Akımın temel harmoniğinin efektif değeri  $I_1$  ise reaktif güç:

$$Q = UI_1 = 2 \cdot \frac{U^2}{\pi x} \left( \pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \quad (3.65)$$

değerini alır. Eğer  $\alpha$  açısı  $\pi/2$ 'den  $\pi$ 'ye kadar artarsa reaktif güç de en büyük değeri olan  $U^2/x$  değerinden sıfıra kadar sürekli olarak düşer.

Şekil (3.17)'de çeşitli  $\alpha$  açılara göre ayarlanmış olan akım değerleri işaret edilmiştir.



Şekil 3.17. Çeşitli  $\alpha$  tetikleme açılarında ayarlanan akım değerleri.

Her ölçü değeri için ölçü ve kontrol düzeni, uygun bir  $\alpha$  kumanda açısı seçer ve bunu takip eden anda reaktör devreye sokulur. Bir yarı periyod içinde reaktör gücünün sıfır ile en büyük değeri arasında serbest olarak seçilebileceği en son an, gerilimin tepe değerine ulaştığı andır. Eğer ölçü değeri bundan daha sonra tesbit edilirse, söz konusu yarı periyod içinde tesbit edilen ölçü değerine ait  $\alpha$  açısına karşılık gelen güçten daha küçük bir güç devreye sokulur. Eğer ölçü ve kumanda düzeninden daha büyük bir güç ayarlaması gerekirse, bu takdirde reaktör bunu takip eden yarı periyotta uygun  $\alpha$  açısına göre devreye sokulur.

Kumanda açısının uygun şekilde ayarlanması ile ekstrêm hallerde bir yarı periyotta en büyük akımın geçilmesi ve bunu takip eden yarı periyotta da akımın sıfıra düşürülmesi mümkündür.

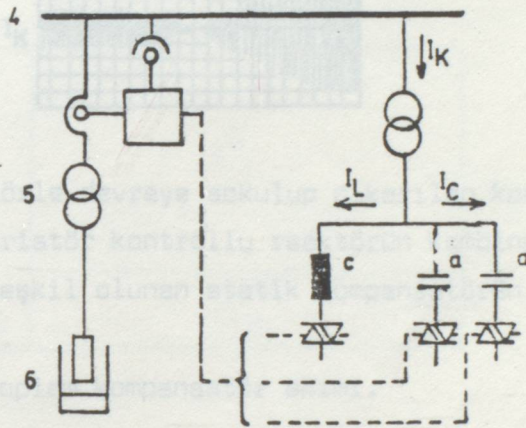
Burada da tristörle açılıp kapanan reaktör sisteminde olduğu gibi reaktörler yerine kısa devre empedansı büyük olan transformatörler kullanılabilir.

Bu kompanzasyon sisteminde reaksiyon zamanı, ölçme zamanı (10 ms) ile bekleme zamanının toplamına eşittir; ve ortalama olarak yarı periyod kadardır.

Bu kompanzasyon sisteminde, her faz ayrı ayrı kontrol edilir ve fırının dengesiz yükü karşılanır.

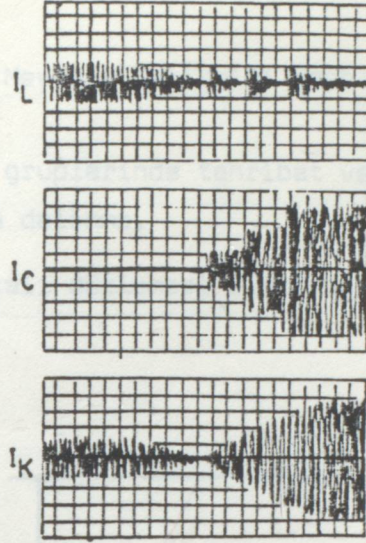
Buna karşılık tristör kontrollü reaktör bağlamasında da kayıplar büyüktür ve bunun en büyük sakıncası bu bağlamanın harmonik üretmesidir. Yapılan analizlere göre 5.harmonik % 5 ve 7. harmonik % 2.55 mertebesinde dir. Yalnız dengesiz yüklerde baş gösteren 3.harmonik bir fazlı yükte en fazla % 13.7'ye ulaşır. Kumanda açısına bağlı olarak harmoniklerde sıfır ile en büyük değerleri arasında değişir. Ortalama olarak yukarıda verilen değerlerin yarısından daha azdır. Bir fazlı yükleme durumu nadiren ve de çok kısa süreli olarak baş gösterdiğinden 3.harmoniğin önemi büyük değildir. Sonuç olarak denilebilir ki reaktif güç ayarı maksadı ile kullanılan tristörlerin meydana getirdiği harmonikler ark fırındakilerden küçüktür.

— Kademesiz reaktif güç ayarı : Tristörlerle devreye sokulup çıkarılan kondansatörlerle yapılan kompanzasyonda toplam reaktif güç uygun sayıda kademelere bölünür ve bu yüzden de ayar kademeli olur. Bu kondansatörlerin tristör kontrollü bir reaktör ile kombine edilmesi ile reaktif güç kompanzasyonu bakımından en uygun çözüm olur. Şekil 3.18 de kademesiz reaktif güç kompanzasyonu için prensip bağlama şeması verilmiştir.



Şekil 3.18. Tristörle devreye sokulup çıkarılan kondansatörlerle kombine edilen tristör kontrollü reaktörden oluşan statik kompanzasyon şeması.

- Tristörle devreye sokulup çıkarılan kondansatörler.
- Tristör kontrollü reaktör,
- Kontrol cihazı regülatör.



Şekil 3.19. Tristörle devreye sokulup çıkarılan kondansatör ile tristör kontrollü reaktörün kombine edilmesi ile teşkil olunan statik kompensatörün çalışma tarzı.

$I_K$  Toplam kompensatör akımı.

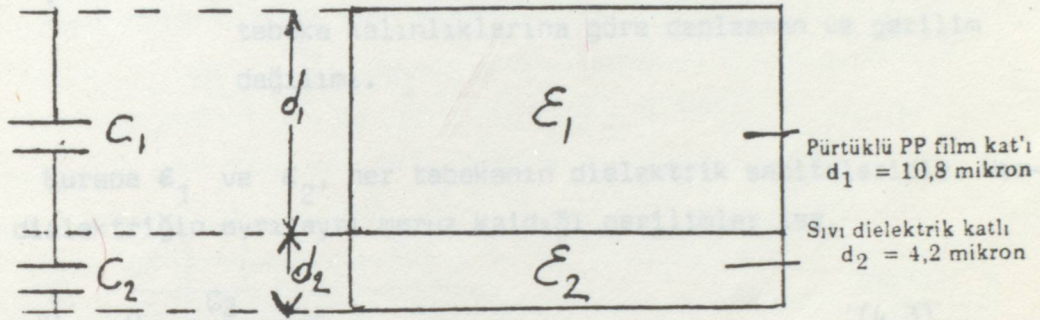
Şekil 3.18'e göre düzenlenmiş bir kompanzasyon sisteminde yavaş bir değişimde tam endüktif bir yükten tam kapasitif bir yüke kademesiz olarak yapılan bir ayarın sonuçları Şekil 3.19 de gösterilmiştir.

Kombine bir sistemde reaktör kontrol edilebilen toplam gücün küçük bir kısmını teşkil ettiğinden üretilen harmoniklerde toplam akımın temel harmoniğe oranları küçük olur. Yani bunlar genellikle ihmal edilebilirler. Bununla beraber burada da harmonikleri daha da küçültmek gerekir. Bunun için ya sistem iki reaktöre bölünür yahut da 12 darbeleri bir bağlama kullanılır. Kombine sistemde tristör her iki reaktif kısmın ve kapasitif kısmın kontrollü bir şekilde süratle devreye sokulup çıkarılmasını mümkün kılar. Bu kompensatör sisteminin sağladığı avantajlar şunlardır. Kademesiz ve sürekli kontrol yapılır. Hemen hemen hiç geçici parazit meydana gelmez. Üretilen harmonikler çok küçüktür. Kayıplar düşüktür, kontrol ve işletme kolaydır, ve her yük durumuna kolaylıkla intibak eder.

#### 4. Harmoniklerin Meydana Getirdiği Problemler

4.1. Kondansatör gruplarında tahribat ve aşırı gerilimler nedeni ile yalıtkan kablolarda delinme.

Örneğin iki tabakalı düzlemsel elektrodlu bir kondansatör ele alalım (Şekil 4.1).



Şekil 4.1. İki tabakalı düzlemsel elektrodlu bir kondansatörde tabaka kalınlıklarına göre kapasite ve dielektrik katsayısı dağılımı.

Ayrıca  $E_1$  ve  $E_2$  alan vektörleri

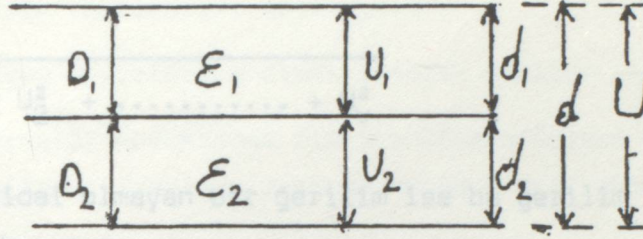
Burada  $D$  deplasman vektörü,  $S$  plaka yüzeyi,  $U$  gerilimi ve  $C$  kapasite olmak üzere

$$D_1 = D_2 = \frac{C_1 U_1}{S} = \frac{C_2 U_2}{S} \quad (4.1)$$

olduğundan

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{C_2}{C_1} \quad (4.2)$$

ayrıca  $U = U_1 + U_2$  yazılabilir. O halde Şekil 4.1'deki sistem Şekil 4.2'deki gibi çizilebilir.



Şekil 4.2. İki tabakalı düzlemsel elektrodlu bir kondansatörde tabaka kalınlıklarına göre deplasman ve gerilim dağılımı.

Burada  $\epsilon_1$  ve  $\epsilon_2$ , her tabakanın dielektrik sabiteleridir. Her bir dielektriğin ayrı ayrı maruz kaldığı gerilimler ise,

$$U_1 = U_x \cdot \frac{C_2}{C_1 + C_2} \quad (4.3)$$

$$U_2 = U_x \cdot \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (4.4)$$

Ayrıca  $E_1$  ve  $E_2$  alan şiddetleri

$$E_1 = \frac{U_1}{d_1} \quad (4.5)$$

$$E_2 = \frac{U_2}{d_2} \quad (4.6)$$

$$E_1 = \frac{U}{d_1 + \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} \cdot d_2} \quad (4.7)$$

$$E_2 = \frac{U}{d_2 + \frac{\epsilon_2}{\epsilon_1} \cdot d_1} \quad (4.8)$$

olacaktır. Bu bağıntılar uygulanan gerilimin sinüsoidal olduğu, yani harmonik içermediği hal için geçerlidir. Eğer gerilim;

$$U = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + \dots + U_V^2} \quad (4.9)$$

şeklinde sinüsoidal olmayan bir gerilim ise bu gerilim yeni alan şiddetlerinde yerine konursa

$$E_1 = \frac{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + \dots + U_V^2}}{d_1 + \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} \cdot d_2} \quad (4.10)$$

$$E_2 = \frac{\sqrt{U_1^2 + \dots + U_V^2}}{d_2 + \frac{\epsilon}{\epsilon_1} \cdot d_1} \quad (4.11)$$

olacaktır.  $\sqrt{U_1^2 + \dots + U_V^2} > 0$  olduğu için kondansatörün maruz kalacağı  $E_1$  ve  $E_2$  alan şiddetleri artacak ve delinme ihtimali artacaktır.

#### 4.2. Transformatörlerde Meydana Gelen Akım ve Gerilim Harmoniklerinin Neden Olduğu Problemler Şöyle Sıralanabilir.

Akım harmoniklerinin etkileri şunlardır;

- Akım devresinde akan harmoniklerden dolayı ilave joule ( $R.I^2$ ) kayıpların meydana gelmesi,
- Çekirdek kaybının artması,
- Haberleşme devreleri ve emniyet araçları üzerine magnetik etkiler yapması,

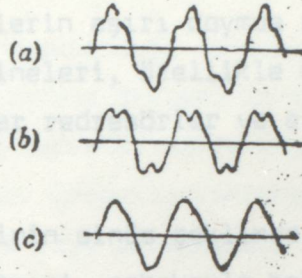
Gerilim harmoniklerinin etkiler de şunlardır;

- Dielektrik zorlamasını arttırır,
- Haberleşme devrelerine elektrostatik etkiler yapar,
- Transformator endüktansı ile transformatorlere bağlı bir tüketicinin kapasitansı arasında rezonans meydana getirebilir.

Bunların hepsi kötü etkilerdir, dolayısıyla yok edilmeleri gerekir. Bir çok hallerde büyük transformator endüksiyonun 13000 Gauss'un altında tutulması mıknatıslama akımı eğrisindeki yüksek harmonikleri arttırmamak içindir. Bu şekilde fazla malzeme kullanarak bu problemi bir derece önlemeye çalışmak ekonomik değildir. Çekirdekten azami faydalanmayı sağlamak için yukarıda verilene endüksiyon değerini aşmak gerekir. Bu takdirde özellikle üçüncü, beşinci ve yedinci harmoniklerin hızla arttığı görülmektedir. Bu akımları özel düzenlerle kompanze ederek sinüs eğrisi şeklinde mıknatıslama akımları elde etmek ve bunun sonucu olarak da endüksiyon değerini 16000 gauss'a kadar çıkarmak mümkündür.

Nötr noktası izole edilmiş yıldız-yıldız bağlı bulunan fazla doymuş çekirdek tipi bir transformator düşünelim. Böyle bir transformator'ün nötr noktasında aynı fazda olan üçüncü ve üçün katı olan mıknatıslama akım harmonikleri yığılıp kalırlar. Dolayısıyla beş ve yedinci harmoniklerin kompanze edilmesi gerekir.

Şekil 4.3.a'da doymadan ileri gelen kuvvetli bir beşinci harmoniği bulunan mıknatıslama akımının dalga şekli verilmiştir. Transformator'ü beş bacaklı olarak seçecek olursak akımın üçüncü harmoniğe iki dış bacadan yol sağlanmış olacağına göre, mıknatıslama akım dalgası şekil 4.3.b'de görüldüğü gibi yassılaştacaktır. Bu durumda, mıknatıslama akımı dalgasındaki şekil 4.3.deki a ve b dalgaları birbiri ile karşılaştırılacak olursa, görülürki beşinci harmoniği sıfıra eşit yapan bir ara çekirdek durumunun varolması gerekir. Beş bacaklı transformator'ün iki dış bacağının relüktansını ara bir değere ayar etmekle beşinci harmoniği bulunmayan mıknatıslama akım dalgası elde edilebilir.



Şekil 4.3. Beşinci harmoniğin kompensasyonu ile ilgili mıknatıslama akım dalgaları.

Bu metoda nötr noktası izole edilmiş yıldız-yıldız ve yıldız/zigzag bağlamalara uygulanır. Üçgen bağlamalara uygulanamaz.

Yıldız-yıldız bağlaması bulunan çekirdek tipi bir transformatör'ün tersiyer üçgen sargılı olup (şekil 4.3.a) olmadığı (şekil 4.3.b) hallerdeki mıknatıslama akım dalgaları eğrilerden kontrol edilecek olursa beşinci harmonik dalgasının birinde pozitif olduğu anda, diğerinde negatif olduğu görülür. Demek oluyor ki, tersiyer sargıdan geçen üçüncü harmonik ayarlanacak olursa, mıknatıslama akımındaki beşinci harmoniğin sifıra eşit olduğu bir durum bulunacaktır. Tersiyer üçgen sargı devresine uygun self bobinleri bağlamak sureti ile yukarıda sözü edilen durum ayar olunur.

Diğer bir metod, boyundurukları mağnetik bakımdan üçgen olarak bağlamak ve bu şekilde beşinci ve yedinci harmonikleri yok etmektir.

#### 4.3. Rezonans Dolayısıyla Güç Sisteminde Aşırı Gerilim ve Akımlar Meydana Gelmesi.

Reaktif güç kompanzasyonunun yapıldığı elektrik tesislerinde yüksek harmoniklerin bulunması halinde rezonans olayları baş gösterebilir. Bunun sonunda meydana gelen büyük akımlar veya gerilimler kompanzasyon tesislerini zorlayarak çeşitli arızalara yol açabilir.

Söz konusu yüksek harmonikler, kuvvetli akım tesislerinde, aşırı doymuş transformatörlerin aşırı doymuş reaktans bobinleri, ark fırınları, ark kaynak makineleri, özellikle cıva buharlı redresörler gibi arkla çalışan cihazlar redresörler ve elektrik makinaları tarafından üretilirler.

Şebeke geriliminin sinüs şeklinde olmaması, yani bunun yüksek harmonikler ihtiva etmesi, şebekeyle bağlı tüketiciler üzerine zararlı bir şekilde tesir yapar.

Bu arada böyle bir şebekeye paralel bağlı, yüksek harmonik üretmeyen modern jeneratörler, şebekenin yüksek harmoniklerinden etkilediği gibi enerji taşıma hatlarında ve motorlarda ilave ısı kayıpları meydana gelir. Yüksek harmoniklerin bulunduğu bir şebekede toprak kısa devresi akımları da daha büyük efektif değerlere yükselirler. Bunların dışında şebekedeki yüksek harmoniklerin en şiddetli şekilde tesir ettikleri tesis elemanı kondansatörlerdir.

Kondansatörler aşırı yüklenebilirler. Kondansatörler yapıldıkları ısınma sınıfına uygun ortam sıcaklığında, sinüs şeklindeki nominal akımlarının 1,3 katı ile sürekli olarak yüklenebilirler. Bu yükte gerilim  $1,1 U_n$  den büyük olmamalıdır. Yüksek harmoniklerin tesiri ile artan kondansatör akımında bu değer in üstüne çıkmasına müsaade edilmez. Kondansatörün kapasitif direnci frekans arttıkça azaldığından yüksek frekanslı gerilim harmoniklerine karşı kondansatörün direnci daha küçük ve bu sebeple çektiği akım daha büyüktür. Bundan dolayı kondansatörler şebeke geriliminin küçük distorsiyonunda dahi büyük akımlar çekerler.

Yüksek harmonikleri olan bir şebekeden tüketicinin çektiği P aktif gücü hiç değişmez. Fakat buna karşılık birinci harmonikte  $Q_{LV} = \frac{Q_L Q_C}{V}$  olan endüktif reaktif güç yüksek harmoniklerin tesiri ile  $Q_{CV} = \sqrt{Q_C}$  değerini alır. Burada  $\sqrt{}$ , harmoniğin mertebesi olup söz konusu harmonik frekansının normal şebeke frekansının kaç katı olduğunu gösterir.

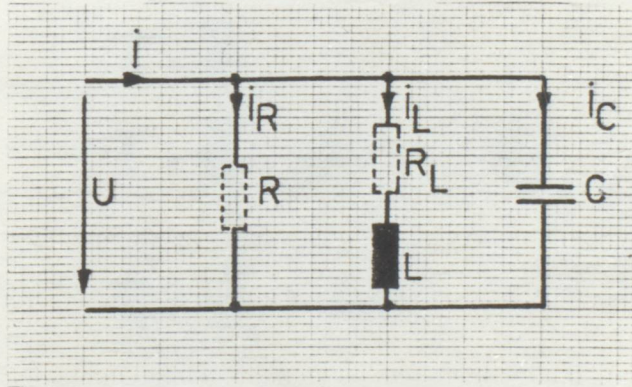
$I_1$  aktif akım bileşeni,  
 $I_2$  Endüktif akım bileşeni,  
 $I_3$  Kapasitif akım bileşeni.

#### 4.3.1. Rezonans Olayları :

Bir gerilimin uygulandığı kondansatörden ve bobinden meydana gelen bir devreye rezonans devresi denir. Eğer devrede saf endüktif  $L$  ve saf kapasitif  $C$  varsa bu devre kayıpsız bir rezonans devresidir. Bu ideal bir durumdur. Gerçekte kondansatörün bir dielektrik kaybı vardır. Bu kayıp seri veya paralel bir dirençle ifade edilir. Bobinin sargı direnci, endüktif dirence seri bağlanır; demir kayıpları ise reaktansa paralel bir dirençle ifade edilir. Bunun dışında şebekeye ait toplam endüktif ve omik direnç rezonans devresine seri olarak gelirler.

$R$ ,  $L$  ve  $C$  elemanlarının bağlantı tarzına göre çeşitli rezonans devreleri elde olunur. Bunların en önemlileri şunlardır. :

- Paralel rezonans devresi :  $R$ ,  $L$  ve  $C$  elemanlarının paralel bağlanması ile Şekil 4.4'de gösterilen paralel rezonans devresi elde edilir.



Şekil 4.4. Paralel rezonans devresi.

- $R$  Omik direnç,
- $R_L$  Bobinin sargı direnci,
- $L$  Bobinin self katsayısı
- $C$  Kondansatörün kapasitesi,
- $U$  Şebeke gerilimi,
- $I$  Devrenin şebekeden çektiği akım,
- $I_R$  Omik akım bileşeni,
- $I_L$  Endüktif akım bileşeni,
- $I_C$  Kapasitif akım bileşeni.

Böyle bir devre, mesala ayrıık kompanzasyon metoduna göre, sargı uçlarına paralel kondansatörün bağlandığı transformatör veya motorun teşkil ettiği bir sistem olup  $L$ , transformatör veya motor sargılarının selfi  $C$  kompanzasyon kondansatörünün kapasitesidir. Ve  $R$  de bobinin demir kayıpları ile kondansatörün dielektrik yapılarına karşılık gelir. Burada bobine ait olup  $L$ 'ye seri gelecek olan sargı direnci çok küçük olduğu için ihmal edilmiştir. Devreye uygulanan gerilime ait açısal frekans  $\omega$  olduğuna göre bobinin endüktif reaktif direnci,

$$jX_L = j\omega L \quad (4.12)$$

ve kondansatörün kapasitif reaktif direnci

$$jX_C = -\frac{j}{\omega C} \quad (4.13)$$

dir. Bobinin çok küçük olan sargı direnci ihmal edilirse her üç paralel koldan geçen akımlar şöyle hesaplanır.

$$\overline{I}_R = \frac{\overline{U}}{R} \quad (4.14)$$

$$\overline{I}_L = \frac{\overline{U}}{jX_L} = \frac{\overline{U}}{j\omega L} = -j \frac{\overline{U}}{\omega L} \quad (4.15)$$

$$\overline{I}_C = \frac{\overline{U}}{jX_C} = j\omega C \overline{U} \quad (4.16)$$

Düğüm noktası kaidesine göre devrenin şebekeden çektiği akım, paralel kolların akımlarının toplamına eşittir.

$$\overline{I} = \overline{I}_R + \overline{I}_L + \overline{I}_C = \overline{U} \left[ \frac{1}{R} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right) \right] \quad (4.17)$$

Şekil 4.3. Paralel rezonans devresinin fazör diyagramı.  
a) Eşdeğer empedans, b) Şebekeden çekilen akım,  
1/j $\omega$ C Kapasitif reaktans, j $\omega$ L Endüktif reaktans.

Buna göre devrenin eşdeğer empedansı

$$\bar{Z} = \frac{1}{\frac{1}{R} + j(\omega C - \frac{1}{\omega L})} \quad (4.18)$$

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

olup bunun mutlak değeri

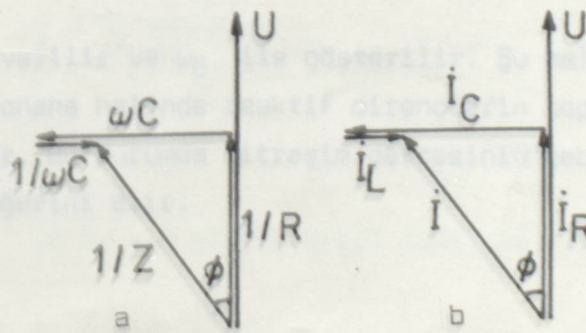
$$Z = \frac{1}{\sqrt{(\frac{1}{R})^2 + (\omega C - \frac{1}{\omega L})^2}} \quad (4.19)$$

ve faz açısı

$$\varphi = \arctan R(\omega C - \frac{1}{\omega L}) \quad (4.20)$$

dir.

R, L ve C büyüklükleri sabit olduğuna göre, sabit bir  $\omega$  şebeke frekansı için empedans ve sabit bir gerilim için akımlar sabittir. Şekil 4.5'de belirli bir frekans için eşdeğer empedansın fazör diyagramı ve sabit bir gerilime göre şebekeden çekilen akımın fazör diyagramı gösterilmiştir. Burada  $\omega C > \frac{1}{\omega L}$  yani devrenin kapasitif karakterde olduğu kabul edilmiştir.



Şekil 4.5. Paralel rezonans devresinin fazör diyagramı.

a) Eşdeğer empedans, b) Şebekeden çekilen akım,  
 $1/\omega C$  Kapasitif reaktans,  $\omega L$  Endüktif reaktans.

Fakat frekans değişirse denklem (4.12) ve (4.13) den görüldüğü üzere endüktif direnç bununla doğru ve kapasitif direnç ters orantılı olarak değişir. Onun için frekansa göre devre ya endüktif veya kapasitif olur. Frekansın belirli bir  $\omega_r = \omega_0$  değerinde endüktif ve kapasitif reaktanslar birbirine eşit olurlar ve bunlar birbirlerine ters yönde tesir ettiklerinden bunların toplamı sıfır olur. Frekansın bu değerine "rezonans frekansı" adı verilir. Bu durumda

$$\omega_r C - \frac{1}{\omega_r L} = 0 \quad (4.21)$$

ve devrenin empedansı için veya

$$\omega_r C = \frac{1}{\omega_r L} \quad (4.22)$$

olduğundan, rezonans frekansı için buradan

$$\omega_r = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.23)$$

bulunur.

Rezonans frekansı genellikle devrenin R, L, C gibi karakteristik değerlerine bağlı olduğundan buna aynı zamanda devrenin

$$\omega_0 = \omega \sqrt{\frac{X_C}{X_L}} \quad (4.24)$$

öz frekansı adı verilir ve  $\omega_0$  ile gösterilir. Şu halde rezonans şartı  $\omega_r = \omega_0$  dir. Rezonans halinde reaktif dirençlerin toplamı sıfır olduğundan  $\bar{Z}_r = R$  dir. Bu durumda titreşim devresinin şebekeden çektiği akım en küçük değerini alır.

$$I_T = I_R = \frac{U}{R} \quad (4.25)$$

Bu akım aynı zamanda aktif bir akım olup gerilimle aynı fazdadır.

Généellikle R paralel direnci çok büyük olduğundan şebekeden çekilen akım çok küçüktür. Hesapları kolaylaştırmak için çoğu kez  $R = \infty$  olduğu kabul olunur. Eğer buna karşılık bobin sargısının şekil 4.4'de işaret edilen  $R_L$  direnci ihmal edilmezse, şebekeden çekilen akım için

$$\bar{I} = \bar{U} \left( \frac{1}{R_L + j\omega L} + j\omega C \right) \quad (4.26)$$

ve devrenin empedansı için

$$\bar{Z} = \frac{R_L + j\omega L}{1 - \omega^2 LC + j\omega CR_L} \quad (4.27)$$

bulunur.

Rezonans halinde akım ile gerilim aynı fazda olacağından empedansın imajiner kısmı sifıra eşit olmalıdır. Bu şarta göre rezonans frekansı veya devrenin öz frekansı

$$\omega_T = \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R_L^2}{L^2}} \quad (4.28)$$

olur. Rezonans halinde devreden çekilen akım da

$$I_T = U_T \frac{R_L}{R_L^2 + \omega_T^2 L^2} \quad (4.29)$$

değerini alır.

Eğer  $R = \infty$  ve  $R_2 = 0$  olduğu kabul edilirse, sadece L ve C nin

paralel bağlanması ile elde olunan kayıpsız ideal bir paralel rezonans devresi için eşdeğer reaktans denklem 4.18 göre ; çünkü paralel rezonans devresi, rezonans halinde bir akım tıkaçı gibi tesir eder. Bu nedenle bu devreye tıkaç devresi adı verilir. Paralel rezonans halinde eşdeğer reaktans  $Z_e = X_e = \frac{X_L \cdot X_C}{X_L - X_C} = \frac{\omega L}{1 - \omega^2 LC}$  (4.30) arasında,  $\omega = \omega_r$  rezonans frekansında bir akım tıkaçı çıkar. Buna için bu devreye "akım rezonans devresi" de denir. Paralel reaktans uçlarında  $U_r$  frekanslı  $U_r$  gerilimi bulunduğundan kondansatör taraflarında

Kondansatörün değerine göre burada üç özel hal düşünülebilir. Bunlardan birincisi, kondansatör gücünün yani kapasitenin sonsuz büyük olmasıdır. Bu durumda  $X_C = 0$  ve  $X_e = 0$  olur. Kondansatör bataryası bir kısa devre gibi tesir eder. Her ne kadar böyle bir kısa devre hali, rezonansa yol açan ve bu sebeple arzu edilmeyen yüksek harmonikleri yok etmek için çok uygun bir yol ise de, bunun teknik ve ekonomik bakımdan gerçekleşmesi imkansızdır. İkinci özel hal kondansatörün devreden çıkmasıdır. Böylece  $X_C = \infty$  ve  $X_e = X_L$  olur. Yani devrede sadece endüktif direnç kalır. Üçüncü ve en önemli özel hal, rezonans halidir. Yani  $\omega = \omega_r$  olmak üzere  $X_{Lr} = X_{Cr}$  olur. Endüktif ve kapasitif dirençlerin rezonans frekansında birbirine eşit olması ile denklem (4.30) göre devrenin eşdeğer reaktansı sonsuz olur.

$$X_{er} = \frac{j\omega_r L \cdot \frac{1}{j\omega_r C}}{j\omega_r L - \frac{1}{j\omega_r C}} = \frac{L/C}{0} = \infty \quad (4.31)$$

Şu halde ideal paralel rezonans devresinde rezonans halinde devreden çekilen akım sıfır olur.

$$I_r = \frac{U_r}{X_{er}} = 0 \quad (4.32)$$

Görülüyorki rezonans halinde yüksek harmonikli gerilimlere rağmen enerji kaynağından  $\omega$  frekanslı bir akım çekilmez; çünkü paralel rezonans devresi, rezonans halinde bir akım tıkaçı gibi tesir eder. Bu nedenle bu devreye tıkaç devresi adı verilir. Paralel rezonans halinde şebekeden akım çekilmediği halde, devrenin içinde L ve C arasında,  $\omega$  rezonans frekanslı bir akım geçer. Onun için bu devreye "akım rezonans devresi" de denir. Paralel reaktans uçlarında  $\omega_r$  frekanslı  $U_r$  gerilimi bulunduğundan kondansatör tarafından

$$I_{Cr} = \frac{U_r}{X_{Cr}} \quad (4.33)$$

gibi bir akım ve bobin tarafından

$$I_{Lr} = \frac{U_r}{X_{Lr}} \quad (4.34)$$

gibi bir akım çekilir. Rezonans sebebiyle

$$X_{Cr} = X_{Lr} \quad (4.35)$$

olduğundan

$$I_{Cr} = I_{Lr} \quad (4.36)$$

dir.

Şu halde  $\omega_r$  frekansında her iki akım, hem değer ve hem faz bakımından biri birini tamamen kompanze eder ve böylece hatlar reaktif akım yükünden kurtulurlar. Yukarıda söz konusu olduğu gibi  $I_{Cr}$  veya  $I_{Lr}$  akımı, rezonans frekansının değerine göre, birinci harmonikli gerilim altında çekilen akımdan çok daha yüksektir ve bu sebeple kondansatörler veya buna paralel bağlı transformatörler veya motorlar bu durumda aşırı yüklenirler.

Yukarıda şebeke frekansının değiştiği kabul edilerek bunun devreye ait  $\omega_0$  öz frekans değerine eşit  $\omega_r$  rezonans frekansı değerini aldığı anda L ile C arasında rezonans olayının meydana geldiği kabul edilmiştir. Aslında şebekenin normal frekansı sabittir. Ve bilindiği gibi bunun sabit tutulmasına da titizlikle gayret edilir.

Burada söz konusu olan frekans değişmesinin, şebekenin  $U_1$  ile işaret edilebilecek olan temel harmoniklerinden başka  $U_3, U_5, U_7 \dots U_v$  yüksek harmoniklerinin mevcut olması şeklinde olduğu kabul edilmelidir. Eğer bu halde şebeke geriliminde  $\omega_v$  frekanslı harmoniklerinden mesala  $\omega_r$  harmonik frekansı söz konusu devrenin  $\omega_0$  özfrekansına eşit olursa bu durumda rezonans baş gösterebilir.

Onun için genel olarak ifade etmek istenirse, bir kompanzasyon tesisinde rezonans olayının meydana gelip gelmeyeceğini tesbit etmek için evvelâ kompanzasyon maksadıyla tesis edilen kondansatörlerle buna paralel ve seri bağlı motor, transformatör, hat v.b. tesis elemanlarının teşkil ettikleri rezonans devresinin  $\omega_0$  öz frekansı hesaplanır. Bundan sonra şebeke geriliminde bu frekansa eşit bir harmoniğin bulunup bulunmadığı araştırılır. Eğer şebeke gerilimi birinci harmonikten başka mesala üç, beş ve yedi. harmonikleri ihtiva ederse,

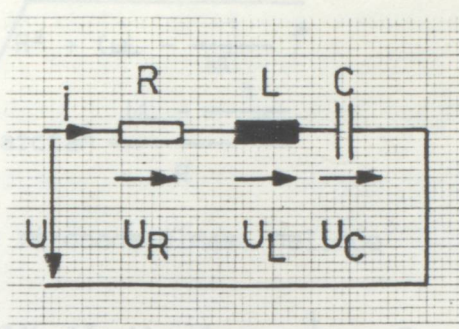
$$\nu = \frac{\omega_0}{\omega_s} \quad (4.37)$$

oranı alınır. Eğer  $\nu$ ; bir, üç, beş, yedi gibi harmonik sayılarından birine eşit ise bu durumda rezonans frekansı denklem (4.23) ve (4.24)'de göre

$$\omega_r = \omega_0 = \nu \cdot \omega_s \quad (4.38)$$

dir.

Seri Rezonans : R, L ve C elemanlarının seri bağlanması ile şekil 4.6'da gösterilen seri rezonans devresi elde olunur.



Şekil 4.6. Seri rezonans devresi.

R Omik direnç,

L Self katsayısı,

C Kapasite,

U Şebeke gerilimi,

I Akım.

Burada R ve L, mesalâ şebekeden generatöre kadar olan tesisin toplam omik ve endüktif dirençlerini gösterir. Böyle bir devre meselâ aynı orta gerilim şebekesine bağlı iki transformatör tarafından beslenen tüketim merkezlerindeki kompanzasyon tesislerine örnek olabilir.

Devre elemanlarının gerilimleri

$$\overline{U}_R = \overline{I} \cdot R \quad (4.39)$$

$$\overline{U}_L = \overline{I} \cdot j\omega L \quad (4.40)$$

$$\overline{U}_C = \overline{I} \cdot \frac{1}{j\omega C} \quad (4.41)$$

olduğuna ve bunların toplamı şebeke gerilimine eşit olduğuna göre

$$\overline{U} = \overline{I} \left[ R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \right] \quad (4.42)$$

elde edilir. Devrenin toplam empedansı

$$\overline{Z} = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \quad (4.43)$$

olup bunun mutlak değeri

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} \quad (4.44)$$

$$\text{ve faz açısı} \quad \varphi = \arctan \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R} \quad (4.45)$$

dir. Temel harmonikte rezonans olması halinde

$$\omega = \omega_{\varphi} = 2\pi f = 314,1/\text{s} \text{ ile } \omega L - \frac{1}{\omega C} = 0 \text{ olacağından}$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.46)$$

bulunur. Seri bağlı bobinin ve kondansatörün toplam reaktansı sıfıra eşit olunca, devrenin direnci sadece  $Z = R$  olacağından  $f = 50$  Hz'de devreden geçen akım enbüyük değerini alır.

$$I_T = \frac{U}{R} \quad (4.47)$$

kuvvetli akım tesislerinde omik dirençler endüktif reaktanslara göre bir hayli daha küçüktür. Onun için seri rezonans devresinde rezonans halinde büyük akım şiddetleri meydana gelebilirler. Seri rezonans yalnız aşırı akımlara değil, kondansatörde aşırı gerilimlere de yol açar. Kondansatör uçlarındaki gerilim, denklem (4.41) e göre

$$U_C = \frac{1}{\omega C}$$

dir.

Temel harmonikle rezonansda akımın denklem (4.47) deki değeri yerine konursa, denklem (4.46) ile

$$U_C = \frac{U}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (4.48)$$

elde edilir. Bu gerilimin tesiri ile kondansatör aşırı zorlanır.

Seri rezonansda gerilimin yükselmesi sebebiyle buna "gerilim rezonansı" adı verilir. Fakat genellikle kuvvetli akım tesislerine temel harmonikte rezonans çok nadir hallerde başgösterir.

Kuvvetli akım tesislerinde seri rezonans devrelerinin öz frekansları 150-700 Hz arasında bulunur. Bu da 3-15 mertebeli yüksek harmoniklere karşılık gelir.

Kuvvetli akım tesislerinde başgösteren yüksek harmonikler de bu mertebelerden olduğundan yüksek harmoniklere göre rezonans ihtimalinin kontrol edilmesi gerekir.

Rezonans devresinin bağlı bulunduğu şebeke geriliminin yüksek harmonikleri ihtiva etmesi halinde, meselâ  $v$  harmonik için devrenin eşdeğer reaktansı için

$$X_{ev} = v\omega L - \frac{1}{v\omega C} = X_{Lv} - X_{Cv} \quad (4.49)$$

elde edilir.

Frekansın değerine göre eşdeğer reaktans paralel rezonans devresinde olduğu gibi endüktif veya kapasitif karakterde olabilir. Burada da yine üç özel hal gözönünde tutulabilir. Eğer kondansatörün gücü sonsuz büyük ise  $X_{Cv} = 0$ ,  $X_{Cv} = X_{Lv}$  olur, böylece kondansatör kısa devre gibi tesir eder ve devreden geçen akımı sadece  $R$  ve  $X_L$  belirler. Bu durumda yüksek harmonik gerilimleri de kısa devre edildiğinden, bu hal şebeke bakımından arzu edilen bir durumdur. Fakat teknik ve ekonomik bakımdan bunun gerçekleşmesi imkansızdır. Kondansatörün devreden çıkarıldığında ise  $X_{Cv} = X_{ev} = \infty$  olur ve devreden hiç akım geçmez.

En önemli hal ise reaktansların eşit  $X_{Cv} = X_{Lv}$  yani eşdeğer reaktansın sıfır  $X_{ev} = 0$  olmasıdır. Bu da ancak belirli bir  $\omega = \omega_r$  değerinde mümkündür. Bu duruma rezonans hali denir. Seri rezonans devresinin öz frekansı da denklem (4.24)de olduğu gibi

$$\omega_r = \omega \sqrt{\frac{X_C}{X_L}} \quad (4.50)$$

dir.

Eğer rezonans devresinin kayıpsız, yani ideal bir devre ( $R=0$ ) olduğu kabul olunursa rezonans halinde devreden geçen akım sonsuz olur;

$$I_{VR} = \frac{U_{VR}}{X_{EVR}} = \infty \quad (4.51)$$

Bu akım, bobin ve kondansatör uçlarında aynı şekilde sonsuz büyüklükte aşırı gerilimler meydana getirir. Fakat yüksek harmonik üreticileri hiç bir zaman bu büyük akımları verecek güçte olmadıkları gibi devrede mevcut omik dirençler akımları ve gerilimlerin çok büyük kondansatör akımı denklem (4.47)ye göre bulunur.

Yüksek harmonikle rezonans halinde kondansatör akımı denklem (4.47) ye göre

$$I_{VR} = \frac{U_{VR}}{\sqrt{3} R} \quad (4.52)$$

dir. Burada  $U_{VR1}$  rezonansa yolaçan v harmonik geriliminin efektif değeri olup bu değer  $U_N$  nominal gerilimi cinsinden yaklaşık olarak

$$I_{VR} = a_{VR} \cdot U_N \quad (4.53)$$

dir. Buna göre

$$I_{VR} = \frac{a_{VR} \cdot U_N}{\sqrt{3} R} \quad (4.52.a)$$

elde edilir.

Eğer  $I_N$  nominal kondansatör akımının meydana getirdiği gerilim düşümü yüzde cinsinden

$$\epsilon = \frac{3 I_N \cdot R}{U_N} \cdot 100 \quad (4.54)$$

ise denklem (4.53) yardımıyla

$$I_{VR} = 100 \cdot \frac{a_{VR}}{\epsilon} \cdot I_N \quad (4.55)$$

bulunur.

Yüksek harmonik rezonansına karşı alınan tedbirler :

Rezonansın elektrik tesislerinde meydana getireceği zararları önlemek maksadı ile yüksek harmoniklerin bulunduğu, yani rezonansa eğilimi olan şebekeler tarafından beslenen kompanzasyon tesislerinde bazı tedbirler alınabilir. Ekseriya az bir zahmet ve masrafla yerine getirilen tedbirler, tesisi büyük zararlardan koruyabilir.

Rezonansı önlemek için alınacak tedbirlerin fiziki esasları denklemler (4.21) (4.46) ve (4.49) da açık olarak verilmiştir. Buna göre kompanzasyon tesisinin öz frekansını rezonansa yol açabilecek olan şebeke frekansının altında tutmak gerekir. Bunu sağlamak için çeşitli yollar vardır. En önemli ve pratik tedbirler şunlardır :

a) Kompanzasyon için gerekli olmayan kondansatör bataryaları devreden çıkarılmalıdır. Bilindiği gibi tesisin yükünün düşük olduğu saatlerde, tesisi besleyen transformatör ile kompanzasyon için üngörülen kondansatörlerin tamamı devrede kalırsa, aşırı kompanzasyon sebebi ile gerilim yükselir ve transformatör doyma bölgesinde çalışmaya başlar. Doyma halinde mıknatıslama akımının şekli bozulacağından, böylece transformatör bir yüksek harmonik üreticisi gibi çalışır. Vē bunun sonunda da yüksek harmonik rezonansı baş gösterebilir. Onun için kondansatör gücünü kompanzasyon ihtiyacına göre ayarlamak maksadı ile tesisin "otomatik  $\cos \varphi$  - regülatörü" ile donatılması uygun olur.

b) Devreye omik direnç yerleştirmekle teorik bakımdan yüksek harmonik akımları amortize edilebilir. [Denklem (4.17) ve denklem (4.42) ] Fakat devredeki her ilave direnç kayıplara yol açtığından mümkün olduğu kadar suni bir direnç artırma yoluna gidilmez. Buna karşılık tabii yoldan devrede belirli bir omik direncin bulunmasını sağlamak maksadı ile kompanzasyon tesisleri bir veya birkaç paralel kablo üzerinden bağlanırlar ve hiçbir zaman doğrudan doğruya baraya bağlanmazlar.

c) Öz frekansı düşürmek maksadıyla kondansatöre bir self bobini seri bağlanır. Bobinin ısı kaybı çok düşük olduğundan bu tedbir aynı zaman da ekonomiktir. Bobinin gerekli reaktif direncini hesaplamak için kondansatörün bağlı bulunduğu yerden santrale kadar bütün şebekenin direncini gözönünde tutmak gerekir. Bazen transformatörün direnci diğer direnç değerlerinden büyük olabilir. Bu gibi hallerde kısa devre hesaplarında olduğu gibi yalnız transformatör direnci gözönünde bulundurulur, diğerleri ihmal edilir.

Kondansatöre bir self bobininin seri bağlanması halinde, kondansatör gerilimi yükselir. Kondansatör gerilimi şu şekilde hesaplanır.

$$U_{C1} = \sqrt{3} \cdot X_C \cdot I_{C1} \quad (4.56)$$

dır. Kondansatörde gerilim yükselmesi % 10'u geçmemelidir.

#### 4.4. Harmoniklerin Sistem Kayıpları Üzerindeki Etkileri :

Bilindiği gibi bir R direnci üzerinden geçen I akımının oluşturacağı bakır kaybı (Joule kaybı)

$$P_k = R \cdot I^2 \quad (4.57)$$

ifadesi ile yazılabilir. Akımın sinüsoidal olmaması halinde Fourier açılımı sonucunda akım harmonikleri oluşacağından bu durumda bakır kayıpları,

$$P'_k = R \cdot (I')^2 = R \left[ I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_n^2 \right] \quad (4.58)$$

şeklini alacaktır. Öte yandan iletken, sinüsoidal alternatif akıma doğru akıma karşı gösterdiğinden daha büyük direnç gösterir. Bu olay "Skin-Effect= Deri etkisi" olarak bilinir. Bu durumda R direnci

$$R' = k \cdot R \quad (4.59)$$

şeklinde yazılabilir. k katsayısı ( $k \gg 1$ ) iletken malzeme türü,

çap ve frekansla yakından ilgilidir. O halde, frekans arttıkça (harmonik mertebesi arttıkça) R direncinin de büyüyeceği sonucuna varılabilir. Bununla birlikte, nisbeten küçük çaplı iletken kesitleri için harmonik frekansları nedeniyle faz direncindeki artış ihmal edilebilir.

Öte yandan magnetik endüksiyonun sinüsoidal olması halinde elektrik makinalarına ilişkin demir kayıpları,

$$P_{Fe} = \left[ \check{Z}_1 \left( \frac{f}{100} \right)^2 + \check{Z}_2 \left( \frac{f}{100} \right) \right] \cdot \left( \frac{B_{max}}{10000} \right)^2 \quad (4.60)$$

yazılabilmektedir.

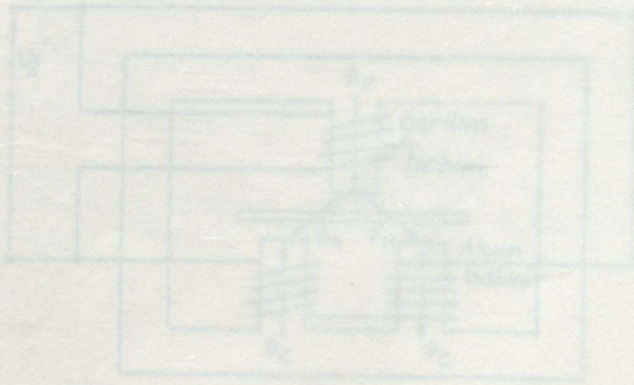
Burada  $\check{Z}_1$  ve  $\check{Z}_2$ , sac malzemesine ilişkin sabitleri f frekans ve  $B_{max}$  endüksiyonun Gauss olarak tepe değeridir.

Ancak endüksiyonun sinüsoidal olmaması durumunda, tüm  $\nu$  harmoniklerindeki demir kayıpları;

$$P_{Fe} = \sum_{\nu=1}^{\infty} \left[ \check{Z}_1 \left( \frac{\nu \cdot f}{100} \right)^2 + \check{Z}_2 \left( \frac{\nu \cdot f}{100} \right) \right] \cdot \left( \frac{B_{max}}{10000} \right)^2 \quad (4.61)$$

yazılabilir.

$\nu = 2$  den sonraki demir kayıpları, harmoniklerden dolayı ortaya çıkan ilave demir kayıplarıdır.



Şekil 4.77 Bir Endüksiyon Üçüncü Sınıf Magnetik Devre.

#### 4.5. Harmoniklerin Enerji Ölçen Sayaçlara Etkileri :

Güç sistemlerindeki harmoniklerin elektrik sayaçlarında okunan değerlerin daima artmasına sebep olduğu bilinmektedir. Bu da elektrik şebekesinde harmonikler fazla olduğunda müşterinin daha fazla ücret ödemesi anlamına gelir.

Birisi temel 50 Hz frekansta, diğeri ise temel frekansın herhangi bir harmoniği olan farklı frekanslarda değişen iki gerilim dalgası gözönüne alınsın. Sayacın hava aralığı rölatif olarak büyük ve doymanın okuma hatası üzerindeki etkisi ihmal edilebilecek düzey de olduğu kabul edilerek tek fazlı şebeke ye uygulanan giriş gerilimi şu şekilde yazılabilir.

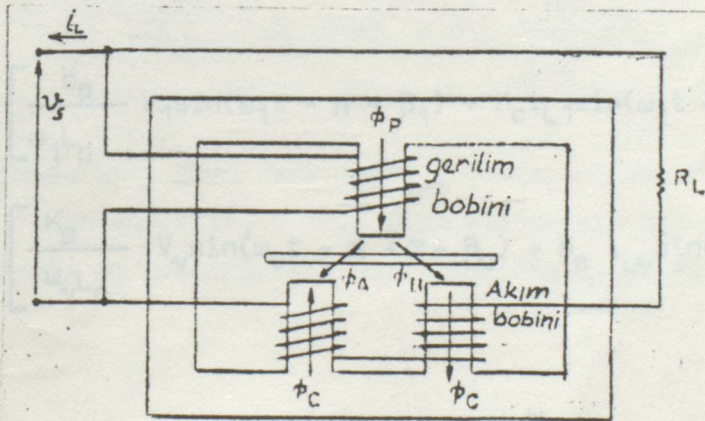
$$V_s = V_1 \sin \omega t + V_v \cdot \sin(\omega_v t + \alpha) \quad (4.62)$$

Burada  $\alpha$ , iki gerilim bileşeni arasındaki faz kaymasıdır. Tam rezistif yük için yük akımı

$$i_L = i_{L1} \sin \omega_1 t + i_{Lv} \sin(\omega_v t + \alpha) \quad (4.63)$$

olarak yazılabilir.

$V_s$  gerilimi ve  $i_L$  yük akımı, sayacın gerilim ve akım sargılarında akı üretir. (Şekil 4.7'de gösterilmiştir.)



Şekil 4.7. Bir Endüksiyon tipi Sayaca ait Magnetik devre.

Gerilim sargısındaki akı, eğer sargının  $R_{pv}$  direnci  $\omega_v L_p$  reaktansı yanında ihmal edilirse

$$\varnothing_p = 2 \cdot \frac{K_p}{\omega_1 L_p} \cdot V_1 \cdot \sin(\omega_1 t - \pi/2) + 2 \frac{K_p}{\omega_v L_p} V_v \sin(\omega_v t + \alpha - \pi/2) \quad (4.64)$$

olur.

Buna karşılık olarak akım bobinleri tarafından üretilen akı,

$$\varnothing_c = K_c \cdot i_{L1} \sin \omega_1 t + K_c \cdot i_{L_v} \sin(\omega_v t + \alpha) \quad (4.65)$$

olarak yazılır. (4.64) ve (4.65) denklemlerindeki  $K_p$  ve  $K_c$ , uyarma akım ve gerilimleri ile ilgili sabitlerdir.

O halde şekil 4.7'de tarif edilen hava aralığındaki akı,

$$\varnothing_A = \varnothing_p/2 - \varnothing_c ; \quad \varnothing_B = \varnothing_p/2 + \varnothing_c \quad (4.66)$$

Hava aralığındaki akılardaki bu değişiklik diskte kaçak akımları endükler.

Bu kaçak akımları ;

$$i_A = K_{i1} \left[ \frac{K_p}{\omega_1 L_p} V_1 \sin(\omega_1 t - \pi - \beta_1) - K_c i_{L1} \sin(\omega_1 t - \frac{\pi}{2} - \beta_1) \right] + K_{i_v} \left[ \frac{K_p}{\omega_v L_v} V_v \sin(\omega_v t - \pi + \alpha - \beta_v) - K_c i_{L_v} \sin(\omega_v t - \pi/2 + \alpha - \beta_v) \right] \quad (4.67)$$

$$i_B = K_{i1} \left[ \frac{K_p}{\omega_1 L_p} V_1 \sin(\omega_1 t - \pi - \beta_1) + K_c i_{L1} \sin(\omega_1 t - \pi/2 - \beta_1) \right] + K_{i_v} \left[ \frac{K_p}{\omega_v L_p} V_v \sin(\omega_v t - \pi + \alpha - \beta_v) + K_c i_{L_v} \sin(\omega_v t - \pi/2 + \alpha - \beta_v) \right] \quad (4.68)$$

$$\text{burada } K_{i1} = \frac{\omega_1}{\sqrt{R_{D1}^2 + (\omega_1 L_D)^2}} ; \quad K_{i_v} = \frac{\omega_v}{\sqrt{R_{Dv}^2 + (\omega_v L_D)^2}} \quad (4.69)$$

$$\text{ve } \beta_1 = \tan^{-1}(\omega_1 L_D / R_{D1}) \beta_v = \tan^{-1}(\omega_v L_D / R_{Dv}) \text{ dir.} \quad (4.70)$$

Bu eşitliklerde  $R_{D1}$  ve  $R_{Dv}$  diskin 50 Hz ve v.50 Hz'deki rezistan-  
sıdır.  $L_D$  ise frekansa bağlı olarak diskin edüktansıdır. Diske tesir  
eden Lorentz kuvveti de aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$F_A = K_s(i_A \cdot \Delta_B) \text{ ve } F_B = K_s(i_B \cdot \Delta_A) \quad (4.71)$$

Toplam diske tesir eden kuvvet ise

$$F_T = F_B - F_A \quad (4.72)$$

olur.

(4.71) eşitliğinde frekanstan bağımsız bir sabit olan  $K_s$ , diskteki  
kaçak akımlarının büyüklüğünü göstermek için kullanılmıştır. Diskteki  
ortalama kuvvet,

$$F_o = \frac{1}{T} \int_{k_1}^{k_1+T} F_T(t) dt \quad (4.73)$$

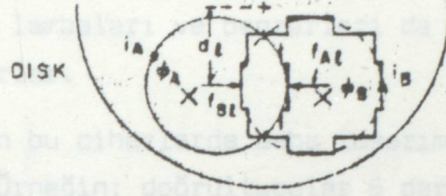
veya

$$F_o = 2K_s \cdot K_c \left[ K \frac{K_p}{\omega_1 L_p} V_1 i_{L1} \cos \beta_1 + K_{1v} \frac{K_p}{\omega_v L_p} V_v i_{Lv} \cos \beta_v \right] \quad (4.74)$$

yazılabilir. Diske etki eden fark moment, şekil 4.8'deki 1 inci akım  
elemanına etki eden kuvvetin, 1 inci akım elemanının merkezi ile diskin  
merkezi arasındaki  $d_1$  uzaklığı ile çarpılmasıyla bulunabilir.

### 5. Harmoniklerin Giderilmesi :

Çeşitli avantajlar sebebiyle yaygın bir şekilde kullanılan güç elektroniği sistemlerinin güç sistemlerinde harmonik distorsiyonları bulunmaktadır. Bundan başka doymuş transformatörler ve doymuş endüktans reaktörleri, güç devreleri ve güç sistemlerinde harmoniklere neden olmaktadır.



Şekil 4.8. Diskteki kuvvet yönleri ve  $d_1$  uzaklıkları.

0 halde diskteki moment

$$T = \sum_{p=1}^N (F_o)_1 \cdot d_1 \quad (4.75)$$

veya

$$T = \sum_{p=1}^N 2K_s K_c \frac{K_p}{L_p} \left[ \frac{V_1 i_{L1} \cos \theta_1}{\sqrt{R_{D1}^2 + (\omega_1 L_D)^2}} + \frac{V_v i_{Lv} \cos \theta_v}{\sqrt{R_{Dv}^2 + (\omega_v L_D)^2}} \right] d_1 \quad (4.76)$$

Bu eşitlikte harmoniklerin giderilmesi için yazılmıştır. Bunlara ilave olarak harmonikleri şebekeden sözecek alanlara "filtreler" ihtiyacı vardır.

Bu eşitlikte birinci ve ikinci terimler temel ve harmonik momentlerle ilgilidir. Bu ifadeden harmoniklerin T momentini arttırdığı açıkça görülmektedir. Netice olarak, eğer elektrik dağıtım şebekesinde harmonikler varsa, elektrik sayacının daima daha fazla ücret yazacağı açıkça ortaya çıkmaktadır.

### 5. Harmoniklerin Giderilmesi :

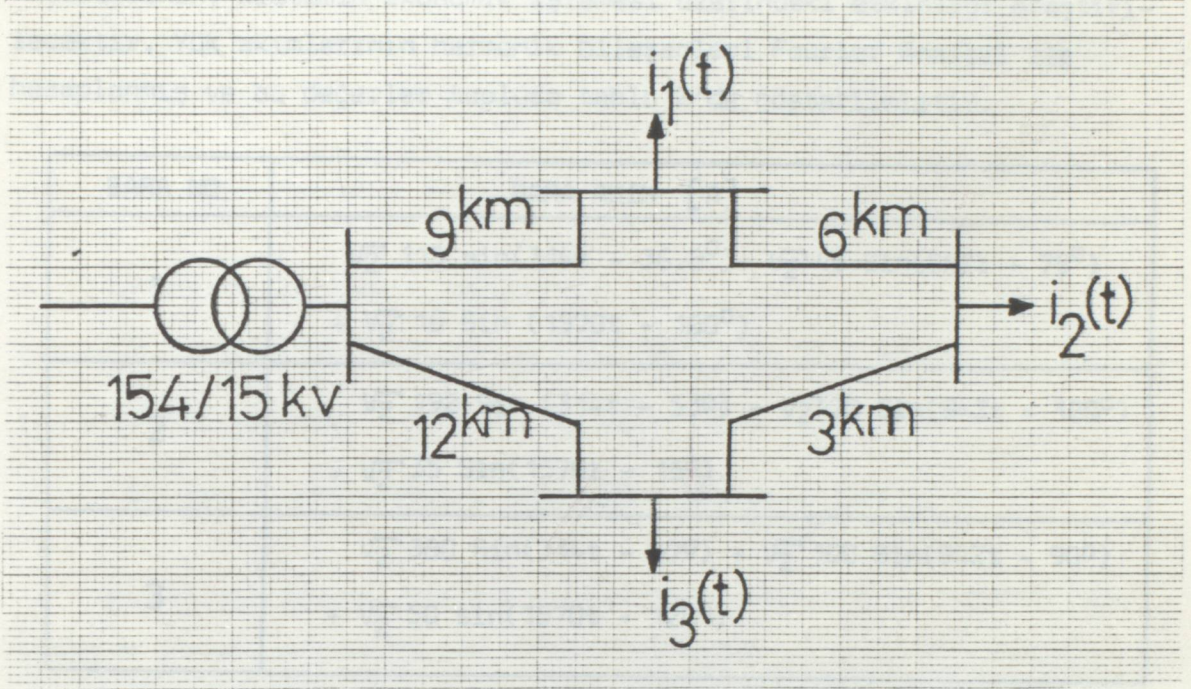
Çeşitli avantajlar sebebiyle yaygın bir şekilde kullanılan güç elektroniği elemanlarının güç sistemlerinde harmonik ürettikleri bilinmektedir. Bundan başka doymuş transformatörler ve doymuş endüksiyon motorları, gaz deşarj lambaları ve benzerleri de güç sistemlerinde harmoniklere neden olurlar.

Harmonik üreten bu cihazlarda daha tasarım aşamasında bazı tedbirler alınabilir. Örneğin; doğrultucular 6 darbeli yerine 12 darbeli olarak düşünülebilir. İki doğrultucu paralel bağlanıp bunlar primerleri ortak, sekonderlerinden birisi üçgen diğeri delta bağlı bir transformatörden beslenebilir. Böylece beşinci ve yedinci harmoniklerde önemli azalma sağlanabilir. Bir çok merkez bir fazlı sistemle beslenir. Yük genellikle dengesizdir. Ve bu sebeple üçüncü harmonik çoğunlukla beşinci harmonikten daha büyüktür. Bu da açıkça gösterir ki, güç sistemlerindeki harmonik bileşenleri geniş çapta meskenleri besleyen transformatörlerin bağlantı şekline bağlıdır. Transformatörlerin üçgen bağlanması ile üçüncü harmoniğin şebekeye geçmesi önlenemez. Üçüncü harmonik akımı üçgen sargıda devresini tamamlar. Harmoniklerin azaltılması amacı ile senkron generatörlerde ve elektrik motorlarında harmonikleri azaltıcı tasarım tedbirleri alınabilir.

Bütün bu tedbirler harmoniklerin giderilmesi için yeterli değildir. Bunlara ilave olarak harmonikleri şebekeden süzecek elemanlara "filtrelere" ihtiyaç vardır.

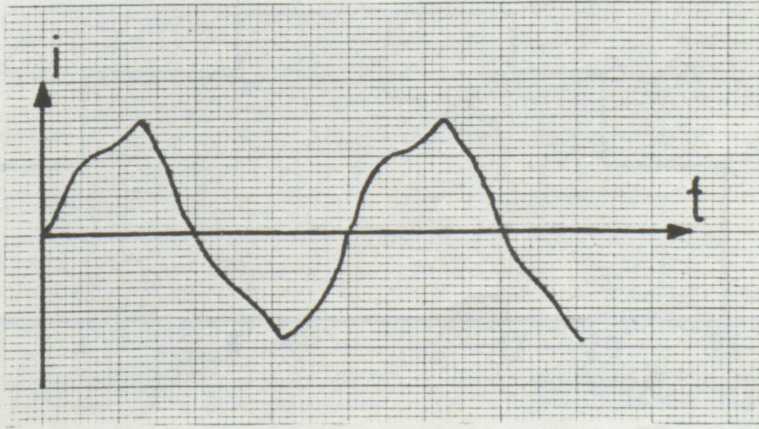
Filtreler esas olarak, belirli bir frekanstaki işaretleri süzmek üzere kullanılan özel devrelerdir. Çevirici, doğrultucu ve benzeri cihazların alternatif akım güç sisteminde meydana getirdiği harmonikleri süzmek ve radyo frekans parazitlerini gidermek için kullanılırlar.

6. Harmoniklerin Sistem Kayıpları Üzerindeki Etkinliğine İlişkin Sayısal Sonuçlar :



Şekil 6.1. Örnek alınan enerji sisteminin basit bağlantı şeması.

Taşıma hattı  $3 \times 120 \text{ mm}^2$  alüminyum iletkenden çekilmiş olup, hattın kilometre faz başına reaktansı  $0,4 \Omega$ 'dır. 1,2 ve 3 baralarından sinüsoidal olmayan akımlar çekilmektedir. Bunların osilogramdan alınan eğri biçimleri şekil 6.2.'de gösterilmiştir.



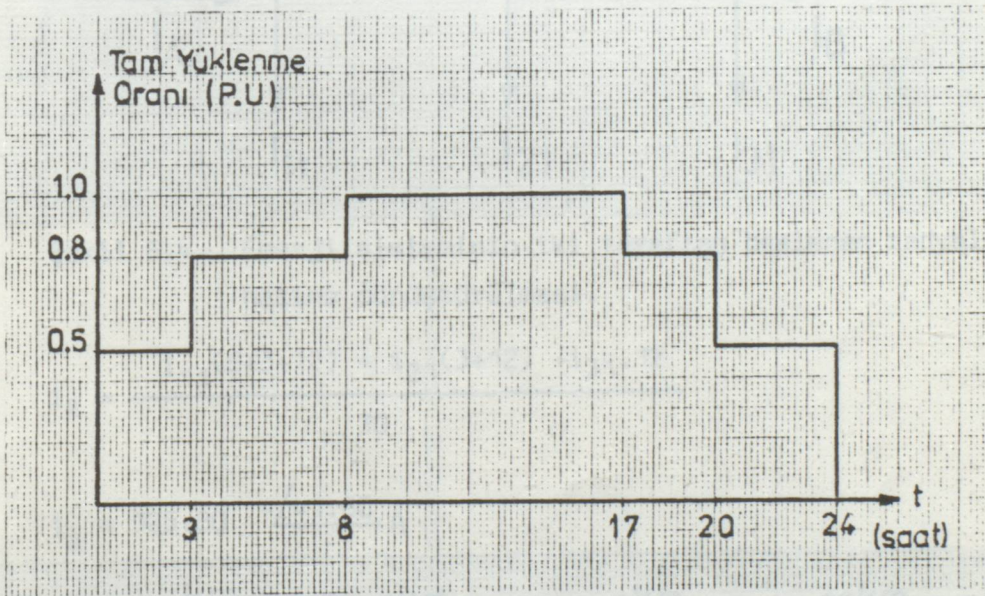
Şekil 6.2. Örnek alınan sisteme ilişkin bara akımlarının osilogram kaydı.

Söz konusu sistemde akım harmoniklerinin sebep olduğu ek joule kayıplarının, sistemin ekonomik işlemesi üzerindeki etkinliği araştırılacaktır. Yük akımlarının harmonik bileşenleri Fourier Analizi ile hesaplanmış ve bu değerler topluca tablo 2'de gösterilmiştir.

BARA NO	BARA AKIM [A]
1	$\sqrt{2} 115 \sin(314t - 36.8^\circ) + \sqrt{2} 45 \sin(942t - 75^\circ)$ $+ \sqrt{2} 16 \sin(1570t - 160^\circ)$
2	$\sqrt{2} 192 \sin(314t - 53^\circ) + \sqrt{2} 70 \sin(942t - 120^\circ)$ $+ \sqrt{2} 35 \sin(1570t - 15^\circ)$
3	$\sqrt{2} 380 \sin(314t - 37^\circ) + \sqrt{2} 100 \sin(942t - 90^\circ)$ $+ \sqrt{2} 50 \sin(1570t - 120^\circ)$

Tablo 2.

Sistemin günlük yüklenme grafiği de şöyle verilmiştir.



Şekil 6.3. Örnek alınan enerji sisteminin günlük düzenlenmiş yük eğrisi.

Ner hat parçalarında oluşan güç (joule) kayıpları:

Enerji sistemindeki akım dağılımı hesap edilirken, yük noktalarındaki gerilimlerin besleme gerilimine eşit olduğu kabul edilmiştir. Akım dağılımında "Akım Momenti Yöntemi" kullanılmıştır.

#### Hatlardaki Harmonik Kayıpları

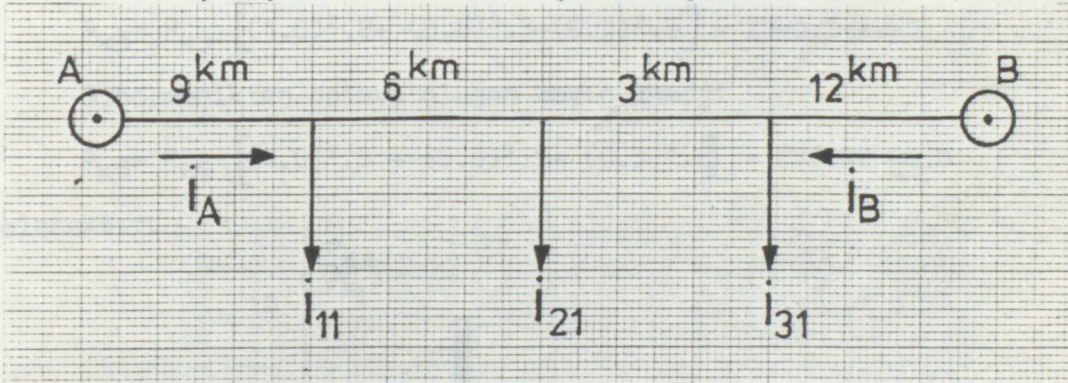
1.harmonik için akım dağılışı,

$$i_{11} = \sqrt{2} \cdot 115 \sin(314t - 36,8^\circ) = 115 \angle -36,8^\circ = 92,08 - j 68,88 \text{ A}$$

$$i_{21} = \sqrt{2} \cdot 192 \sin(314t - 53^\circ) = 192 \angle -53^\circ = 115,5 - j153,33 \text{ A}$$

$$i_{31} = \sqrt{2} \cdot 380 \sin(314t - 37^\circ) = 380 \angle -37^\circ = 303,48 - j228,68 \text{ A}$$

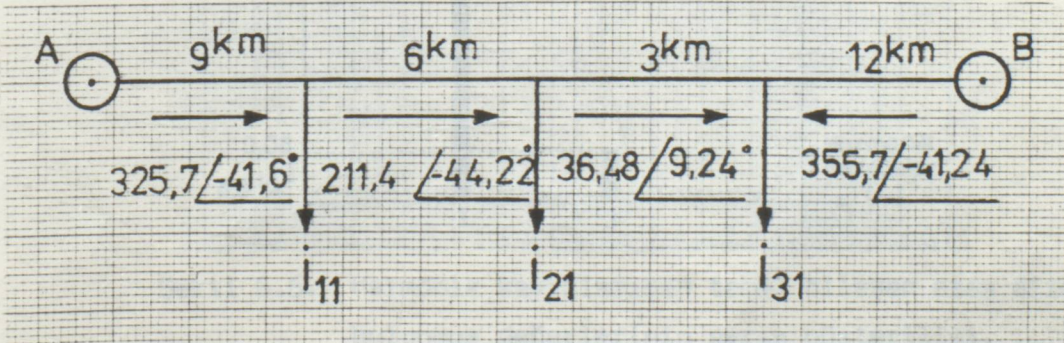
Buklaj(ağ) şebeke, besleme noktasından parçalanarak iki taraftan beslenen radyal şebeke haline dönüştürülmüştür.



Şekil 6.4. Enerji sisteminin iki taraftan beslenen radyal şebeke haline dönüştürülmesi.

$$i_A = \frac{i_{11}(6+3+12) + i_{21}(3+12) + i_{31} \cdot 12}{30}$$

$$i_A = 325,80 \angle -41,60^\circ \text{ A}$$



Şekil 6.5. Enerji sistemindeki 1.harmonik akımının dağılımı.

Her hat parçasında oluşan güç (joule) kayıpları;

$$P_{k1} = 3.R.I^2 = 3 \cdot \frac{1}{k \cdot q} I^2$$

$$= 3 \cdot \frac{1}{35 \cdot 120} (325.79^2 \cdot 9 + 211.43^2 \cdot 6 + 36.48^2 \cdot 3 + 355.73^2 \cdot 12)$$

$$P_{k1} = 1961.46 \text{ kw dır.}$$

Benzer yaklaşım 3. harmonik akımları içinde uygulanırsa;

$$P_{k3} = 175.37 \text{ kw bulunur. Ve 5.harmonik içinde } P_{k5} = 16.87 \text{ kw bulunur.}$$

Günlük düzenlenmiş yük eğrisine göre, akım harmoniklerinin sebep oldukları kayıp enerji değerleri hesap edilebilir. Buna göre

$$A_{k1} = P_{k1} [(1.0)^2 \cdot 9 + (0.8)^2 \cdot 9 + (0.5)^2 \cdot 6] = 31893.99 \text{ kw-h}$$

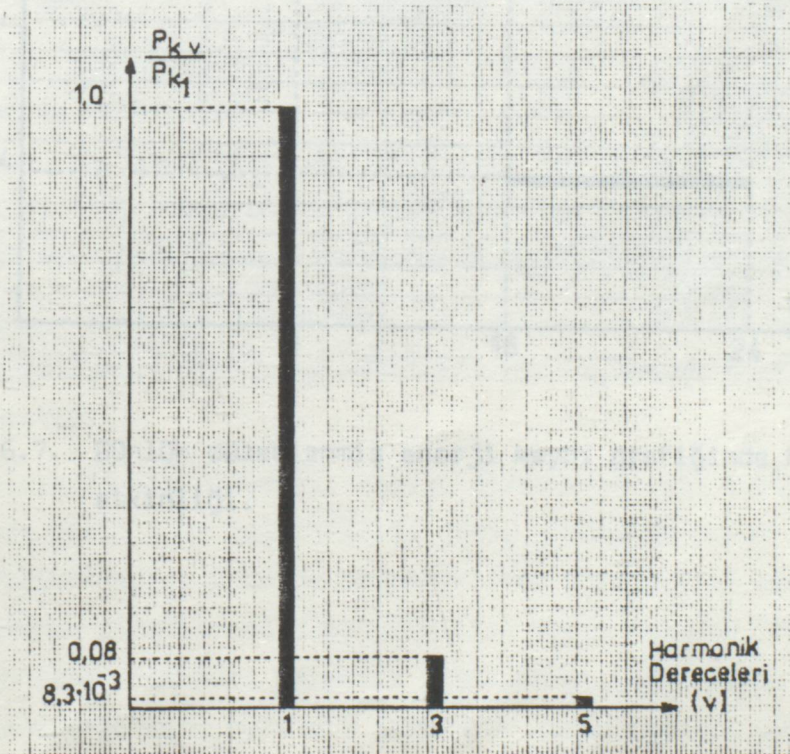
3. harmonikten dolayı oluşan kayıp enerji

$$A_{k3} = P_{k3} [(1.0)^2 \cdot 9 + (0.8)^2 \cdot 9 + (0.5)^2 \cdot 6] = 2845.5 \text{ kw-h}$$

5.harmonikten dolayı oluşan kayıp enerji

$$A_{k5} = P_{k5} [(1.0)^2 \cdot 5 + (0.8)^2 \cdot 5 + (0.5)^2 \cdot 6] = 276.42 \text{ kw,h}$$

olacaktır.



Şekil 6.6. Harmonik kayıplarının temel bileşen esas alınarak bulunmuş değerlerinin ayrıık gösterilişi.

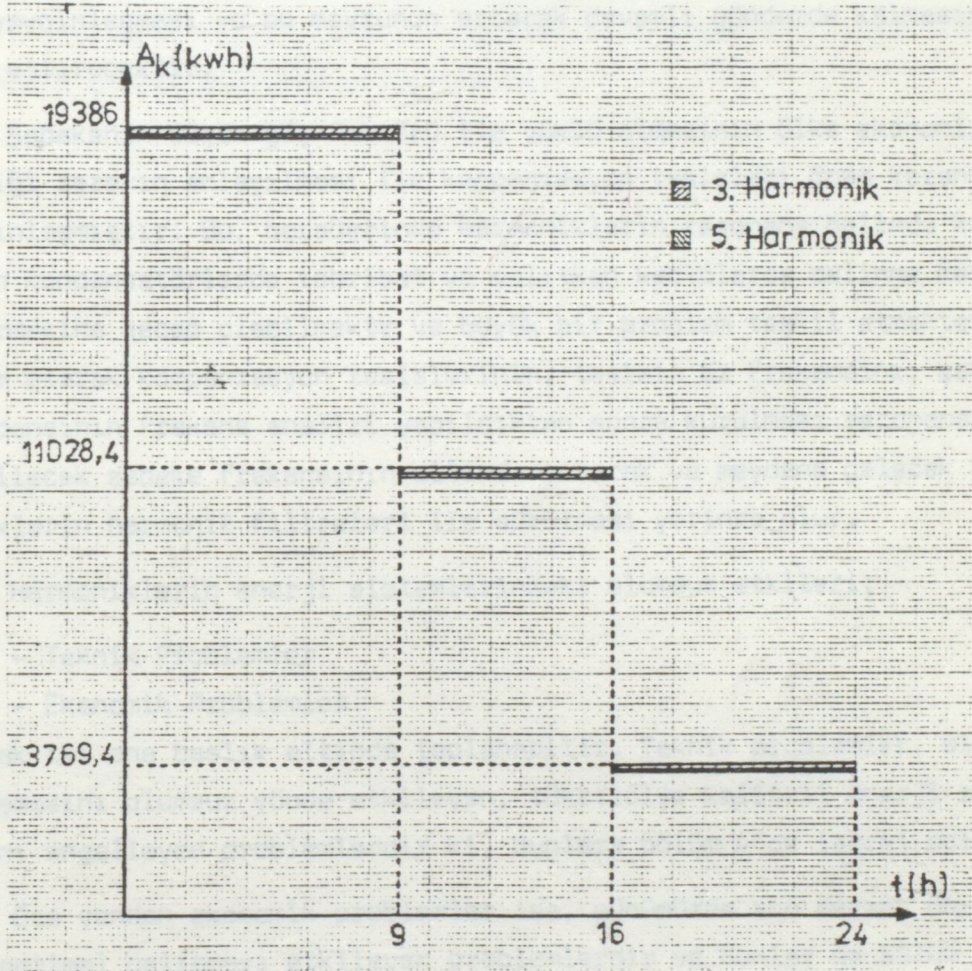
Örnek alınan enerji sisteminin günlük düzenlenmiş yük eğrisinden yararlanarak enerji kayıpları şöyle hesaplanır.

$$(1.0)^2 \cdot (17-8)P_{k1} + 1.0^2 \cdot (17-8)P_{k3} + 1.0^2 \cdot (17-8)P_{k5} = 19386 \text{ kw-h}$$

$$(0.8)^2 \cdot (5+3)P_{k1} + (0.8)^2 \cdot (5+3) \cdot P_{k3} + (0.8)^2 \cdot (5+3)P_{k5} = 11028.4 \text{ kw-h}$$

$$(0.5)^2 \cdot (3+4)P_{k1} + (0.5)^2 \cdot (3+4) \cdot P_{k3} + (0.5)^2 \cdot (3+4)P_{k5} = 3769.4 \text{ kw-h}$$

dir.



Şekil 6.7. Günlük düzenlenmiş enerji kaybı grafiğinde harmoniklerin etkinliği.

## 7. Genel Sonuçlar :

Kuvvetli akım tesislerinde aşırı doymuş transformatörlerin aşırı doymuş reaktans bobinleri, ark fırınları, ark kaynak makinaları, cıva buharlı redresörler gibi arkla çalışan redresörler, elektrik makinaları ve son yıllarda gittikçe gelişme gösteren ve elektrik mühendisliğinin hemen her çalışma sahasına giren güç elektroniği elemanları şebekede yüksek harmoniklerin artmasına sebep olmuştur. Bilhassa güç elektroniğinin çok geniş kullanılma sahası ve kompanzasyonun öneminin anlaşılıp yaygınlaşması ve bu mevzunun artarak devamlı gündemde kalmasını icap ettirecektir.

Şebekenin düşük güç faktörü ile yüklü olmasının ülke ekonomisine verdiği zararın anlaşılması ile kompanzasyon tesisleri önem kazanmış ve yaygınlaşmıştır. Bu, beraberinde harmoniklerin rezonans halinde kullanılan kondansatörlerde tahribat ve yalıtkan kablolarda delinme meydana getirmesine sebep olabilmekte ve büyük bir problem teşkil etmektedir. Çözüm olarak kompanzasyon tesislerinin, tesisin öz frekansını, şebeke empedansının frekans analizi yapıldıktan sonra kurulması rezonansa sebep olabilecek şebeke frekansının altında tutarak ve meydana gelecek harmoniklerin harmonik filtreleri ile süzülmesi yerinde olur.

Harmoniklerin enerji sistemlerindeki olumsuz etkileri;

- Teknik Problemler
- Ekonomik Problemler

olarak iki ana başlık altında toplanabilir. Teknik problemler, sistemin çalışmasını olumsuz yönde etkileyen, tüketiciye kaliteli enerji sunulmasını engelleyen problemlerdir ki, bunlara bölüm 4'de işaret edilmiştir.

Öte yandan ekonomik problemler ise, günümüzde son derece önem taşıyan optimal çalışmayı etkileyen problemlerdir ve bunlar da bölüm 4.4. de incelenmiştir.

Harmoniklerin hiç olmaması, enerji sistemleri için büyük bir yarar sağlar. Ancak bölüm 3'de belirtildiği gibi, günümüzde bunun mümkün olmadığı görülmektedir. O halde harmoniklerin etkilerinin azaltılması ve hatta tamamen giderilmesi düşünülebilir; bunun için de "filtre-süzgeç" devrelerinin tasarımı gerekir. Ancak hangi harmonik bileşenlerinin süzülmesi gerektiği için ayrı bir inceleeye gerek vardır. Çünkü özellikle

5.harmonikten sonraki harmoniklerin oluşturduğu enerji kayıpları merteye itibariyle düşüktür. Harmonik süzülmesi için kurulacak filtre düzeninin, tesis masrafının, o harmoniğin oluşturacağı enerji kayıp bedelini kaç yılda karşılayacağı (amorte edeceği) incelenmelidir. Ayrıca bu amortisman süresi boyunca filtre kayıplarının da dikkate alınması gerekir.

2- Merkezi Sonuç olarak işletmenin günlük veya aylık düzenlenmiş yük eğrileri ve yükün akım harmonikleri dikkate alınarak ve uzun vade de ekonomik analiz yapılarak filtre tasarımı yapılmalı ve böylece optimal süzme işleminin gerçekleşmesine çalışılmalıdır.

Response, *Electricity Letters*, 1,1 (1961), 108.

4- Atherton, D.F.; Jain, N.K.; *Harmonic Analysis of Single Phase Nonlinearities from their Unsymmetrical Response*, *Electricity Letters*, 1,1 (1961), 108.

5- Jain, N.K.; Atherton, D.F.; *Development and Application of Generalized Harmonic Analyser*, *International Electronics Conf. Toronto*, (1967).

Makale No:67072.

6- Eschbacher, W.; Hill, F.P.; *Analytical Measurement of Power Factor Harmonics*, *IEEE Trans. on Power App. and Del.*, (1971), 90-103.

7- Tokagi, T.; *An Analog Circuit for Fourier Transform Estimation and its Application to the real time harmonic detection in a power frequency domain*, *IEEE Trans. on Power App. and Del.*, 2, (1973), 35-47.

8- Çilgin, R.; *Güç Elektrikli Makineler*, (1980).

9- Pierce, E.F.; *Analizer*, *IEEE Trans. on Power App. and Del.*, (1971), 90-103. *Appliances to Harmonics and Power Factor*, *IEEE Trans. on Power App. and Del.*, Part II, *Transformer with Harmonic Distortion*, *IEEE International Machine*, *IEEE Transactions on Power App. and Del.*, Vol.2, April 1967.

## KAYNAKLAR

- 1- Potter, B.E. : A Note on Obtaining Power Series Transfer Coefficients From Harmonic Levels, IEEE Trans. CT-11, (1964), 291.
- 2- Medhurst, R.G.: Calculations of Transfer Characteristics from Measured Harmonic Levels, Electronic Letters, 2,(1966),152.
- 3- Atherton, D.P.: Determination of Nonlinearity from its Harmonic Response, Electronic Letters, 2,(1966), 152.
- 4- Atherton, D.P.: Jain, N.K.: Identification of Double Valued Nonlinearities from their Harmonics Response, Electronic Letters, 3,(1967), 485.
- 5- Jain, N.K., Atherton, D.P.: Development and Application of Generalized Harmonic Analyser International Electronics Conf.Toronto, (1967), Makale No:67072.
- 6- Szabados, B., Hill, E.F.: On Line Measurement of Power System Harmonic IEEE Trans.Ins. Meas.IM-26,(1977), 170-175.
- 7- Takagi, T.: An Analog parallel Fourier Transform Equipment and its Application to the moving Vehicle Detection in a Special Frequency Domain, IEEE Trans. Ins.Meas. IM-27,3,(1978), 215-219.
- 8- Gülğün, R.: Güç Elektronigine Giriş, (1980).
- 9- Fuchs, E.F.; Roesler, D.J.; Kovacs, K.P.: Sensitivity of Electrical Appliances to Harmonics and Fractional Harmonics of The Power Systems Voltage. Part II. Television sets, induction Watthour Meters and Universal Machines. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.PWRD-2, No:2, april 1987.

- 10- Fuchs, E.F.; Roesler, D.J.; Alashhab, F.S.: Sensitivity of Electrical Appliances To Harmonics and Fractional Harmonics of The power System's Voltage. Part I : Transformers and Induction Machines, IEEE, Transactions on Power Delivery, Vol.PWRD-2, No.2, April 1987.
- 11- Power system harmonics : An overview. IEEE Transactions on power apparatus and systems, Vol.PAS-102, No.8, August 1983.

## ÖZGEÇMİŞ

1962 yılında İstanbul'da doğdum. İlk, orta ve lise tahsilimi İstanbul'da tamamladım. 1985-1986 yılında Yıldız Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Bölümünden mezun oldum. 1986 yılında Yıldız Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Tesisleri Anabilim Dalına Araştırma görevlisi olarak girdim. Aynı yıl Yıldız Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünün Yüksek Lisans programını kazandım. Halen Araştırma görevlisi olarak çalışıyorum.

