Recomendaciones Prácticas y Requerimientos de la IEEE para el Control de Armónicos en Sistemas Eléctricos de Potencia

1. Introducción, Alcance, y Aplicación

1.1 Introducción. El uso de cargas no lineales conectadas a sistemas eléctricos de potencia incluye convertidores estáticos de potencia, dispositivos descargadores de arco, dispositivos magnéticos saturados, y en un menor grado, máquinas rotativas. Los convertidores de potencia estática de potencia eléctrica son las mayores cargas no lineales y son usados en la industria para una gran variedad de propósitos, tales como fuentes de alimentación electromecánicas, variadores de velocidad, y fuentes de alimentación ininterrumpidas. Estos dispositivos son usados porque pueden convertir corrientes AC a DC, DC a DC, DC a AC, y AC a AC.

Las cargas no lineales cambian la naturaleza de la onda sinusoidal de la corriente de alimentación AC (y consecuentemente la caída de voltaje AC), resultando en un flujo de corrientes armónicas en los sistemas de potencia AC que pueden causar interferencia con los circuitos de comunicación y con otro tipo de equipos. Cuando es usada la compensación de potencia reactiva (en la forma de condensadores para mejorar el factor de potencia) con éstas cargas no lineales, pueden ocurrir condiciones de resonancia que resultan en altos niveles de distorsión de tensión y corriente armónica cuando ocurren las condiciones de resonancia con un armónico asociado a cargas no lineales.

1.2 Alcance. Está recomendación práctica pretende establecer los principios para el diseño de sistemas eléctricos que incluyan cargas lineales y no lineales. Son descritas las formas de onda de tensión y corriente que pueden existir en todo sistema, y se establecen los principios de distorsiones de formas de onda para el diseño de sistemas. Es descrita la interfaz entre fuentes y cargas como el punto de acoplamiento común; y la observación de los principios de diseño para minimizar la interferencia entre los equipos eléctricos.

Está recomendación práctica está dirigida a limitaciones de estado continuo. Se pueden encontrar condiciones transitorias que excedan estas limitaciones. Este documento establece la calidad de potencia que será proporcionada al punto de acoplamiento común. Este documento no cubre los efectos de interferencia en radio-frecuencia; sin embargo, incluye la interferencia electromagnética con los sistemas de comunicación.

1.3 Aplicación. Está recomendación práctica será usada como guía para el diseño de sistemas de potencia con cargas no lineales. Las limitaciones cubiertas son para operaciones de estado continuo y son recomendadas para condiciones “en el peor de los casos”. Se pueden encontrar condiciones transitorias que excedan estos limites.

2. Referencias

[1] ANSI C34.2-1968 (Retirado), Norma Nacional Americana de Recomendaciones Prácticas y Requerimientos para Rectificadores de Potencia Semiconductores.[1]

[2] IEEE C57.12.00-1987, Norma IEEE de Requerimientos Generales para Distribución Subterránea, Potencia y Regulación de Transformadores (ANSI).[2]

[3] IEEE C57.110-1986, Recomendaciones Prácticas de la IEEE para el Establecimiento de la Capacidad de Transformadores Cuando la Alimentación de Corrientes de Cargas no es Sinusoidal (ANSI).

[4] IEEE Std 18-1992, Norma IEEE para Condensadores de Potencia en Paralelo.

[5] IEEE Std 59-1962 (Retirada), Norma IEEE para Componentes Rectificadores Semiconductores.[3]

[6] IEEE Std 100-1992, Nuevo Diccionario de Norma IEEE para Términos Eléctricos y Electrónicos.

[7] IEEE Std 223-1966 (Retirada), Norma IEEE con Definiciones de Términos para Tiristores.[4]

[8] IEEE Std 368-1977 (Retirada), Recomendaciones Prácticas de la IEEE para la Medición de Ruido Eléctrico y Mejoramiento de Filtros Armónicos para Sistemas DC de Alta Tensión.[5]

[9] IEEE Std 444-1973, Recomendaciones Prácticas de la IEEE y Requerimientos para Convertidores de Tiristores y Variadores: Parte I Convertidores para Alimentadores de Armadura de Motores DC.

[10] IEEE Std 469-1988, Recomendaciones Prácticas de la IEEE para Prueba de Frecuencia de Voz y Ruido Eléctrico de Transformadores de Distribución (ANSI).

---

[1]Esta norma ha sido retirada; sin embargo, las copias pueden ser obtenidas en los Departamentos de Venta de la American National Standards Institute, 11 West 42nd Street 13th Floor, New York, NY 10036, USA.

[2]Las Publicaciones de la IEEE están disponibles en el Centro de Servicio del Institute of Electrical and Electronics Engineers, 445 Hoes Lane. P.O. Box 1331 Piscataway, NJ 08855-1331, USA.

[3]Esta norma ha sido retirada; sin embargo, las copias pueden ser obtenidas del Departamento de Normas de la IEEE, Centro de Servicio de la IEEE, 445 Hoes Lane, P.O. Box 1331, Piscataway, NJ 08855-1331, USA.

[4]Ver Nota al Pie 3

[5]Ver Nota al Pie 3

3. Definiciones y Símbolos de Letras

3.1 Definiciones. Las Definiciones dadas aquí están ajustadas específicamente a los armónicos generados por convertidores de potencia estática a las frecuencias del sistema eléctrico. Las definiciones útiles adicionales se encontrarán en las normas IEEE Std 100-1992 [6][6], IEEE Std 59-1962 [5], ANSI C34.2-1968 [1], e IEEE Std 444-1973 [9].

Área de la Muesca. El área del punto de tensión lineal. Este es el producto de la profundidad del punto, en voltios, por las veces el ancho de la medida del punto, en microsegundos.

Armónico. Una componente sinusoidal de una onda periódica o cantidad que posee una frecuencia múltiplo de la frecuencia fundamental.

NOTA: Por ejemplo, en una componente, cuando la frecuencia es el doble de la fundamental es llamada segundo armónico.

Armónico, característico. Aquellos armónicos producidos por equipos convertidores semiconductores en el curso de la operación normal. En un convertidor de seis pulsos, los armónicos característicos son los armónicos impares diferentes a los múltiplos de tres, por ejemplo, los 5^{th}, 7^{th}, 11^{th}, 13^{th}, etc.

$h = kq \pm 1$

k = algún entero

q = número de pulso del convertidor

Armónico, no característico. Armónicos que no son producidos por equipos convertidores semiconductores en el curso de la operación normal. Estos pueden ser el resultado de frecuencias oscilatorias; una demodulación de armónicos característicos y la fundamental; o un desbalance en los sistemas de potencia AC, el ángulo de retardo asimétrico, o el funcionamiento del cicloconvertidor.

Carga no Lineal. Una carga que dibuja una onda de corriente no sinusoidal cuando es proporcionada por una fuente de voltaje sinusoidal.

Conmutación. Transferencia de corriente unidireccional entre los elementos del circuito convertidor del tiristor (o diodo) que conducen la sucesión.

Convertidor. Un dispositivo que cambia la energía eléctrica de una forma a otra. Un convertidor semiconductor es un convertidor que usa semiconductores como elementos activos en el proceso de conversión.

Desviación de una onda seno. Un sencillo número de mediciones de la distorsión de una sinusoidal debido a componentes armónicos. Esto es igual a la relación del valor absoluto de la diferencia máxima entre la onda distorsionada y el valor pico de la fundamental.

Desviación de una onda seno, teóricamente máxima. Para una onda no sinusoidal, es la relación de la suma aritmética de las amplitudes (rms) de todos los armónicos en la onda a la amplitud (rms) de la fundamental.

Distorsión Armónica Total (THD). Este término ha entrado en el uso común para definir el "factor de distorsión de "tensión o corriente. Ver: factor de distorsión.

---

[6]Los números en el soporte corresponden a aquellos referidos a la Sección 3.

Distorsión Demandada Total (TDD). La suma de la raíz cuadrada total de las distorsiones de corriente armónica en porcentaje de la máxima corriente de carga demandada (15 o 30 demanda min).

Efectividad del Filtro (Paralelo). Es definido por los siguientes dos términos:

ρ_f = la relación de la impedancia que determina la corriente por unidad que fluirá dentro del filtro paralelo

ρ_s = la relación de la impedancia que determina la corriente por unidad que fluirá dentro de la fuente de potencia

ρ_f puede acercarse a la unidad y ρ_s puede ser muy pequeño a la frecuencia afinada.

Factor Armónico. La relación del valor de la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados (rss) de todos los armónicos al valor efectivo(rms) de la fundamental.

$$Factor\ Armónico\ (Para\ Tensión) = \frac{\sqrt{E_3^2 + E_5^2 + E_7^2 \ldots}}{E_1}$$

$$Factor\ Armónico\ (Para\ Corriente) = \frac{\sqrt{I_3^2 + I_5^2 + I_7^2 \ldots}}{I_1}$$

Factor de Calidad. Dos veces π la relación de la máxima energía guardada a la energía disipada por ciclo a una determinada frecuencia. Una definición equivalente aproximada es que la Q es la relación de la frecuencia de resonancia al ancho de banda entre aquellas frecuencias sobre los lados opuestos de la frecuencia de resonancia, donde la respuesta de la estructura resonante difiere en 3dB de la resonancia. Si el circuito resonante comprende una inductancia, L, y una capacitancia, C, en serie con una resistencia efectiva, R, entonces el valor de Q es

$$Q = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}$$

Factor de Distorsión (Factor Armónico). La relación de la raíz cuadrada de los armónicos contenidos al valor efectivo de la cantidad fundamental, expresado en porcentaje de la fundamental.

$$DF = \sqrt{\frac{suma\ de\ los\ cuadrados\ de\ las\ amplitudes\ de\ todos\ los\ armóni\ cos}{cuadrado\ de\ la\ amplitud\ de\ la\ fundamenta\ l}} * 100\ \%$$

Factor de Influencia Telefónica (TIF). Para una onda de tensión o corriente en un circuito de alimentación eléctrico, es la relación de la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de los valores de raíz cuadrada ponderados de todas las componentes de ondas seno (incluyendo las ondas de corriente alterna fundamental y armónicas) al valor de raíz cuadrada (no ponderada) de la onda completa.

Factor de Potencia, desplazamiento. La componente de desplazamiento del factor de potencia; la relación de la potencia activa de la onda fundamental, en vatios, a la potencia aparente de la onda fundamental, en voltiamperios (incluyendo la corriente de excitación del transformador convertidor del tiristor).

Factor de Potencia, total. La relación de la potencia total de entrada, en vatios, a la entrada en voltamperios total del convertidor.

NOTAS:

(1) Estas definiciones incluyen el efecto de los armónicos de corriente y tensión (distorsión del factor de potencia), el efecto del desplazamiento de fase entre corriente y tensión, y la excitación de corriente del transformador. Los voltiamperios son el producto del voltaje rms por la corriente rms.
(2) El factor de potencia es determinado en los terminales de la línea AC del convertidor.

Factor Proporcional de Impedancia. La relación de la impedancia de la fuente, en el punto del sistema bajo consideración, a la impedancia total equivalente desde la fuente a los elementos del circuito convertidor que conmutan simultáneamente.

Filtro. Un término genérico usado para definir aquellos tipos de equipos cuyo propósito es reducir el flujo de corriente ó voltaje armónico en ó aplicado a las partes específicas de un sistemas de potencia eléctrica, o en ambos.

Filtro ajustado. Un filtro que generalmente consiste de combinaciones de condensadores, inductores, y resistores que se han seleccionado de tal manera que presenten una impedancia mínima (máxima) relativa a una o más frecuencias especificas. Para un filtro paralelo (serie), la impedancia es un mínimo (máximo). Los filtros ajustados generalmente tiene una relativamente alta Q (X/R).

Filtro, amortiguado. Un filtro que generalmente consiste de combinaciones de condensadores, inductores, y resistores que han sido seleccionados de tal manera que se presente una impedancia baja en un ancho rango de frecuencias. El filtro usualmente tiene una relatividad baja Q (X/R).

Filtro Paralelo. Un tipo de filtro que reduce los armónicos proporcionando un camino de baja impedancia para desviar los armónicos lejos de la fuente del sistema a ser protegido.

Filtro Pasa Alto. Un filtro que tiene una banda de transmisión sencilla extendida desde alguna frecuencia de corte, diferente de cero, hasta la frecuencia infinita.

Filtro Serie. Un tipo de filtro que reduce los armónicos colocando una impedancia alta en serie entre la fuente armónica y el sistema a ser protegido.

Muesca de Voltaje Lineal. La caída del voltaje de suministro en un convertidor debido al cortocircuito momentáneo de la línea AC durante un intervalo de conmutación. Alternativamente, la caída momentánea en la fuente de voltaje causada por las caídas en los reactores del circuito de alimentación durante las proporciones altas de cambio en las corrientes ocurrirán en las líneas AC durante la conmutación.

Número de Pulso. El número total de conmutaciones no simultáneas sucesivas ocurridas dentro del circuito convertidor durante cada ciclo cuando se opera sin el control de fase. También es igual al orden del armónico principal en la tensión directa, que es, el número de pulsos presentes en la salida de tensión DC en un ciclo de la tensión de suministro.

Producto I·T. La influencia inductiva expresada en términos del producto de esta magnitud de raíz cuadrada (I), en amperios, por las veces el factor de influencia telefónica (TIF).

Producto kV·T. La influencia inductiva expresada en términos del producto de esta magnitud de raíz cuadrada, en kilovoltios, por las veces el factor de influencia telefónica (TIF).

Profundidad de la Muesca. La profundidad promedio de la muesca de voltaje de línea de la onda seno de voltaje.

Relación de Corto-Circuito. Para un convertidor semiconductor, la relación de la capacidad de corto-circuito de la barra, en MVA, en el punto de conexión del convertidor al valor del convertidor, en MW.

3.2 Letras Simbólicas. El siguiente conjunto de letras simbólicas es usado para el análisis de circuitos convertidores tiristores y en el cálculo de las características del convertidor.

3.2.1 Subíndices

0 = sin carga; por ejemplo, E_{d0}
1 = con carga evaluada, o fundamental; por ejemplo E_{d1} o I_1
d = corriente y voltaje directo
h = orden de armónico
i = ideal
l = lado convertidor del transformador, fase-a-fase, e_1
L = lado lineal del transformador
p = intrínseco
pu = cantidades por unidad
s = lado convertidor del transformador; fase-a-neutro

3.2.2 Símbolos de Letras

α = ángulo inverso
γ = ángulo límite (para operación invertida)
μ = ángulo de conmutación
ρ_f = relación de la impedancia del filtro
ρ_s = relación de la impedancia de la fuente
$\cos\phi_1$ = desplazamiento del factor de potencia (incluyendo corriente de excitación del transformador)
cos δ = componente de distorsión del factor de potencia
a_h = amplitud del término seno para el armónico *h* en la expansión de Fourier (valor pico)
b_h = amplitud del término coseno para el armónico *h* en la expansión de Fourier (valor pico)
c_h = amplitud de la resultante para el armónico *h* en la expansión de Fourier (valor pico)
E_{cw} = pico de voltaje activo
E_d = proporción de voltaje directo bajo carga
E_{do} = voltaje directo teórico (porcentaje de voltaje directo sin carga o con carga de transición ligera, asumiendo control de fase cero y descenso del voltaje a cero)
E_{d1} = voltaje límite directo
E_{dx} = voltaje de conmutación
E_f = descenso del voltaje a cero debido a un elemento del circuito
E_{ii} = voltaje inverso inicial
E_L = voltaje línea a línea de los sistemas AC
E_r = descenso del voltaje directo causado por la pérdida de resistencia en el equipo transformador, más interconexiones no incluidas en E_f
E_s = transformador arrollado DC (secundario) con voltaje línea a neutro (rms)
E_x = descenso del voltaje directo causado por la reactancia de conmutación

f = frecuencia de los sistemas de potencia AC

$F_x = I_c X_c / E_s$ factor de reactancia de conmutación

I_{c1} = transformador de corriente rms DC con bobina arrollada (secundario)

I_d = proporción de corriente de carga DC del rectificador, en amperios

I_e = corriente de excitación del transformador

I_g = conmutación de corriente directa entre dos rectificadores en un grupo de conmutación simple

I_h = componente armónico de la I para el orden indicado por el subíndice

$$I_H = \sum_{2}^{\infty} I_h^2$$

que es la componente armónica total equivalente de I_L

I_L = corriente de línea alterna (rms)

I_m = corriente de línea alterna (valor pico)

I_p = transformador de corriente AC con bobina arrollada (primario)

I_s = transformador de corriente DC de línea rms arrollado (secundario)

I_1 = componente fundamental de I_L

I_{1p} = componente de potencia de I_1

I_{1q} = componente reactiva de I_1

L_d = inductancia del reactor DC, en henrios

n = número de convertidores simples

p = número de pulsos del grupo de conmutación

p_r = pérdidas de carga del transformador, en vatios (incluyendo la resistencia y la pérdida de corriente remanente)

P_d = potencia de salida, en vatios

q = número de pulsos de un convertidor

R_c = resistencia de conmutación línea-a-neutro para un conjunto de grupos de conmutación, en ohmios

R_{cn} = resistencia de conmutación línea-a-neutro equivalente, en ohmios, para un conjunto de grupos de conmutación referidos al arrollado AC (primario) de un transformador convertidor

R_g = resistencia de conmutación línea-a-neutro, en ohmios, para un grupo de conmutación simple

R_p = resistencia efectiva de una onda AC (primaria)

R_s = resistencia efectiva de una onda de corriente directa (secundario)

S = factor del circuito [1 para un solo modo; 2 para el puente (dos modos)]

THD = distorsión armónica total

V_h = componente armónica de voltaje del orden indicado por el subíndice

$$V_H = \sqrt{\sum_{2}^{\infty} V^2{}_h}$$

que es la componente armónica total equivalente del voltaje

X_c = reactancia de conmutación línea-a-neutro, en ohmios, para un conjunto de grupos de conmutación

X_{cpu} = reactancia de conmutación por unidad

X_{cn} = reactancia de conmutación línea-a-neutro equivalente, en ohmios, para un conjunto de grupos de conmutación referidos al arrollado AC (primario) de un transformador convertidor

X_g = reactancia de conmutación línea-a-neutro, en ohmios, para un grupo de conmutación simple

X_L = reactancia de línea de alimentación, en ohmios (por línea)

X_{Lpu} = reactancia por unidad de la línea de alimentación, expresada en base al valor en volt-amperios a los terminales de línea del transformador arrollado AC (primario)

X_{Tpu} = reactancia del transformador por unidad, expresada en base al valor en volt-amperios de

los terminales de línea del transformador arrollado AC (primario)

Z_c = impedancia de conmutación línea-a-neutro, en ohmios, para un conjunto de grupos de conmutación

Z_{cn} = impedancia de conmutación línea-a-neutro equivalente, en ohmios, para un conjunto de grupos de conmutación referidos al arrollado AC (primario) de un transformador convertidor

Z_g = impedancia de conmutación línea-a-neutro, en ohmios, para un grupo de conmutación simple.

NOTA: La reactancia de conmutación debido a los elementos de varios circuitos puede ser indicada por un subíndice como en X_{c1}, X_{c2}, o X_{cT} y X_{cl} para líneas y transformadores, respectivamente.

4. Generación de Armónicos

4.1 Convertidores. En este texto, "ideal" significa simplemente ignorar los efectos de la inductancia en el circuito AC.

4.1.1 Onda de Voltaje Ideal. La Fig 4.1 muestra un sistema de alimentación trifásica alimentando a un puente rectificador. Asumiendo sin carga, el más alto voltaje línea a línea se conectará al circuito de carga DC dando la forma de onda de voltaje la mostrada en la Fig 4.2.

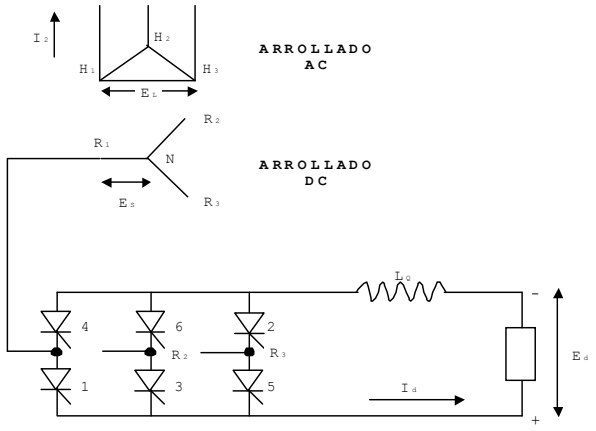


Fig 4.1
Circuito Rectificador de Puente Trifásico

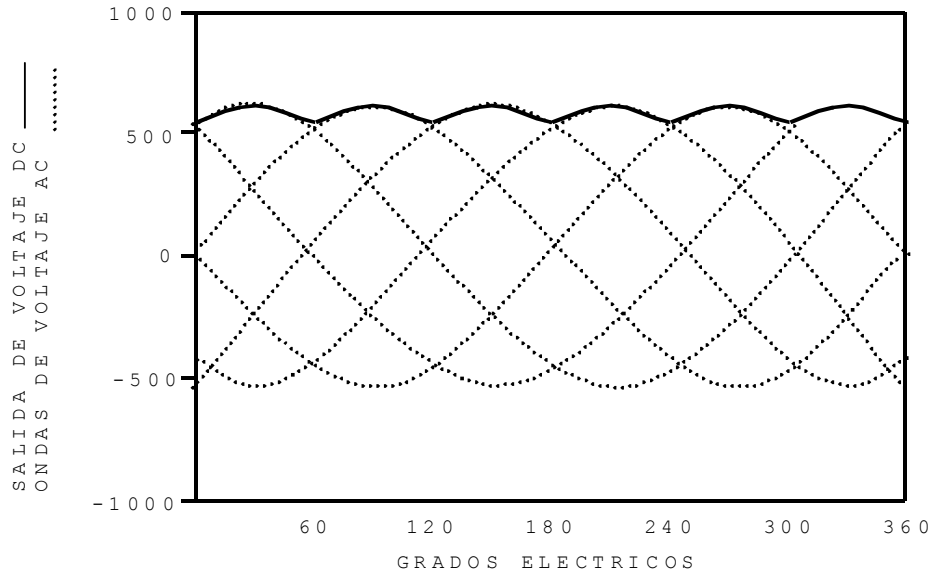


Fig 4.2
Onda de Salida del Rectificador Ideal

4.1.2 Onda de Corriente Ideal. La Fig 4.3 muestra la onda de corriente AC ideal en un puente rectificador. Esta forma se basa en la asunción de que la corriente DC no tiene fluctuaciones (carga inductiva) y que la corriente DC es transferida de una fase a otra al momento en que el voltaje en la fase entrante excede el voltaje en la fase saliente. La fórmula para los

componentes de corriente armónica de la onda de corriente AC es

$$h = kq \pm 1 \quad \text{(Eq 4.1)}$$

$$I_h = \frac{I_1}{h} \quad \text{(Eq 4.2)}$$

donde

h es el orden del armónico

k es algún entero positivo

q es el número de pulso del circuito rectificador

I_h es la amplitud de la corriente armónica de orden h

I_1 es la amplitud de la corriente fundamental

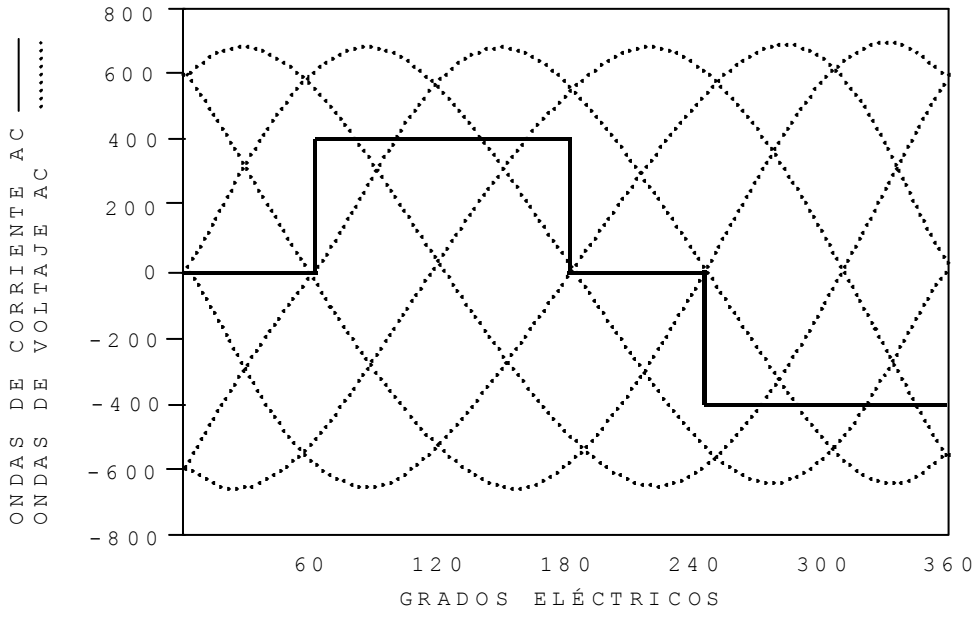


Fig 4.3

Onda de Corriente AC Ideal

4.1.3 Fenómeno de Conmutación. Una onda de corriente rectangular significa inductancia cero ó fuente infinita en el circuito AC que alimenta al rectificador, en cuyo caso el escalonamiento de tensión no ocurre. Cuando la inductancia está presente, la corriente no se transfiere de una fase a otra al instante; en cambio, hay un solapamiento (o conmutación) período durante el cual los dos dispositivos están conduciendo. Durante el solapamiento, hay un corto circuito transitorio AC a través de los dispositivos que conducen. Esta clase de circuito es interrumpido por la corriente inversa en el dispositivo de salida. La duración del período de solapamiento depende del ángulo cerrado entre el corto circuito AC y éste valor respectivo. La fig 4.4 muestra las condiciones de conmutación con α igual a 0. La fig 4.5 muestra las condiciones de conmutación con α igual a 30°. Las diferencias entre estos dos casos son debido a las diferentes proporciones de aumento de corriente en la fase entrante. Cuando α es igual a 0°, las condiciones de corto circuito son aquellas correspondientes a la asimetría máxima con esta característica de elevación inicial lenta. Con α igual a 90°, las condiciones de corto circuito son aquellas de asimetría cero con una proporción inicialmente rápida de elevación de corriente. A este ángulo de retraso, el ángulo de solapamiento es el más pequeño para un valor particular de corriente. Las figs 4.6 y 4.7 muestran el voltaje línea a neutro AC para los mismos dos casos.

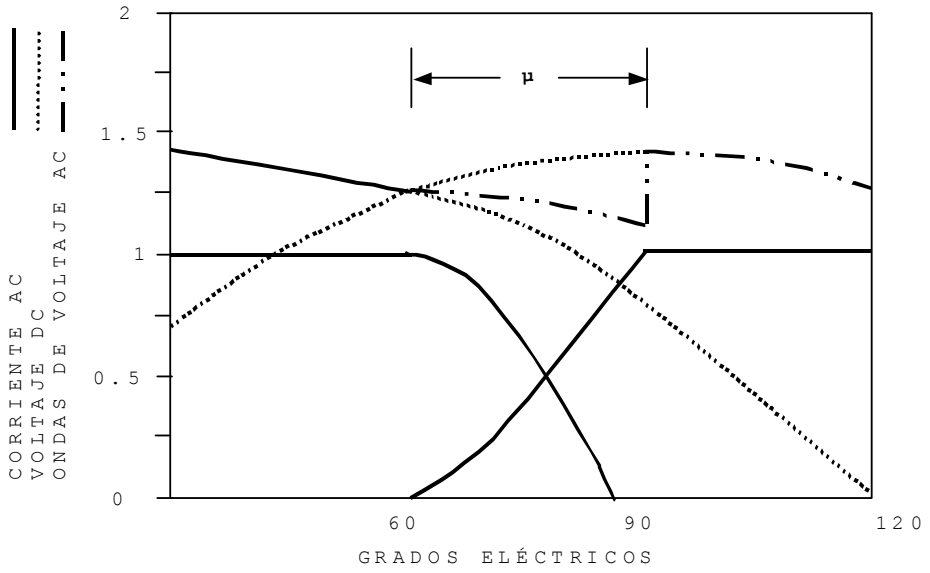


Fig 4.4
Solapamiento de Conmutación α=0°, μ=25°

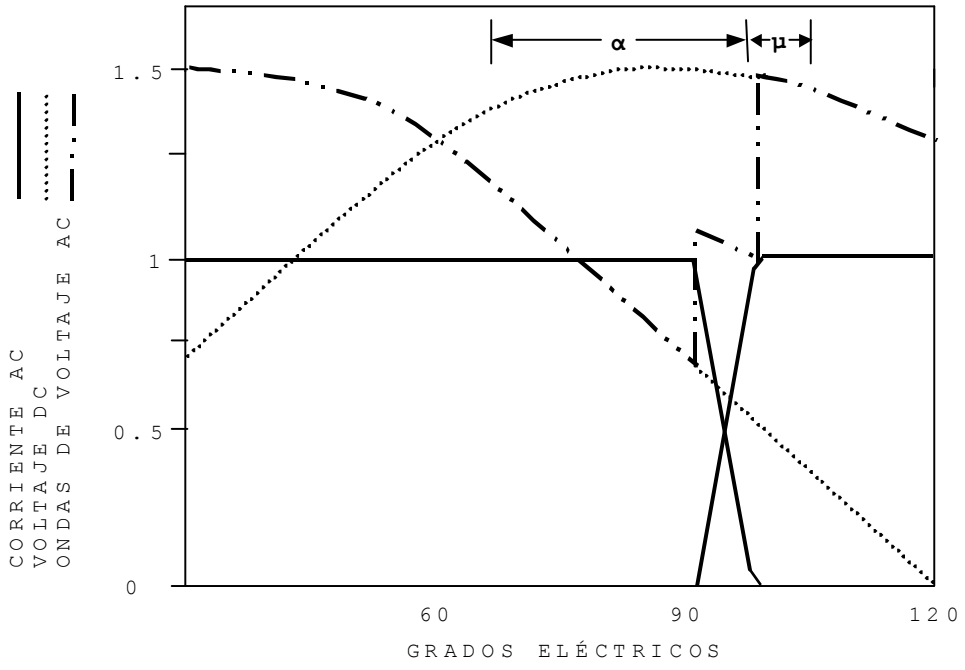


Fig 4.5
Solapamiento de Conmutación α=30°, μ=12°

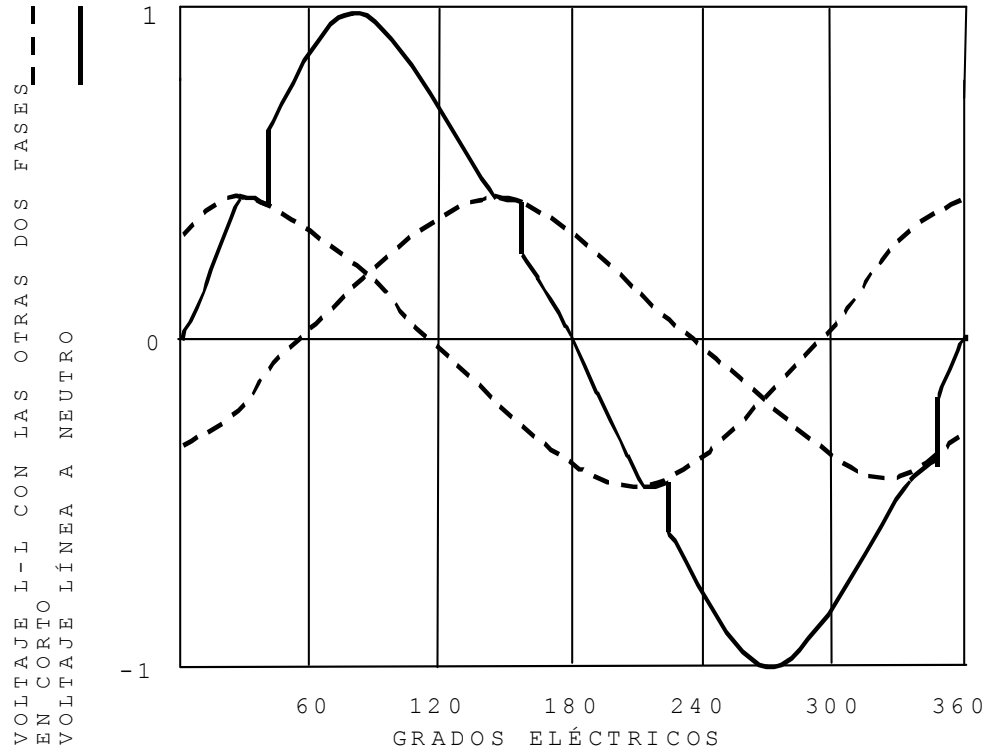


Fig 4.6

Escalonamiento de Voltaje Rectificado con α=0°

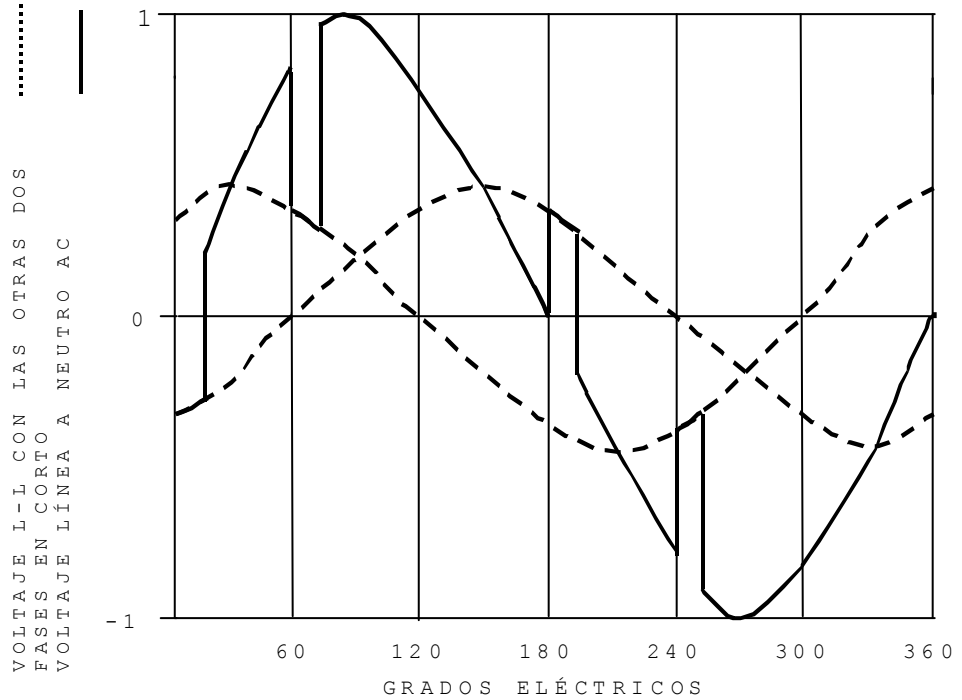


Fig 4.7

Escalonamiento de Voltaje Rectificado con α=30°

La fórmula para corrientes armónicas, permitida para ángulos de retraso y solapamiento y asumiendo la corriente DC libre de ripple, es

$$I_h = I_{dc}\left\{\sqrt{\frac{6}{\pi}\sqrt{\frac{A^2 + B^2 - 2AB\cos(2\alpha + \mu)}{h\left[\cos\alpha - \cos(\alpha + \mu)\right]}}}\right\} \qquad \text{(Eq 4.3)}$$

Donde

$$A = \frac{\sin\left[(h-1)\frac{\mu}{2}\right]}{h-1} \qquad \text{(Eq 4.4)}$$

NOTA: Para $h = 1$ y $A = \mu/2$, h = entero y μ = ángulo de solapamiento

$$B = \frac{\sin\left[(h+1)\frac{\mu}{2}\right]}{h+1} \qquad \text{(Eq 4.5)}$$

con h que tiene el mismo rango que el anterior, ver [B18][7] y [B24].

Las Figs 4.8, 4.9, 4.10, y 4.11 han sido incluidas para mostrar el efecto de la variación de α (Voltaje DC) y μ (impedancia) usando esta fórmula.

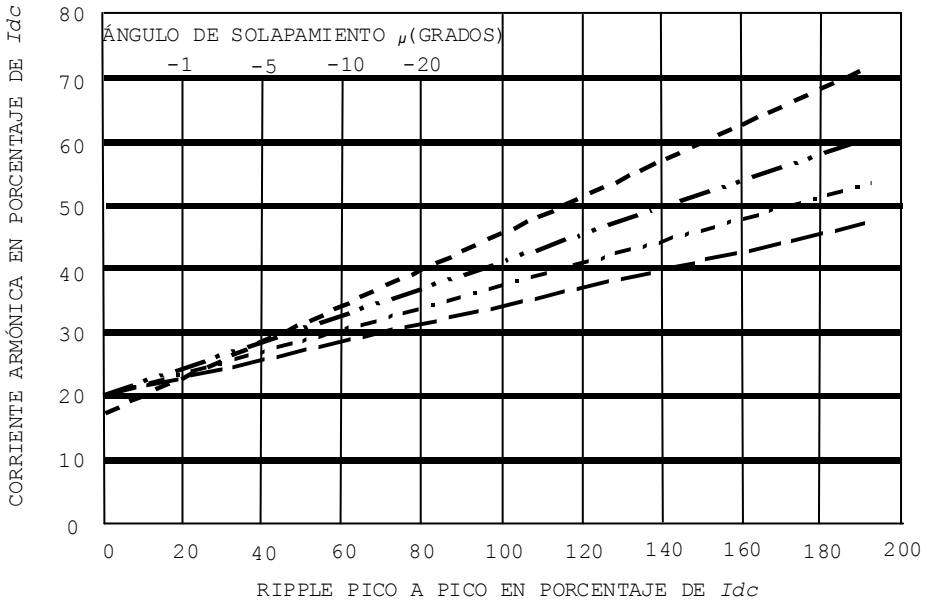


Fig 4.8
Rectificador de Seis Pulsos con Fluctuaciones DC
Quinto Armónico como una Función de Fluctuaciones DC

[7]Los números entre paréntesis precedidos por la letra "B", corresponden a las entradas bibliográficas de la Sección 14.

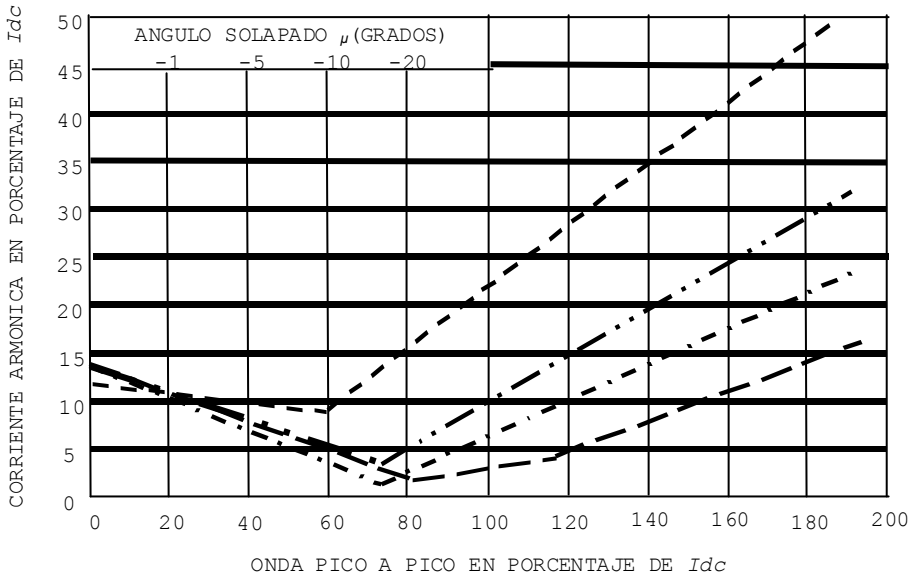


Fig 4.9
Rectificador de Seis Pulsos con Onda DC
Séptimo Armónico como una Función de Onda DC

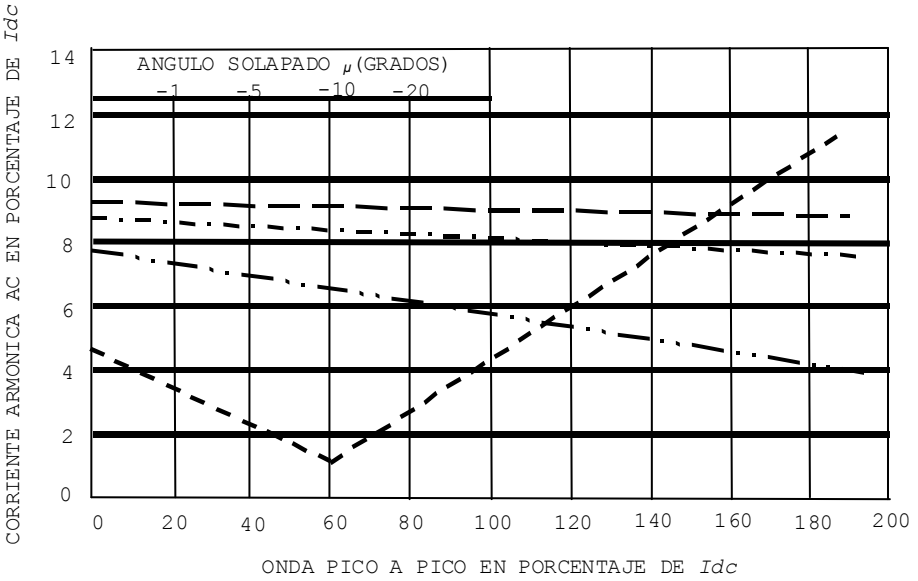


Fig 4.10
Rectificador de Seis Pulsos con Onda DC
11vo Armónico como una función de Onda DC

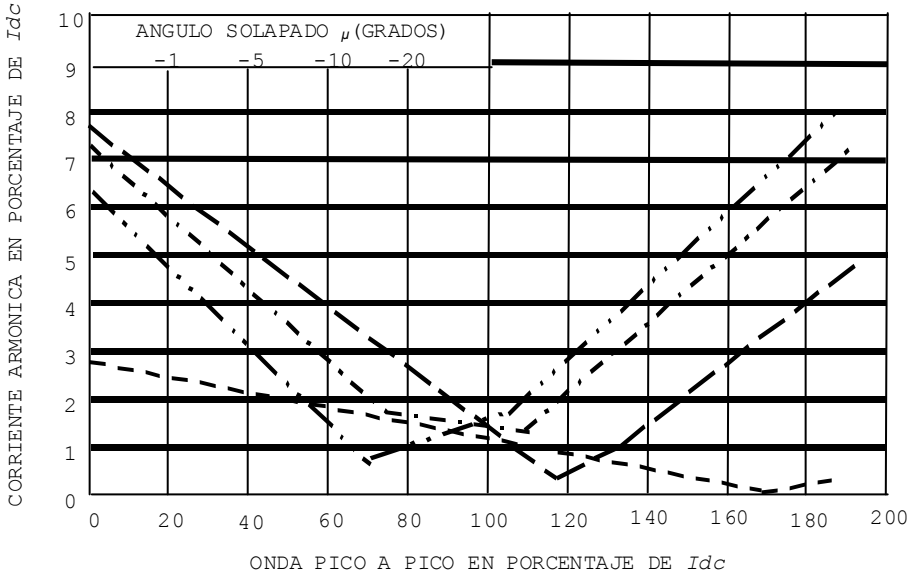


Fig 4.11
Rectificador de Seis Pulsos con Onda DC
13vo Armónico como una función de Onda DC

4.1.4 Escalonamiento de Tensión. El escalonamiento de tensión de la onda de voltaje AC es causado por la acción de cambio del rectificador. La forma de onda de corriente AC es un resultado de este escalonamiento. Tradicionalmente, la forma de onda de corriente es usada como la base para el análisis armónico y el escalonamiento de voltaje es calculado por la caída de $I \cdot Z$ en los armónicos de corriente. La profundidad de la muesca en los puntos cercanos a la fuente de alimentación es proporcional a la impedancia del sistema sobre ese punto. El ancho de la muesca es el ángulo de conmutación.

$$\mu = \cos^{-1}\left[\cos\alpha - (X_s + X_t)I_d\right] - \alpha \qquad \text{(Eq 4.6)}$$

$$\cos\mu = 1 - \frac{2E_x}{E_{do}} \qquad \text{(Eq 4.7)}$$

donde

X_s = reactancia del sistema en por unidad del convertidor base
X_t = reactancia transformada del convertidor en por unidad del convertidor base
I_d = corriente DC en por unidad del convertidor base

4.1.5 Armónicos en el lado DC de un convertidor. Algunas cargas DC que tienen una constante de tiempo baja (inductancia baja), tal como un motor DC, no dibujan corrientes libres de ripples. Los armónicos en la onda de tensión producen significativos ripples de corriente en la onda de corriente DC. Los armónicos son relacionados al número de pulsos de los circuitos convertidores: seis pulsos, sexto armónico y 12 pulsos, 12vo armónico.

4.1.6 Armónicos en Líneas AC. Una fórmula (con las definiciones mostradas en la Fig 4.12) para los armónicos AC en un puente de alimentación trifásica e igual carga es

$$I_h = I_c \frac{2\sqrt{2}}{\pi}\left[\frac{sin\left(\frac{h\pi}{3}\right) sinh\frac{\mu}{2}}{h^2\frac{\mu}{2}} + \frac{r_c g_c cos\left(\frac{h\pi}{6}\right)}{1 - sin\left(\frac{\pi}{3}+\frac{\mu}{2}\right)}\right] \quad \text{(Eq 4.8)}$$

donde

$$g_h = \frac{\sin\left[(h+1)\left(\frac{\pi}{6}-\frac{\mu}{2}\right)\right]}{h+1} + \frac{\sin\left[(h-1)\left(\frac{\pi}{6}-\frac{\mu}{2}\right)\right]}{h-1} - \frac{2\sin\left[h\left(\frac{\pi}{6}-\frac{\mu}{2}\right)\sin\left(\frac{\pi}{3}+\frac{\mu}{2}\right)\right]}{h} \quad \text{(Eq 4.9)}$$

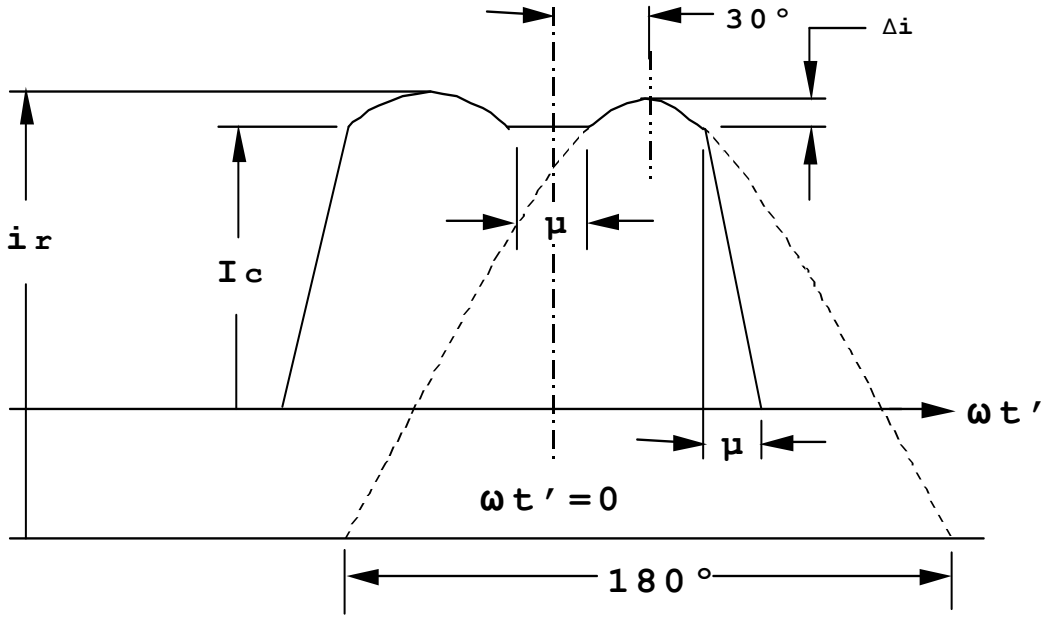


Fig 4.12
Valores Definidos en la Eq 4.9

NOTA: Cuando $(h - 1)=0$, el segundo término de g_h es $(\pi/6 - \mu/2)$

Donde

I_c = es el valor de corriente DC al final de la conmutación
$R_c = \Delta i/I_c$

Los armónicos característicos producidos por un convertidor de potencia estática requieren impedancias balanceadas en el sistema AC e igual disparo de los tiristores en el convertidor. Si el circuito de disparo no opera simétricamente así como también la conmutación de cada dispositivo no es la correcta, los armónicos no característicos se producirán. Estos normalmente son pequeños, pero con una resonancia paralela en uno de ellas, estos pueden amplificarse a un valor que podría causar problemas.

4.1.7 Multiplicación de Fase. Los armónicos pueden ser reducidos por la multiplicación de fase. Si *m* son las secciones de un rectificador de seis pulsos

- tiene la misma relación de transformación,
- tienen transformadores con idéntica impedancia,
- La fase está afinada exactamente a 60/m grados de cada fase
- son controlados a exactamente el mismo ángulo de retraso, y
- comparten equitativamente la carga,

entonces los únicos armónicos presentes serán del orden de, *kq* ± 1, los armónicos característicos. 6*m* es llamado el número del pulso y se da el símbolo '*q*,' ver IEEE Std 223-1966 [7].

No hay dos secciones idénticas del rectificador en todos estos respectos. Por consiguiente, en la práctica, los armónicos no característicos siempre están presentes al grado que no se reúnan los requisitos anteriores.

Por ejemplo, dos secciones del rectificador que cambian de fase en 30° resultan en 12 pulsos, con el mínimo armónico siendo el 11^{vo}; mientras tres rectificadores que cambian de fase 20° resultan en 18 pulsos, con el más bajo armónico siendo el 17^{vo}: y cuatro rectificadores que cambian de fase en 15° resultan en 24 pulsos, con el mínimo armónico siendo el 23^{vo}. La norma ANSI C34.2-1968 ofrece detalles completos y fórmulas para muchos arreglos del circuito así como también proporciona números de circuitos que categorizan los circuitos rectificadores.

4.1.8 Corriente con Onda DC de Fuentes Independientes del Rectificador. Las cargas tales como inversores de frecuencia constante y ajustable y sistemas que recuperan el deslizamiento del rotor devanado tienen fuentes de ondas de corriente DC independientes de la onda rectificada. Estas ondas de corriente a veces están en sincronismo con el rectificador y a veces no. Los armónicos AC debidos a este tipo de carga no pueden reducirse por multiplicación de fase. Tales cargas pueden producir subarmónicos en el circuito AC.

4.2 Hornos de Arco. Los armónicos producidos por los hornos de arco eléctrico usados para la producción de acero son impredecibles debido a la variación ciclo a ciclo del arco, particularmente cuando se perfora un nuevo trozo de acero. La corriente del arco no es periódica, y los análisis revelan un continuo espectro de frecuencias armónicas de ordenes enteros y no enteros. Sin embargo, las mediciones de armónicos han demostrado que las frecuencias armónicas de orden entero, particularmente las de bajo orden que comienzan con el segundo y terminan con el séptimo, predominan sobre las otras no enteras. Ellas deben también demostrar que la amplitud decrece con el orden. Como el depósito de fundición del metal se incrementa, el arco se vuelve más estable, produciendo corrientes mucho más uniformes con mucho menos distorsión y menos actividad armónica. La corriente se vuelve simétrica alrededor del eje cero, eliminando así incluso los ordenes de armónicos pares e impares.

La tabla 4.1 ilustra el contenido armónico típico de corriente del horno de arco en dos fases del ciclo de fundición en un horno de arco típico para la producción de acero. Debe darse énfasis a que otros hornos exhibirán modelos algo diferentes de corriente armónica; pero estos valores pueden ser usados en estudios de armónicos si no están disponibles más datos especificos para un horno en particular.

Ver [B12].

Tabla 4.1

Contenido Armónico de Corriente en un Horno de Arco en Dos Fases de un Ciclo de Fundición

	Corriente Armónica en % de la Fundamental				
	Orden de Armónico				
Condición del Horno	2	3	4	5	7
Fundición Inicial (Arco Activo)	77	5.8	2.5	4.2	3.1
Refinamiento (Arco Estable)	0.0	2.0	0.0	2.1	0.0

4.3 Compensador de VAR estático. El reactor controlado por tiristor (TCR) ha sido usado extensamente como un compensador paralelo estático por hornos de arco eléctrico en sistemas de distribución de potencia y en otras aplicaciones para mantener los niveles de voltaje, reducir las fluctuaciones de voltaje (por ejemplo hornos de arco), mejorar el factor de potencia, corregir desbalances de fases, y mejorar la estabilidad del sistema de potencia.

La Fig 7.7 (ver sección 7) es un esquema del circuito de potencia de un TCR típico. La corriente del reactor, que contiene solo una pequeña componente en fase debido a bajas potencias, retrasa el voltaje a casi 90°. La corriente de conducción total es senoidal; sin embargo, el retardo de disparo de los tiristores no solamente reduce la magnitud de la corriente, sino que también altera la forma de la onda. Las corrientes armónicas producidas por la conducción parcial de todos serán de orden impar si el ángulo de la compuerta es equilibrado para ambos tiristores en un par. El valor rms de la componente armónica viene dado por la Eq 4.10:

$$I_k = \frac{4}{\pi}\frac{V}{X}\left[\frac{\sin(h+1)}{2(h+1)}\alpha + \frac{\sin(h-1)}{2(h-1)}\alpha - \cos\alpha\,\frac{\sin h\,\alpha}{h}\right] \qquad \text{(Eq. 4.10)}$$

Donde:

h = 3,5,7,...
V = voltaje fundamental línea a línea
X = reactancia inductiva total de los reactores en cada fase
α = ángulo de avance

La Tabla 4.2 muestra las máximas amplitudes de los armónicos hasta el 25vo orden. Se puede notar que el máximo no ocurre al mismo ángulo de retraso. Asumiendo condiciones balanceadas, los valores, que son expresados en porcentaje de la amplitud de la fundamental a conducción total, son los mismos para corrientes de fase y de línea. Los valores entre paréntesis son triplens que estarán presente en las corrientes de fase pero no estarán en las corrientes de línea, si las condiciones son balanceadas. Sin embargo, en una aplicación típica de horno de arco en cuál las condiciones prevalezcan durante períodos de arco inestables, algunos triplens aparecerán en las corrientes de línea. En donde las corrientes de fase sean desbalanceadas, los armónicos de fase individual aparecerán en las corrientes de línea como la suma fasorial de los armónicos de fase en su propio dominio armónico.

4.4 Inversores para Generación Dispersa. La emergencia de renovación de fuentes de energía alternas, ha resultado en el uso de muchas topologías variadas como acondicionadores de

potencia o inversores para utilizarlos en operaciones conjuntas. Estos inversores están disponibles en unidades monofásicas y trifásicas, y sus salidas pueden ser senoidales muy limpias con un factor de potencia cercano a la unidad o pueden contener varios armónicos característicos y no característicos y factores de potencia que pueden causar una calidad de potencia inaceptable en la red de la compañía eléctrica o interferir con sus controles, o relés.

Tabla 4.2
Amplitudes Máximas de Corrientes Armónicas en TCR

Orden de Armónico Presente		Orden de Armónico Presente	
1	100	3	(13.78)
5	5.05	7	2.59
9	(1.57)	11	1.05
13	0.75	15	(0.57)
17	0.44	19	0.35
21	(0.29)	23	0.24
25	0.20		

NOTA: Aquellos armónicos entre paréntesis son triplens.

Estos inversores pueden actuar como fuentes de corriente ligados a la compañía eléctrica o como fuentes de voltaje vinculadas a la compañía eléctrica a través de una impedancia serie, usualmente un inductor, para limitar la corriente entre el inversor y la red de la compañía eléctrica.

Esta sección discutirá varias topologías de inversores y los armónicos asociados con cada uno. Los tipos de inversores incluyen:

(1) Conmutación de línea
(2) Modulado del ancho de pulso (conmutación propia PWM)
(3) Enlace de alta frecuencia con conmutación propia
(4) Amplificador de cambio con pulso programado con conmutación propia

4.4.1 Inversores Monofásicos. Los inversores monofásicos para la generación dispersa generalmente son proporcionados para menos de 10 kW y típicamente no pueden causar problemas para una compañía en números pequeños. Como su uso se incrementa, sin embargo, grandes números de inversores ligados a la misma alimentación pueden causar problemas si los armónicos de los inversores son excesivos.

4.4.2 Inversores Trifásicos. Los inversores trifásicos para la generación dispersa son típicamente proporcionados desde los 10 kW hasta 1 MW y probablemente son, por lo menos en términos cercanos, causa de formas de onda inaceptables para la subestación alimentadora sí los inversores de las formas de onda de salida contienen altos porcentajes de armónicos. Como con los inversores monofásicos, los inversores trifásicos pueden ser topologías de conmutación lineal o de conmutación propia (algunas veces llamada conmutación forzada). También, como con los inversores monofásicos, los armónicos de salida dependen de muchas variables. El nivel de voltaje de operación DC para estos inversores varía por sobre una amplia gama para la mayoría de las fuentes de energía renovables. Estas variaciones dependen del clima, hora del día,

temperatura, algoritmos de localización, envejecimiento de colectores y muchos otros factores no controlados.

Adicionalmente, las subestaciones de alimentación eléctricas AC pueden tener efectos no deseados en la salida del inversor. Las variables tales como armónicos de uso ambiental, voltajes de línea desbalanceados, separación de fase desigual, niveles altos y bajos de voltaje AC, e impedancias de línea son variables severas que afectan los armónicos de salida de los inversores.

4.5 Control de Fase Electrónico. El control de potencia para cargas por fase de control de tiristores creará corrientes armónicas. La TCR discutida en 4.3 es simplemente un caso especial de control electrónico en el cuál el factor de potencia es esencialmente cero. Las cargas caloríficas, que tienen un desplazamiento en el factor de potencia de cerca del 100%, algunas veces son controladas por control de fase de tiristores. La forma de onda diferirá en 0% para el caso del factor de potencia, pero solo armónicos de orden impar todavía se producirán, aunque con diferentes magnitudes.

Excepto para la aplicación TCR, las cargas usualmente no serán ni inductivas puras ni resistivas puras. Para el caso general de cargas con otro factor de potencia diferente de 0% ó 100%, las magnitudes máximas de los armónicos quedarán entre los valores de estos casos puros. Pelly [P23] tiene las ecuaciones para el caso general que puede ser usado para calcular las magnitudes de corrientes armónicas.

4.6 Armónicos de Cicloconvertidores. Las expresiones para cicloconvertidores de corriente armónica son extremadamente complejas. Ellas varían en función de la proporción de frecuencia del cicloconvertidor.

La Eq. 4.11 muestra las frecuencias presentes. El primer término en la ecuación representa las componentes de un convertidor de seis pulsos y el segundo término denota las frecuencias características de la banda lateral del convertidor.

$$f_h = f_1 (kq \pm 1) \pm 6 n f_o \qquad \text{(Eq. 4.11)}$$

Donde

F_h es la frecuencia armónica impuesta por el sistema AC
k y n son enteros
f_o es la frecuencia de salida del cicloconvertidor

4.7 Cambio del Modo de Fuentes de Poder. Muchos equipos electrónicos nuevos usan una fuente de poder con modo de conmutación para proporcionar voltaje a los equipos. Ésta es una fuente de poder económica que no es afectada por cambios de voltaje menores en el sistema de potencia. Ésta alimenta un condensador que suple el voltaje al circuito electrónico. Como la carga es un condensador, tal como es visto por el sistema de potencia, la corriente en la fuente de poder es discontinua. Esto es, flujos de corriente para solo parte del medio ciclo. La Fig 4.13 muestra la forma de onda de corriente de una fuente de poder. El espectro de corriente armónica de la onda es mostrado en la Tabla 4.3.

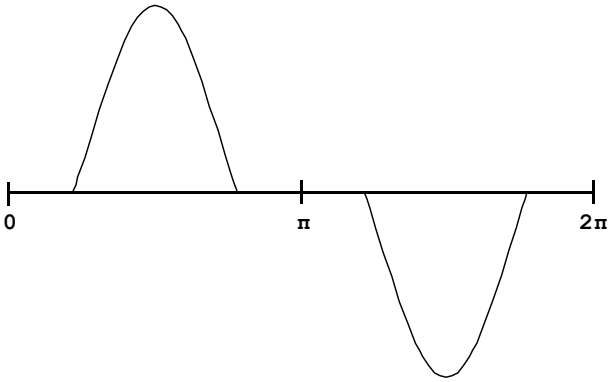


Fig 4.13
Onda de Corriente de la Fuente de Poder en el Modo de Cambio

Tabla 4.3
Espectro del Modo de Cambio Típico en la Fuente de Poder

Armónico	Magnitud	Armónico	Magnitud
1	1.000	9	0.157
3	0.810	11	0.024
5	0.606	13	0.063
7	0.370	15	0.079

4.8 Variador de Modulación con Ancho de Pulso (PWM). Este variador de enlace DC es diferente de los demás circuitos convertidores de potencia estática ya que posee un rectificador de diodo que proporciona un factor de potencia de alto desplazamiento, y además éste tiene un gran condensador en el enlace DC que se encarga de regular el voltaje en dicho enlace. Como resultado, en una carga ligera (entre un 30 y un 50%), la corriente solo fluirá cuando el voltaje de salida del diodo rectificador circule por el condensador. En cargas ligeras, la corriente en el circuito AC no es continua. La Fig 4.14 muestra esta forma de onda. Esta es similar a la fuente de poder con modo de cambio excepto que ésta es un alto circuito trifásico para la corriente del quinto armónico. Como la carga en el variador se incrementa, la corriente llega a ser continua. El punto en el cuál la corriente se hace discontinua es determinado por el tamaño de la inductancia del enlace DC.

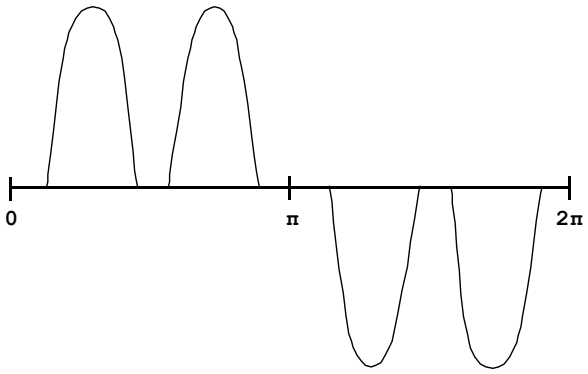


Fig 4.14
Onda de Corriente de una Fuente de Poder de Seis Pulsos PWM
Bajo Carga Ligera (Corriente Discontinua)

5. Características de Respuesta del Sistema

5.1 Generalidades. El efecto de una o más fuentes armónicas sobre un sistema de potencia dependerá principalmente de las características de respuesta en frecuencia del sistema. Los dispositivos no lineales descritos en la sección 4 pueden ser representados generalmente como fuentes de corrientes armónicas. Por consiguiente, la distorsión armónica de voltaje en los sistemas de potencia dependerá de las características de impedancia vs. frecuencia tal como son vistas por estás fuentes de corriente.

Las características de respuesta en frecuencia del sistema son afectadas por un número de factores. Estos factores deben ser considerados cuando se realiza el análisis para un sistema específico.

5.1.1 Capacidad de Corto-Circuito del Sistema. La capacidad de corto circuito del sistema es un buen indicativo de la impedancia del sistema a la frecuencia fundamental en un punto del sistema. Para alimentadores inductivos puros está es, además, una medida de la impedancia del sistema a la frecuencia armónica cuando se multiplica por el orden del armónico. Los sistemas más robustos (con capacidad de corto-circuito muy alta) tienen una distorsión de voltaje menor para el mismo tamaño de la fuente de corriente armónica que los sistemas menos robustos (con capacidad de corto-circuito muy baja).

5.1.2 Bancos de Condensadores y Cables Aislados. Los Bancos de Condensadores usados para controlar el voltaje y mejorar el factor de potencia así como los cables aislados son los principales componentes que afectan las características de respuesta en frecuencia del sistema. La conexión de los condensadores puede causar condiciones de resonancia (tanto serie y como paralela) que pueden elevar los niveles de armónicos. Los efectos de las condiciones de resonancia son discutidos en 5.2.

Los bancos de condensadores son usados como una fuente de voltaje para la conmutación de algunos convertidores de potencia estáticos. Ellos pueden ser considerados en paralelo con el sistema cuando se calcula la reactancia de conmutación, para así incrementar la *di/dt* de conmutación.

Las capacitancias de carga de línea en líneas de transmisión y los cables aislados también están en paralelo con la inductancia del sistema. Por consiguiente, ellos son similares a los condensadores paralelos con respecto al efecto de las características de respuesta en frecuencia del sistema. Usualmente los bancos de condensadores son predominantes en la industria y en los sistemas de distribución de arriba.

5.1.3 Características de la Carga. La carga del sistema tiene dos efectos importantes sobre las características de respuesta en frecuencia del sistema:

(1) La porción resistiva de la carga proporciona una amortiguación que afecta la impedancia del sistema cerca de la frecuencia de resonancia. La carga resistiva reduce la amplitud de los niveles de armónicos cerca de las frecuencias de resonancia paralelo.
(2) Las cargas de motores y otras cargas dinámicas que contribuyen a la capacidad de corto-circuito del sistema pueden cambiar las frecuencias a las que ocurren las resonancias. Estas cargas aparecen en paralelo con la inductancia de corto-circuito del sistema cuando se calculan las frecuencias de resonancia. Las cargas de motores no proporcionan un amortiguamiento significativo de los picos de resonancia.

El efecto de carga del sistema es discutido con más detalle en 5.3.

5.1.4 Condiciones de los Sistemas Balanceados vs. Desbalanceados. Cuando las condiciones del sistema (intensidad de la fuente, bancos de condensadores, cargas, características de línea, fuentes armónicas)(p.e., en sistemas industriales) son completamente balanceadas, los modelos de secuencia positiva pueden ser empleados para evaluar las características de respuesta en frecuencia del sistema. Bajo estás condiciones balanceadas, los armónicos de corriente tendrán características de secuencia. Ver Tabla 6.1.

Cuando las condiciones del sistema no son completamente balanceadas (p.e. en las subestaciones alimentadoras de distribución y transmisión), debe ser aplicado el análisis desbalanceado. Estas condiciones pueden incluir fuentes de armónicas desbalanceadas en el sistema, p.e., fuentes monofásicas, bancos de condensadores monofásicos, cargas de sistemas desbalanceados. En algunos casos, incluso el desequilibrio introducido por líneas de transmisión no transpuestas puede ser importante. En todos estos casos, es importante usar la representación de sistemas trifásicos para el análisis. En estos sistemas, cada armónico tiene su componente de secuencia positiva, negativa y cero.

NOTA: Una representación de un sistema trifásico para estudiar respuestas de armónicos es requerida en donde las impedancias y la carga desbalanceada probablemente ocurren.

5.2 Condiciones de Resonancia. Las condiciones de resonancia del sistema son los factores más importantes que afectan los niveles de armónicos del sistema. La resonancia paralela es una impedancia alta para el flujo de corriente armónica, mientras la resonancia serie es una impedancia baja para el flujo de corriente armónica. Cuando las condiciones de resonancia no son un problema, el sistema tiene la capacidad de absorber cantidades significativas de corrientes armónicas. Esto es solo cuando estas corrientes ven altas impedancias debido a la resonancia paralelo que ocurren de significativas distorsiones de voltaje y ampliaciones de corriente. Por consiguiente, es importante poder analizar las características de respuesta en frecuencia del sistema y evitar problemas de resonancia del sistema.

Los métodos para calcular las frecuencias de resonancia y las características de respuesta en frecuencia del sistema completo son descritas en la sección 8. Los circuitos básicos resultantes son descritos aquí.

5.2.1 Flujo Normal de Corrientes Armónicas. Las corrientes armónicas tienden a fluir desde las cargas no lineales (fuentes armónicas) hacia las impedancias más bajas, usualmente la fuente de energía (ver Fig 5.1). La impedancia de la fuente de energía es usualmente mucho más baja que los caminos ofrecidos por las cargas. Sin embargo, la corriente armónica se divide dependiendo de la proporción de impedancia. Los armónicos más altos fluirán hacia los condensadores que representan una impedancia baja a altas frecuencias.

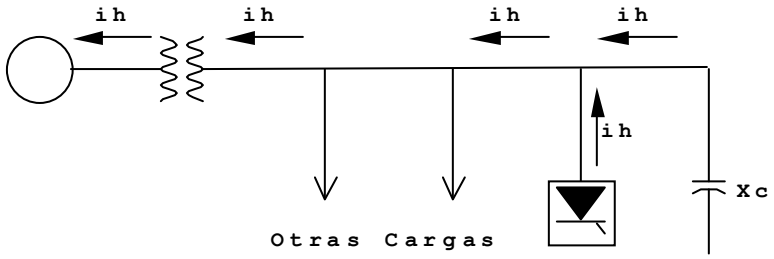


Fig 5.1
Flujo Normal de Corriente Armónica

5.2.2 Resonancia Paralela. La resonancia paralela (ver Fig 5.2) ocurre cuando la reactancia inductiva del sistema y las reactancias capacitivas son iguales a la misma frecuencia. Si la

combinación de bancos de condensadores y la inductancia del sistema resultan en una resonancia paralelo cercana a los armónicos característicos generados por una carga no lineal cuya corriente armónica excitará el circuito "tanque" este provocará una corriente amplificada que oscilará entre la energía almacenada en la inductancia y la energía almacenada en la capacitancia. Esta alta oscilación de corriente puede causar distorsión de voltaje e interferencia telefónica cuándo los circuitos de distribución y los circuitos de telefonía están físicamente próximos.

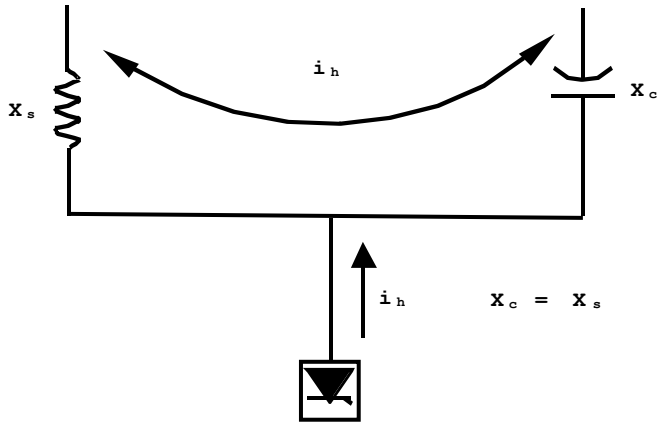


Fig 5.2
Condición de Resonancia Paralela

5.2.3 Resonancia Serie. La resonancia serie es el resultado de series de combinaciones de bancos de condendadores y líneas ó inductancias de transformadores. La resonancia serie presenta un camino de baja impedancia para corrientes armónicas y tiende a "atrampar" alguna corriente armónica a la cual está se ha ajustado. La resonancia serie puede resultar en niveles de distorsión de alto voltaje entre la inductancia y la capacitancia del circuito serie. Un ejemplo de un circuito serie es un transformador centro de carga con condensadores conectados a su secundario (Ver Fig 5.3). Este aparece como un circuito serie cuando es vista desde el primario del transformador.

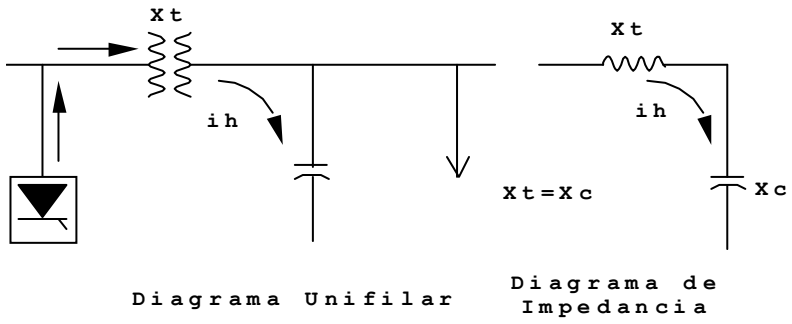


Fig 5.3
Resultado del Banco de Condensadores con Resonancia Serie

5.3 Efecto de Carga del Sistema. La carga no tiene un efecto significativo en las características de respuesta en frecuencia del sistema excepto cerca de las frecuencias de resonancia. Los componentes importantes de la carga, vistos desde el primario de un sistema de distribución, son mostrados en la Fig 5.4. Cada uno de estos componentes puede ser importante para el análisis de armónicos.

5.3.1 Disminución del Transformador. La disminución del transformador es representada por una reactancia de dispersión y una resistencia en el circuito. En los armónicos de orden bajo, la reactancia de dispersión es pequeña comparada con la impedancia de carga (resistencia). Sin embargo, en los armónicos de orden alto, la reactancia de reducción del transformador llega a ser grande en comparación con la carga. El transformador esencialmente aísla la carga a frecuencias armónicas altas.

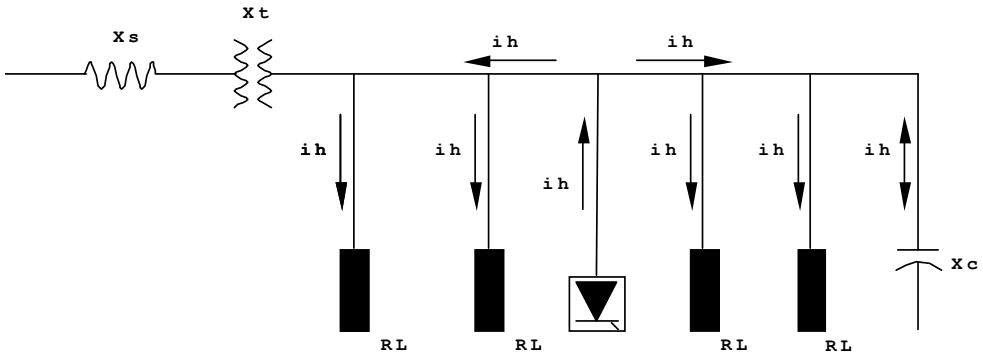


Fig 5.4
Representación de Carga para el Análisis del Sistema

5.3.2 La Componente Resistiva. La componente resistiva de la carga viene a ser muy importante en un sistema de resonancia. El camino de la resistencia (el cual ofrece una baja impedancia) es tomado por los armónicos cuando existe una resonancia paralela. Así mismo, los niveles de sobrecarga sobre los sistemas resultan en una baja impedancia cerca de la resonancia paralela. La respuesta del sistema a niveles de variación de carga está ilustrada en la figura 5.5 para un sistema con una resonancia paralela cercana al cuarto armónico.

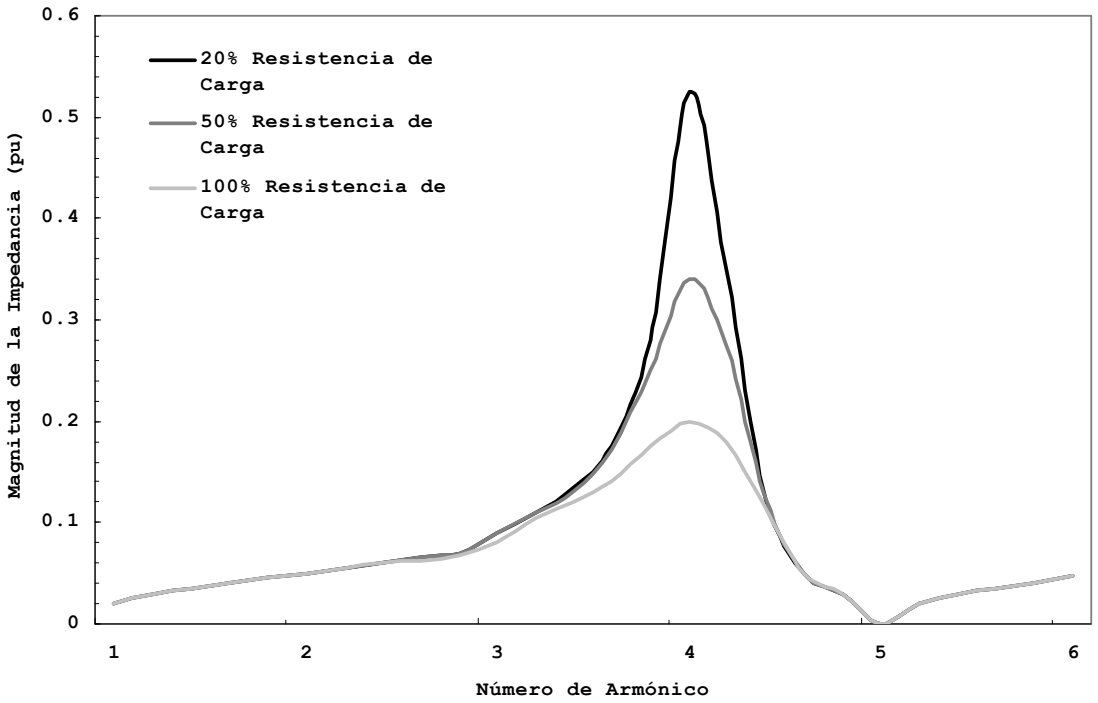


Fig 5.5

Respuesta del Sistema Ilustrando el Efecto de la Carga Resistiva en Paralelo con la Resonancia Pico

5.3.3 Componente del Motor. La carga del motor aparece primeramente inductiva a frecuencias armónicas. La representación correcta para los motores en frecuencias armónicas es una impedancia de cortocircuito (subtransitoria a rotor bloqueado). Esta inductancia no proporciona un significativo amortiguamiento de resonancias picos; pero cambia la frecuencia de resonancia algo porque está esencialmente en paralelo con la fuente de inductancia. Esto es importante si la resonancia esta cerca de un problema de armónicos — cambios en la carga del motor pueden cambiar la resonancia a la frecuencia armónica. La carga del motor es particularmente importante en los sistemas industriales y en los sistemas de distribución residenciales y comerciales con un alto porcentaje de carga de aire acondicionado, en los cuales la carga del motor es una porción significativa de la carga del sistema.

5.4 Características del Sistema Típico. Es muy difícil desarrollar algunas características de respuesta en frecuencia del sistema típico debido al número de factores que afectan la respuesta. Sin embargo, vale la pena observar algunas características para diferentes tipos de sistemas y las causas de éstas características. Estas características básicas, junto con las técnicas de cálculo descritas en la Sección 8, pueden ser usadas para determinar si son ó no requeridos más análisis detallados por un sistema especifico.

5.4.1 Sistemas de Distribución. Las características de respuesta en frecuencia de los sistemas de distribución son dominadas por la interacción entre los condensadores en paralelo y las inductancias del sistema (mostrado en la Fig 5.6). La amortiguación proporcionada por las cargas del sistema es importante. Cerca de los bancos de condensadores, la capacitancia de los cables aislados puede influir en la resonancia del sistema.

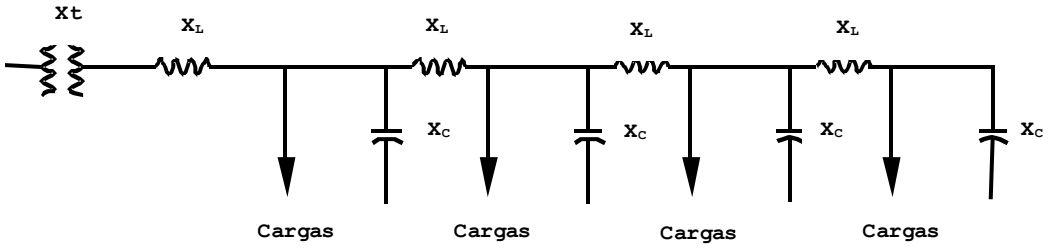


Fig 5.6
Características del Sistema de Distribución Típico

Las condiciones más severas de resonancia ocurren cuando un banco de condensadores grande es el principal medio de compensación paralela del sistema (un banco de condensador grande en una subestación, por ejemplo). En este caso, éste es un punto de resonancia del sistema, y la distorsión de voltaje significativa y el aumento de corrientes armónicas puede ocurrir si está resonancia corresponde a una corriente armónica generada por cargas no lineales. Es completamente común para está resonancia ocurrir cerca del quinto armónico, como es el caso para las características de respuesta de frecuencia ilustradas en la Fig 5.5.

Cuando un número de pequeños bancos de condensadores son aplicados a todo el sistema de distribución, habrá un número de frecuencias resonantes diferentes. Si estos condensadores son cambiados, la resonancia característica del sistema llegará a ser más difícil de determinar. Cada una de estas resonancias generalmente tiene magnitudes que son menores que las magnitudes que pueden ser asociadas con una resonancia mayor. Por tanto, el efecto de distribuir los condensadores por todo el sistema puede reducir el potencial para problemas debidos a una

resonancia mayor. La colocación de un condensador introduce una resonancia paralela adicional que puede interactuar con las corrientes armónicas. La distorsión armónica de voltaje generalmente es peor cuando los condensadores están en servicio cerca de los extremos del alimentador, resultando en una mayor inductancia de línea, que ajusta la resonancia a bajas frecuencias e incrementa la distancia a la que fluirán las corrientes armónicas.

Como se menciono previamente, la amortiguación proporcionada por las cargas es muy importante en sistemas de distribución. Este es a menudo el factor que previene a las condiciones de resonancia de causar significativos problemas de armónicos. La componente resistiva de la carga es el factor más importante.

El análisis de los sistemas balanceados no se aplica en muchos casos. Sin embargo, este proporciona información útil en casos con grandes fuentes armónicas trifásicas ó en casos en los que la localización de las fases de cargas monofásicas no son conocidas. Algunas de las siguientes condiciones pueden resultar en la necesidad de analizar la respuesta de los sistemas de distribución con una total representación trifásica:

(1) Grandes fuentes armónicas monofásicas (cargas no lineales)
(2) Características de carga significativamente desbalanceadas
(3) Bancos de condensadores monofásicos en el sistema

NOTA: El análisis desbalanceado requiere que las fases (a-b-c) en cualquier tipo de cargas monofásicas y condensadores conectados se conozcan.

5.4.2 Sistemas Industriales. Los sistemas de potencia industriales son parecidos a los sistemas de distribución compactos (ver ejemplo en la Fig. 5.7), con unas diferencias muy importantes:

(1) La respuesta en frecuencia usualmente es dominada por bancos de condensadores relativamente grandes e inductancias de corto circuito. La resonancia asociada está a menudo cerca de los armónicos de orden bajo debido a las características del factor de potencia de las cargas industriales. Las impedancias de línea y del conductor son a menudo despreciables.
(2) El porcentaje de armónicos producidos por las cargas a menudo es superior que para los sistemas de distribución. De hecho, la mayoría de las cargas pueden ser dispositivos no lineales (p.e., rectificadores, hornos de arco, variadores de velocidad ajustable, etc.)
(3) Está a menudo es un tipo de resistencia de carga muy pequeña para proporcionar un amortiguamiento cercano a la frecuencia de resonancia. Esto trae como resultado más distorsiones armónicas severas. Las cargas de motores son importantes ya que ellas cambian las frecuencias de resonancia.
(4) Muchos sistemas industriales pueden ser analizados con una representación balanceada. Las cargas generalmente son cargas balanceadas trifásicas (incluyendo fuentes armónicas), y son usados bancos de condensadores trifásicos.

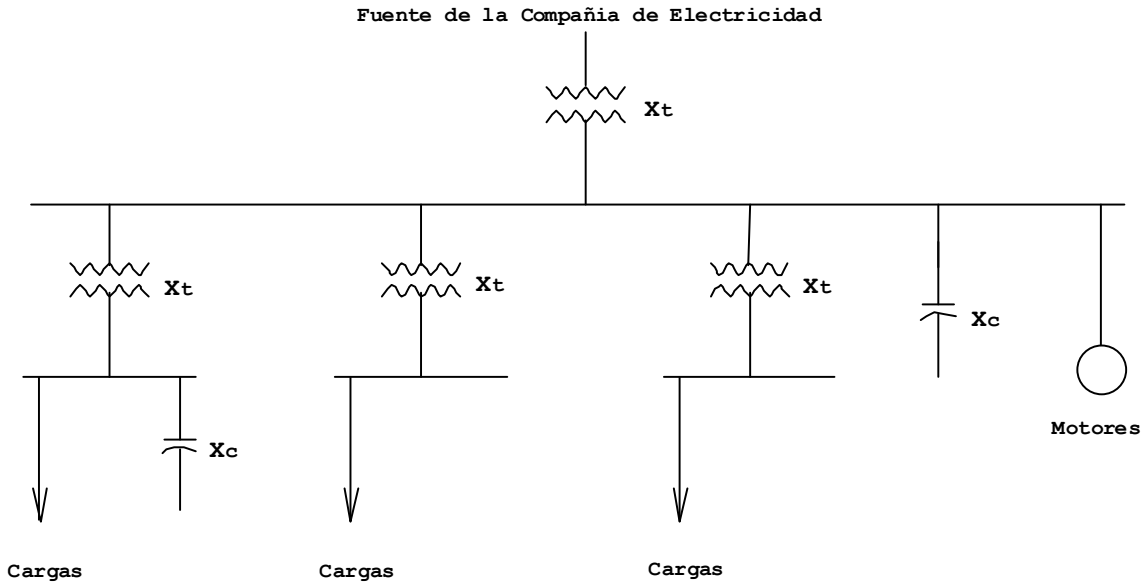


Fig 5.7

Sistema de Potencia Industrial Típico

5.4.3 Sistemas de Transmisión. Las características de respuesta de los sistemas de transmisión son muy complicadas y es virtualmente imposible generalizarlas. Al contrario de los sistemas industriales, la capacitancia de cables y líneas en los sistemas de transmisión no puede ser ignorada en el análisis. Estas capacitancias son importantes y determinan las resonancias del sistemas. Largas líneas de ecuaciones hiperbólicas deben ser aplicadas a líneas y conductores para determinar la representación correcta a frecuencias armónicas. La transposición de la línea debe ser tomada en cuenta.

Está volviéndose cada vez más común aplicar grandes condensadores a los niveles de voltaje de transmisión. Estos bancos de condensadores tienen un efecto dramático en las características de respuesta de frecuencia. Cuando ellos son conmutados, las características de resonancia del sistema cambian.

El análisis de armónicos en sistemas de transmisión requiere representaciones del sistema muy extensas por los muchos caminos disponibles para el flujo de corrientes armónicas. El análisis sin un programa de computación es casi imposible. Incluso con un programa de computación, es muy difícil predecir la respuesta del sistema por los cambios de las características del sistema y los desconocimientos en el modelo.

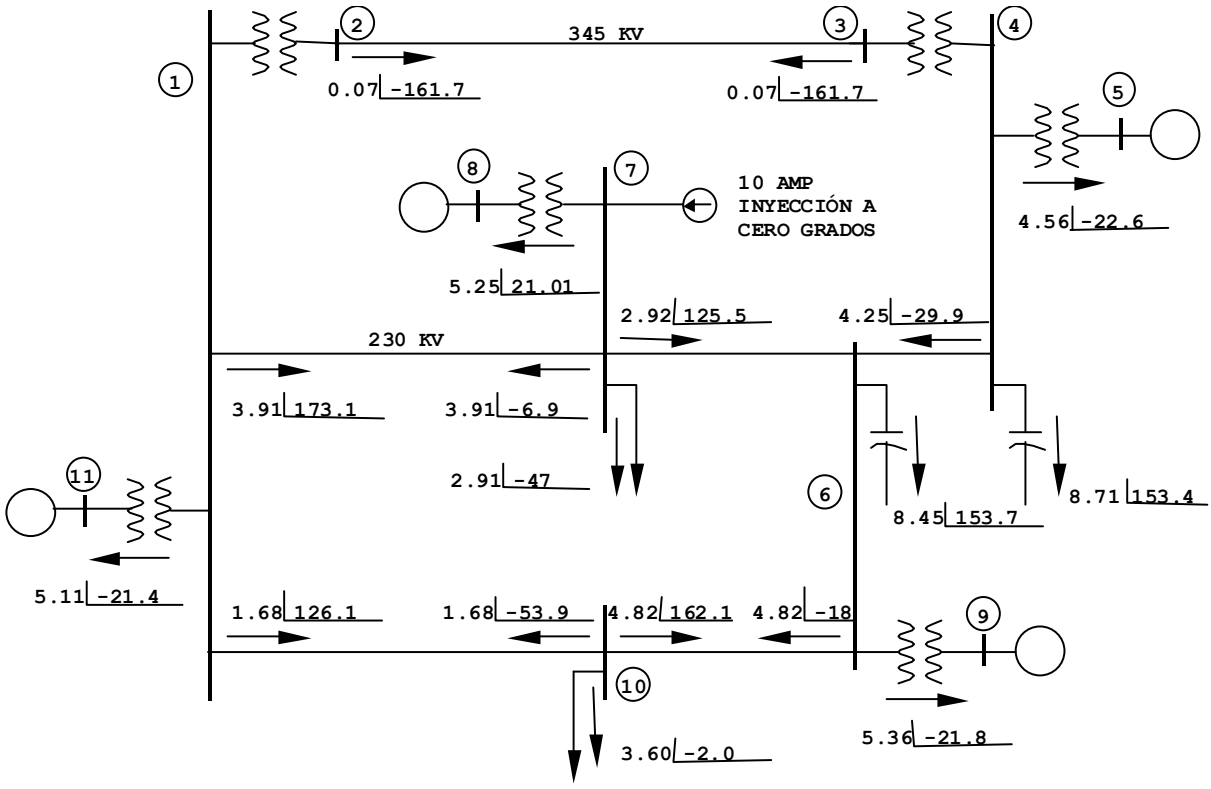


Fig 5.8

Flujo de Corriente de Quinto Armónico en una Red de Transmisión debido a la Inyección de 10 A en la Barra 7

Uno de los elementos más importantes en la representación del sistema de transmisión es la carga modelo. (En términos de sistemas de transmisión, la carga es definida no solo como la conseguida en plantas industriales conectadas al sistema de transmisión, sino también incluye los sistemas de distribución de la subestación alimentadora. Todas las inductancias y capacitancias variables contribuyen a este modelo de carga.) Porqué la correcta representación de la carga no es fija, la predicción de la respuesta en frecuencia para sistemas de transmisión no puede considerarse muy exacta a menos que el modelo incluya el nivel del alimentador de distribución.

Un ejemplo de predicción de flujo de corriente armónica en un sistema de transmisión es proporcionado por la Fig 5.8. Esta figura ilustra la complejidad del flujo de corriente, incluso para un sistema muy sencillo.

La simulación de las características de respuesta del sistema de transmisión puede ser usada para proporcionar un ancho rango de posibles características del sistema. Importantes parámetros, tales como carga y bancos de condensadores deben variarse para determinar sus efectos. También, un diferente número de condiciones de contingencia del sistema pueden ser analizadas. Por falta de buena información, un análisis en el peor de los casos puede ser mejorado usando este rango de características del sistema. El rango de características puede también ser usado para propósitos de diseño de filtros, si los niveles de armónicos son inaceptables. Los grandes condensadores en paralelo de las líneas usualmente causan las frecuencias de resonancia características del sistema entre el quinto y el 13vo armónico.

6. Efectos de los Armónicos

6.1 Generalidades. El ángulo al cual los armónicos pueden ser tolerados es determinado por la susceptibilidad de la carga (o fuente de potencia) hacia ellos. El mínimo tipo de susceptibilidad de equipos es aquel en el cual la función principal es un calentador, tal como un horno u hogar de caldera. En este caso, la energía armónica generalmente es utilizada y es del todo completamente tolerable. El mayor tipo de susceptibilidad de equipos es aquel cuyo diseño ó constitución asume una entrada fundamental sinusoidal (casi) perfecta. Este equipo está frecuentemente en las categorías de comunicación ó equipo de procesamiento de datos. Un tipo de carga que normalmente cae entre estos dos extremos de susceptibilidad es la carga del motor. Muchas cargas de motores son relativamente tolerantes de armónicos.

Incluso en el caso de los equipos menos susceptibles, los armónicos pueden ser dañinos. En el caso de un horno, por ejemplo, ellos pueden causar calentamiento dieléctrico ó esfuerzo eléctrico, el cual ocasiona envejecimiento prematuro del aislamiento eléctrico.

6.2 Motores y Generadores. Un mayor efecto de los voltajes y corrientes armónicas en las máquinas rotativas (inducción y sincrónicas) incrementa el calentamiento debido a las pérdidas en el cobre y en el hierro a frecuencias armónicas. Los componentes armónicos de este modo afectan la eficiencia de la máquina, y pueden entonces afectar el par desarrollado por el motor, ver [B32] y [B7].

Las corrientes armónicas de un motor pueden dar aumento a una alta emisión de ruido audible al compararlas con una excitación sinusoidal. Los armónicos además producen una distribución de flujo resultante en el entrehierro, el cual puede causar ó intensificar el fenómeno llamado muesca (negándose a comenzar fácilmente) ó arrastre (deslizamiento muy alto) en motores de inducción, ver [B14].

Los armónicos impares, tal como el quinto y el séptimo armónico, tienen el potencial para crear oscilaciones mecánicas en una combinación turbina-generador ó en un sistema motor-carga. Las oscilaciones mecánicas resultan cuando el par del motor oscilante, causado por la interacción entre las corrientes armónicas y el campo magnético de frecuencia fundamental, excita una frecuencia de resonancia mecánica. Por ejemplo, el quinto y el séptimo armónico pueden combinarse para producir una estimulación de torsión sobre un rotor generador en la frecuencia armónica sexta. Si la frecuencia de una resonancia mecánica existe cerca de la frecuencia de excitación eléctrica, pueden desarrollarse grandes esfuerzos mecánicos.

La tabla 6.1 define la característica del orden armónico derivado de un convertidor de seis pulsos y amplia el efecto cuando es aplicado a los terminales de la máquina rotativa. Cada armónico de voltaje, el 5^{to}, 7^{mo}, 11^{mo}, etc., inducirá una corriente armónica correspondiente en el estator de la máquina. Cada uno de estos armónicos estará a una secuencia negativa ó positiva de la componente simétrica de corriente total. Estas corrientes inducirán un calentamiento en el devanado del estator, de este modo adicionará un aumento de temperatura causado por la corriente fundamental.

Tabla 6.1

Convertidor Armónico de Seis Pulsos

Orden del Armónico	Frecuencia (Hz)	Red de Secuencia	Armónico del Estator	Rotación del Armónico	Armónico del Rotor
1	60	+	1	Hacia delante	-
5	300	-	5	Hacia atrás	6
7	420	+	7	Hacia delante	6
11	660	-	11	Hacia atrás	12
13	780	+	13	Hacia delante	12
17	1020	-	17	Hacia atrás	18
19	1140	+	19	Hacia delante	18
23	1380	-	23	Hacia atrás	24
25	1500	+	25	Hacia delante	24

Otro punto de importancia, es el flujo de corrientes armónicas en el rotor, ver [B7]. El flujo de cada corriente producirá una fuerza magnetomotriz en el entrehierro, que inducirá flujos de corriente en el rotor de la máquina. Justo como cada armónico característico puede ser definido con una secuencia positiva o negativa la rotación de este armónico será hacia delante o hacia atrás con respecto a la rotación del rotor. El quinto armónico rotará en dirección hacia atrás (secuencia negativa), así un armónico de corriente inducirá en el rotor una frecuencia correspondiente a la diferencia rotacional de la red entre la frecuencia del entrehierro fundamental y el quinto, p.e. el quinto más uno, ó el sexto armónico. Puesto que el séptimo armónico rotará en una dirección adelantada (secuencia positiva), una corriente armónica será inducida en el rotor con una correspondiente frecuencia a la diferencia rotacional de la red entre el séptimo y la frecuencia fundamental del entrehierro, p.e. el séptimo menos uno ó sea el sexto armónico. Así, desde el punto de vista del calentamiento del rotor, el quinto y el séptimo armónico en el estator se combinan para producir una corriente de sexto armónico en el rotor. El undécimo y el decimotercero armónico actúan de la misma manera para producir la 12vo corriente armónica en el rotor, y así sobre los más altos armónicos pares. Hay dos mayores puntos de importancia con estos armónicos del rotor.

(1) Calentamiento resultante del rotor
(2) Pulsaciones ó reducciones en el par del motor

La magnitud de calentamiento del rotor que puede ser tolerada también como la magnitud que incurre en un caso dado, dependiendo del tipo de rotor implicado. La máquina de rotor bobinado se ve seriamente más afectada que la ordinaria máquina de jaula de ardilla, y los rotores jaula de ardilla con barra profunda son más afectados que las ordinarias jaulas de ardilla, ver [B7] y [B27]. Las pérdidas en el devanado generalmente conciernen a las pérdidas en el hierro. El efecto sumado de los armónicos reduce la eficiencia y la vida útil de la máquina. Ninguna reducción es pronunciada para encontrar normalmente un contenido armónico, pero el calentamiento armónico típicamente reduce el funcionamiento entre 90 y 95% del que puede ser experimentado por la onda senoidal fundamental pura aplicada, ver [B7] y [B12].

"Normalmente encontramos contenidos armónicos," como el usado en el informe previo, referidos a los valores citados en la tabla 11.1. Estos informes empleados en aplicaciones de motores en sistema de distribución tienen un contenido armónico permisible. Ellos específicamente no son

aplicados al rango de un motor que es manejado por un inversor de frecuencia ajustable, por ejemplo. Cummings [B7] concluye que un motor de inducción con un factor de servicio típico de 1.0 puede sufrir menos, con las condiciones de la tabla 11.1 mientras funciona a proporciones de cargas con incrementos en el voltaje de alimentación (o disminuciones) de un 10%. Cummings, ver [B7], proporciona un método detallado de estimación de las pérdidas armónicas y calentamiento en casos en los cuales es requerida más información precisa.

Como se puede notar, los armónicos pueden también causar una pulsación de par en el motor de salida. Está puede afectar la calidad del producto en lugares donde las cargas de los motores sean sensibles a tales variaciones, p.e., en un spin de fibra sintética ó en algunas aplicaciones de trabajos con metal. En casos en los cuales la inercia substancial está acoplada al eje del rotor, p.e., en un motor generador, el armónico eléctrico puede excitar a la resonancia mecánica. La resultante de las oscilaciones mecánicas puede causar fatiga y envejecimiento en el eje y en partes mecánicas conectadas.

6.3 Transformadores. Con la excepción de aquellos armónicos aplicados a transformadores que pueden resultar en incremento del ruido audible, los efectos en estos componentes usualmente son aquellos de calentamiento parásito.

El efecto de los armónicos en transformadores es doble: las corrientes armónicas causan un incremento de las pérdidas en el cobre y pérdidas de flujos dispersos, y los voltajes armónicos causan un incremento de las pérdidas en el hierro. El efecto total es un incremento en el calentamiento del transformador, al ser comparado con una operación puramente sinusoidal (fundamental).

IEEE C57.12.00-1987[2] proporciona un limite de armónicos para el transformador de corriente. Él limite superior del factor de distorsión de corrientes es el 5% de la cantidad de corriente. La recomendación practica puede dar el máximo sobrevoltaje RMS que el transformador pueda ser capaz de resistir en estado seguro: el 5% de la cantidad con carga y el 10% sin carga. Las corrientes armónicas en el voltaje aplicado no deben resultar en un voltaje total RMS que exceda éstas proporciones.

Puede notarse que las pérdidas del transformador causadas por voltajes y corrientes armónicas dependen de la frecuencia. El incremento de pérdidas con el incremento de frecuencia y, por tanto, los componentes armónicos de alta frecuencia pueden ser más importantes que los componentes armónicos de baja frecuencia causando calentamiento en el transformador. Como se discutió en la sección 4, en generalidades, los armónicos de alta frecuencia ocurren con la disminución de la amplitud, que tienden a cancelar su gran efecto. Sin embargo, una situación real dada puede exhibir inesperadamente altas amplitudes para ciertas frecuencias altas. IEEE C57.110-1986 [3] provee, además, guías relacionadas con los efectos esperados.

Las pérdidas del transformador pueden ser agregadas dentro de las pérdidas con cargas y dentro de las pérdidas sin cargas. La pérdida de la carga puede ser, además, dividida por I^2R (pérdidas en el devanado) y pérdidas extraviadas. Las pérdidas extraviadas son de especial importancia cuando se evalúa la adición de calor debido al efecto de una forma de onda de corriente no sinusoidal.

Las pérdidas extraviadas son corrientes de Eddy debido al flujo electromagnético extraviado en el devanado, núcleo, abrazadera del núcleo, campo magnético, pared del tanque y otras partes estructurales del transformador. Las pérdidas extraviadas del devanado incluyen pérdidas aisladas de corrientes de Eddy en los conductores del devanado y pérdidas debido a la circulación de corrientes entre circuitos devanados paralelos o aislados. Esta pérdida aumentará en proporción al cuadrado de la corriente de carga y al cuadrado de la frecuencia. La temperatura también aumentará en las partes estructurales por las corrientes de Eddy, de nuevo aproximadamente al cuadrado de la corriente de carga y al cuadrado de la frecuencia.

La IEEE C57.110-1986 [3] proporciona un procedimiento de cálculo para obtener las pérdidas de corriente de Eddy para un transformador dado.

6.4 Conductores de Potencia. Los conductores implicados en la resonancia del sistema, descritos en 5.1.2, pueden estar sujetos a fuerzas y coronas de voltaje, que pueden conducir a fallas en el dieléctrico (aislamiento). Los conductores que están sujetos a niveles "ordinarios" de corrientes armónicas son propensos a calentamientos.

El flujo de una corriente no sinusoidal en un conductor causará un calentamiento adicional por encima de lo que se esperaría para el valor rms de la forma de onda. Esto es debido a dos fenómenos conocidos como "efecto piel" y "efecto proximidad", que varían en función de la frecuencia así como también del tamaño y calibre del conductor. Como resultado de estos dos efectos, la resistencia efectiva AC, R_{AC}, es elevada con respecto a la resistencia DC, R_{DC}, especialmente para conductores largos. Cuando una forma de onda de corriente que es abundante en armónicos de alta frecuencia circula por un conductor, la resistencia R_{AC} equivalente para este conductor es elevada, que se traduce en un aumento de las pérdidas I^2R_{AC}.

La curva típica de corrección para condensadores trazada para un número de medidas de conductores, es mostrada en la Fig 6.1 para distribución de armónicos de seis pulsos. Ver [B25].

Se puede ver en la Fig 6.1 que el efecto del calentamiento armónico en conductores normalmente no es materia de gran preocupación. El diseño prudente, sin embargo, proporcionará el requerimiento de corrección.

6.5 Condensadores. Un mayor inconveniente se presenta con el uso de condensadores en un sistema de potencia debido a la posibilidad de resonancia del sistema. Este efecto (considerado en detalle en 5.1) emplea voltajes y corrientes que son considerablemente superiores a lo que sería el caso sin resonancia.

La reactancia de un banco de condensadores disminuye con la frecuencia, y el banco, actúa como una carga para corrientes armónicas altas. Este efecto incrementa el calentamiento y el esfuerzo dieléctrico. El cambio frecuente de componentes no magnéticos (p.e. núcleo de hierro), tal como transformadores y reactores, puede producir corrientes que se agregarán a la carga de condensadores.

La IEEE Std. 18-1992 [4] proporciona los limites en voltaje, corriente y potencia reactiva para bancos de condensadores. Esto puede ser usado para determinar el máximo nivel de armónicos permisible.

El resultado del incremento en el calentamiento y esfuerzo de voltaje provocado por los armónicos es un acortamiento en la vida del condensador.

Aunque la discusión previa tiene la intención de describir los efectos en elementos de sistemas de distribución tal como el mejoramiento del factor de potencia ó condensadores para el filtrado de armónicos, se puede notar que otros condensadores también pueden ser afectados. Por ejemplo, los condensadores usados en motores monofásicos de arranque por condensador, ó aquellos usados en circuitos rectificadores amortiguadores, serán sujetos a similares esfuerzos térmicos y de voltaje.

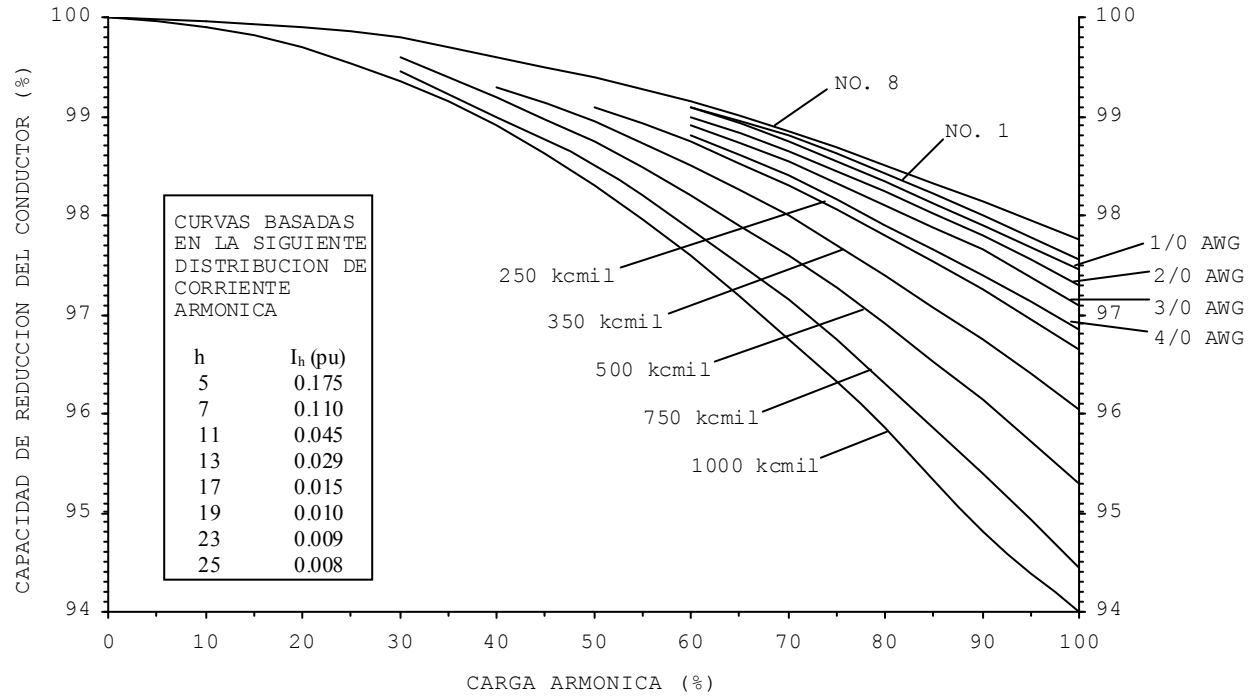


Fig 6.1

Reducción del Conductor vs. Armónicos con Distribución de Corriente Armónica de Seis Pulsos (Ver [B25])

6.6 Equipo Electrónico. El equipo electrónico de potencia es susceptible a mal funcionamiento causado por las distorsiones armónicas. Este equipo a menudo depende de la determinación exacta del cruce por voltaje cero ó de otros aspectos de la forma de onda de voltaje. La distorsión armónica puede resultar en un cambio en el cruce por voltaje cero o en el punto al cual un voltaje fase a fase se vuelve mayor que otro voltaje fase a fase. Estos son dos puntos críticos para muchos tipos de controles de circuitos electrónicos, y estos cambios pueden llevar al mal funcionamiento del equipo.

Otros tipos de equipos electrónicos pueden ser afectados por la transmisión de fuentes armónicas AC a través de equipos alimentadores de potencia o por acoplamiento magnético de armónicos dentro de componentes de equipos. Las computadoras y equipos asociados tal como los controladores programables frecuentemente requieren fuentes AC con un factor de distorsión de voltaje armónico menor al 5%, con el mayor armónico sólo siendo menor al 3% del voltaje fundamental. Los altos niveles de armónicos resultan en irregularidades, algunas veces sutiles, malfuncionamiento de los equipos que pueden, en algunos casos, tener serias consecuencias. Los instrumentos pueden ser afectados similarmente, dando datos erróneos ó de otra manera funcionamiento impredecible. Tal vez lo más serio de esto es mal funcionamiento de los instrumentos médicos. Consecuentemente, muchos instrumentos médicos son proporcionados con potencia de condición lineal. La interferencia menos dramática de los efectos de los armónicos puede ocasionalmente ser observada en equipos de radio y televisión, así como también en videograbadoras y en sistemas de reproducción de audio.

Desde que se localiza la mayoría del equipo electrónico a un nivel de voltaje inferior al del sistema de distribución de potencia asociado, éste es frecuentemente expuesto a los efectos del escalonamiento de voltaje (ver 8.5). El escalonamiento frecuentemente introduce frecuencias armónicas y no armónicas, que son mucho mayores que lo normalmente exhibido en 5

kV y en sistemas de distribución de alto voltaje. Estas frecuencias pueden estar dentro del rango de radio frecuencias (RF), y, como tal, pueden introducir efectos dañinos asociados con RF falsas. Estos efectos usualmente son los de señales de interferencia introducidas en circuitos lógicos ó de comunicación. Ocasionalmente, el efecto de escalonamiento es de suficiente potencia cómo para sobrecargar los filtros mediante la interferencia electromagnética (EMI), y asemejar circuitos capacitivos sensibles a alta frecuencia.

6.7 Medidores. Los medidores e instrumentos son afectados por componentes armónicas, particularmente si la existencia de condiciones de resonancia puede resultar en altos voltajes y corrientes armónicas en los circuitos. Los dispositivos con disco de inducción, tal como vatímetros, normalmente ven solo la corriente fundamental; sin embargo, el desbalance de fase ocasionado por las distorsiones armónicas puede causar operaciones erróneas en estos dispositivos. Los estudios, ver [B3], [B9], y [B10], demuestran que son posibles errores positivos y negativos con la presencia de distorsiones armónicas, dependiendo del tipo de medidor bajo consideración y de los armónicos involucrados. En general, el factor de distorsión debe ser severo (>20%) antes de que se descubran errores significativos. Los transformadores de instrumentos a 60 Hz, usados en relés y medidores, no son afectados por los niveles de armónicos normalmente encontrados, ver [B8].

6.8 Mecanismos de Control y Relés. Como con otros tipos de equipos, las corrientes armónicas pueden incrementar el calentamiento y las pérdidas en mecanismos de control, por lo tanto reducen la capacidad de carga de la corriente de estado sólido y acortan la vida de algunos componentes aislantes.

Los fusibles sufren una reducción en su capacidad nominal debido al calentamiento generado por los armónicos durante la operación “normal”.

No hay actualmente ninguna norma para los niveles de corrientes armónicas requeridas por los dispositivos de maniobra ó fusibles para la interrupción ó carga. Todas las pruebas son realizadas en rangos de frecuencias de alimentación.

El Comité de Relés para Sistemas de Potencia de la Sociedad de Ingeniería de Potencia de la IEEE ha preparado un reporte titulado “Distorsiones de Onda Senoidal en Sistemas de Potencia y el Impacto en los Relés de Protección” [B27]. Este informe cubre muchos tipos de distorsiones que pueden ocurrir en sistemas de potencia y discute su impacto en la operación de los relés de protección. El informe aclara la imposibilidad de definir completamente las respuestas del relé debido a la variedad de relés en uso y a las variaciones en la naturaleza de las distorsiones que pueden ocurrir, aún cuando la discusión se limita a los armónicos característicos de convertidores de seis ó 12 pulsos. No solo pueden la magnitud armónica y el orden de armónico predominante variar, sino que también los ángulos de fase relativa pueden variar. Dos formas de onda con la misma magnitud armónica característica pueden diferenciarse sustancialmente si sus armónicos tienen diferentes ángulos de fase relativos a la fundamental. Un relé puede responder diferente a cada forma de onda aun cuando cada una contenga la misma magnitud armónica. El informe del Comité de Relés establece:

> “Los relés de protección generalmente no responden a ningún parámetro identificable tal como valores rms de una cantidad primaria ó la componente de frecuencia fundamental de ésta cantidad. Como una consideración relacionada, el funcionamiento de un relé a un rango entradas de frecuencia simple no es una indicación de cuanto responderá éste relé a una onda distorsionada conteniendo esas frecuencias. La superposición no es aplicada. Los relés de múltiples entradas pueden ser más impredecibles que los relés de una sola entrada en presencia de la onda distorsionada. La respuesta de los relés bajo condiciones de distorsión

puede variar entre relés que tienen las mismas características de frecuencia fundamental, no solo entre diferentes fabricantes, sino también entre diferentes modelos de relés del mismo fabricante.”

Un estudio Canadiense ha establecido los efectos de los armónicos en operaciones de relés tal como sigue (ver [B16])[8].

(1) Los relés muestran una tendencia a operar más lentamente y/o con valores pico muy altos, mejor que operar más rápidamente y/o con valores pico muy bajos.
(2) Los relés de baja frecuencia estática son susceptibles a sustanciales cambios en las características de operación.
(3) En muchos casos, los cambios en las características son relativamente pequeños sobre el rango moderado de distorsiones esperadas durante la operación normal (p.e. un factor armónico de 5%).
(4) Para diferentes fabricantes, los relés de sobrecorriente ó sobrevoltaje muestran diferentes cambios en las características de operación.
(5) Dependiendo del contenido armónico, la operación de torsión de los relés es a veces inversa.
(6) Los relés que emiten una impedancia balanceada muestran exceso y escasez, dependiendo de la distorsión.
(7) A veces los armónicos dañan la operación de alta velocidad de los relés diferenciales. Algunas pruebas demuestran que los relés pueden exhibir fijación completa.

En general, los niveles de armónicos requeridos para causar mal funcionamiento de los relés son mayores que los niveles recomendados en la Sección 11. Los factores de distorsión entre 10 y 20% generalmente son requeridos para causar problemas en la operación del relé.

La primera ó segunda generación de dispositivos de disparo de estado sólido en interruptores de circuitos de bajo voltaje responden a corrientes picos. Subsecuentemente después de 1978, estos dispositivos han estado respondiendo a valores de corrientes rms. Los modelos anteriores podían causar disparos molestos a las corrientes armónicas de carga de los circuitos.

6.9 Interferencia Telefónica. La presencia de voltajes ó corrientes armónicas en los circuitos asociados con aparatos convertidores de potencia pueden producir campos magnéticos y eléctricos que dañaran el funcionamiento satisfactorio de los sistemas de comunicación que, por virtud ó por su proximidad y susceptibilidad, pueden ser distorsionados. Para un arreglo físico dado, es aparente que la distorsión es una función de la amplitud y la frecuencia de la componente distorsionada en el equipo de conversión.

El estudio de medidas para minimizar la interferencia que los sistemas de potencia pueden causar a los sistemas de comunicación es una propiedad sujeta a una coordinación inductiva, que es seguida activamente por el Subcomité Adjunto para el Desarrollo y la Investigación del Instituto Eléctrico Edison y el Sistema de Telefonía Bell. Subsecuentemente una fuente primaria de interferencia es la presencia de corrientes ó voltajes armónicos en sistemas de potencia, una fuerte tarea del anterior subcomité adjunto que revisó los factores de peso a ser colocados en los componentes de frecuencia armónica para actualizarlos con el progreso del estado de los sistemas de comunicación de 1960, continuando con la introducción del conjunto de teléfonos tipo 500. Por subjetivas y objetivas pruebas de audición en un grupo de individuos, los pesos relativos fueron establecidos para varias frecuencias armónicas que indicaron perturbación con la comunicación a frecuencias de voz, ya que la inyección de una señal de frecuencia armónica en las redes de comunicación se producirá igual a aquella

_____
Reimpreso con permiso de la Asociación Eléctrica Canadiense.

ocasionada por una señal de 1000 Hz de inyección similar.

6.9.1 Factor de Peso TIF. El factor de peso TIF es una combinación de la característica de peso de mensaje C, que cuenta para el efecto de interferencia relativa con varias frecuencias en la banda de voz (incluyendo la respuesta del conjunto telefónico y del oído), y un condensador, que proporciona el peso y que es directamente proporcional a la frecuencia considerada para la función de acoplamiento asumida. El TIF es una cantidad adimensional indicativo de la forma de onda y no de la amplitud y viene dado por

$$TIF = \frac{\sqrt{\sum \left(I_F \cdot W_F \right)^2}}{X_T} \qquad \text{(Eq 6.1)}$$

ó, equivalentemente,

$$TIF = \sqrt{\sum \left[\frac{\left(X_f \cdot W_f \right)}{X_t} \right]^2} \qquad \text{(Eq 6.2)}$$

donde

X_t = voltaje ó corriente total rms

X_f = frecuencia simple rms a corriente ó voltaje de frecuencia f

W_f = frecuencia simple TIF pesada a la frecuencia f

La función pesada TIF, W_f, que refleja la presencia del mensaje C pesado y el acoplamiento (componente proporcional) normalizado a 1 kHz, viene dada por

$$W_f = 5 P_f f \qquad \text{(Eq 6.3)}$$

donde:

5 = constante

P_f = mensaje C pesado a la frecuencia f

f = frecuencia bajo consideración

Como un ejemplo, el peso TIF a 1 kHz es 5000 porque la atenuación del mensaje C es la unidad, que es

$$W_f = (5)(1)(1000) = 5000 \qquad \text{(Eq 6.4)}$$

En la práctica, la interferencia telefónica es a menudo expresada como el producto de la corriente y la TIF, p.e., el producto $I \cdot T$, donde I es la corriente rms en amperios y T es la TIF. Alternativamente, es algunas veces expresada como el producto del voltaje y el peso TIF, donde el voltaje está dado en kV rms, p.e., el producto kV·T. Los valores de frecuencia simple TIF son presentados en la Tabla 6.2. La curva de la Fig 6.2 traza dichos valores.

Tabla 6.2

Valores TIF de Frecuencia Simple para 1960

FREQ	TIF	FREQ	TIF	FREQ	TIF	FREQ	TIF
60	0.5	1020	5100	1860	7820	3000	9670
180	30	1080	5400	1980	8330	3180	8740
300	225	1140	5630	2100	8830	3300	8090
360	400	1260	6050	2160	9080	3540	6730
420	650	1380	6370	2220	9330	3660	6130
540	1320	1440	6560	2340	9840	3900	4400
660	2260	1500	6680	2460	10340	4020	3700
720	2760	1620	6970	2580	10600	4260	2750
780	3360	1740	7320	2820	10210	4380	2190
900	4350	1800	7570	2940	9820	5000	840
1000	5000						

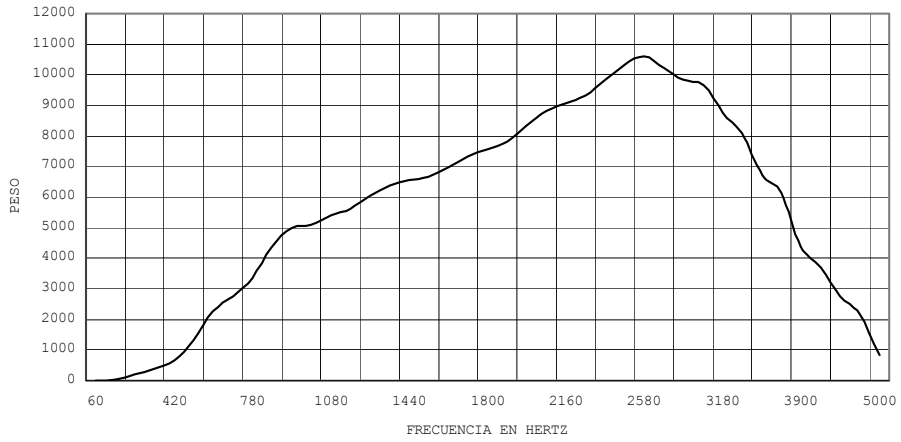


Fig 6.2

Valores de Peso TIF en 1960

6.9.2 Métodos de Reducir la Interferencia. Cuándo el equipo de conversión de potencia está directamente conectado a un sistema de la compañía eléctrica, la mayoría de la interferencia será el resultado de perturbaciones de corrientes y voltajes armónicos que han sido colocados en la red por el convertidor. Esto es debido a la proximidad y a la mayor exposición que los circuitos de comunicación tendrán en está red. Otras exposiciones para la interferencia con el convertidor están contenidas más estrechamente dentro del complejo industrial, y sus efectos de interferencia pueden sostenerse a niveles despreciables por la colocación conveniente y protegida de la instalación eléctrica. Las perturbaciones en los sistemas de comunicación pueden reducirse por las siguientes medidas.

6.9.2.1 Multifaseado del Equipo de Conversión. Incrementando el número de fases ó número de pulsos del sistema de conversión generalmente se reducirán ciertos componentes armónicos en el primario del convertidor.

6.9.2.2 Corrientes de Retorno Residuales ó por el Neutro. Los circuitos telefónicos son

particularmente susceptibles a las corrientes de retorno armónicas. Debe ejercerse especial cuidado llevando éstas a un mínimo absoluto. Con tal de que ambos conductores de un circuito telefónico tengan igual exposición a un circuito de potencia trifásico balanceado, como el caso de pares gemelos, la inducción de voltajes y corrientes armónicas se cancelará.

6.9.2.3 Efectos de Conmutación. La presencia de reactancias en la fuente y reactancia (subestación alimentadora) de los transformadores de los convertidores pueden contribuir a la reactancia de conmutación, causando el producto $I \cdot T$ y $kV \cdot T$ en los terminales de línea del convertidor, para aumentar rápidamente con el atraso del ángulo de fase. Para minimizar la influencia inductiva, es deseable, donde sea factible, mantener el ángulo de fase de conmutación del convertidor atrasado a un valor tan pequeño como sea posible.

6.9.2.4 Filtrado. La influencia de corrientes y voltajes en el sistema de la subestación alimentadora causados por componentes armónicas en el convertidor puede ser reducida por una opción razonable de filtros reactivos en serie y paralelo colocados en la interfaz que une a ambos sistemas.

Un extremo cuidado y precaución deben ser tomados en cuenta en la aplicación de tales filtros para evitar posibles condiciones de resonancia que traigan como resultado armónicos inesperados que puedan aparecer en algún futuro en el sistema de la subestación alimentadora, causando daños catastróficos.

6.10 Convertidores de Potencia Estática. Los dispositivos convertidores de potencia estática generalmente son los responsables de que ellos generen armónicos como un requisito conveniente de su función (ver Sección 4). En algunas situaciones, los convertidores pueden ser afectados por armónicos, por el mismo generador ó producidos (más frecuentemente) por otras fuentes de armónicos. A menudo, la otra fuente de armónicos es un convertidor similar ó idéntico que está en paralelo con la fuente AC.

Los convertidores existen en un número de formas funcionales y topológicas. (ver en la sección 2 la definición del convertidor tal como es utilizado en este documento.) Algunas de éstas formas son relativamente insensibles a los armónicos. El diodo rectificador normalmente no es afectado. Sin embargo, si se usan condensadores con voltaje compartido de la red (p.e., diodos en serie y un rectificador de alto voltaje), aquellos condensadores pueden estar sujetos a esfuerzos térmicos mayores de aquellos contemplados en el diseño debido a las impresionantes altas corrientes ocasionadas por los armónicos en la fuente AC. Estos armónicos también serán pasados a la carga del rectificador, pudiendo dañar ó perturbar el equipo de proceso lateral DC.

Las dificultades encontradas en los diodos rectificadores pueden ser encontradas también en otros tipos de convertidores tales como tiristores ó inversores. El último tiene varias áreas sensibles adicionales. Ellos usualmente tienen circuitos capacitivos adicionales tal como amortiguadores, filtros EMI, y filtros de fuentes de potencia, que están sujetos a esfuerzos térmicos de corrientes armónicas. La mayoría de los convertidores confían en varias características de la fuente de voltaje AC (p.e. las veces de cruce por cero) para su control. Si la fuente AC entrante es severamente distorsionada por los armónicos, los convertidores pueden fallar al encender, fallar al conmutar, ó generar armónicos no característicos. Los circuitos de control con convertidores pueden frecuentemente incluir elementos tales como flip-flops, que son sensibles a los fenómenos armónicos de alta frecuencia (p.e., fallas técnicas derivadas de escalonamientos que son capacitivamente acoplados a los circuitos lógicos). Así, los controles pueden recibir una falsa estimulación, causando un fracaso funcional ó, en algunos casos, la destrucción de los componentes.

7. Compensación de Potencia Reactiva y Control de Armónicos

7.1 Factor de Potencia del Convertidor. El factor de potencia del convertidor está compuesto por dos componentes: desplazamiento y distorsión. El efecto de la combinación de ambos es el factor de potencia total. Su relación es mostrada en la Fig 7.1.

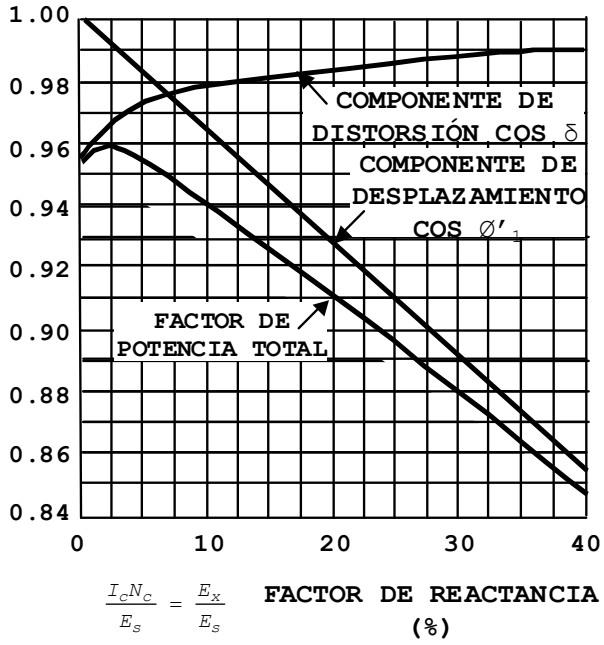


Fig 7.1
Relación entre Distorsión, Desplazamiento, y los Componentes del Factor de Potencia Total

El componente de desplazamiento es la relación de la potencia activa de la onda fundamental, en vatios, a la potencia aparente de la onda fundamental, en voltamperios. Éste es el factor de potencia visto en vatímetros y en varmetros.

El componente de distorsión es aquella parte asociada a las corrientes y voltajes armónicos presentes. Éste es definido como la relación de la componente fundamental de la corriente de línea AC a la corriente de línea total (I_1/I_L).

El máximo factor de potencia de un convertidor está dado teóricamente por la expresión

$$PF\,total = \frac{q}{\pi}\,sin\left(\frac{\pi}{q}\right) \qquad \text{(Eq 7.1)}$$

donde

q = número de pulsos del convertidor
(π/q) = ángulo en radianes
$q \neq 1$

Esta expresión se asume sin solapamiento de conmutación y sin retardo de fase y desprecia la corriente de magnetización del transformador. Para un convertidor de seis pulsos, está expresión se reduce a

$$PF = \frac{3}{\pi} = 0.955 \qquad \text{(Eq 7.2)}$$

Un convertidor de 12 pulsos tiene un valor máximo teórico de aproximadamente 0.988. Con el solapamiento de conmutación y el retardo de fase, la ecuación se vuelve:

$$PF = \frac{(E_d)(I_d)}{\sqrt{3}\,(E_L)(I_L)} = \frac{3}{\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}\; f\,(\mu.\alpha)} \left(\cos\alpha - \frac{E_x}{E_{do}} \right) \qquad \text{(Eq 7.3)}$$

donde

$E'_d = E_d + E_r + E_f$
E_d = proporción de voltaje directo bajo carga
E_r = caída en la resistencia
E_f = caída adelantada total por elemento del circuito
I_d = corriente de carga DC suplida por el convertidor, en proporción de amperios
E_L = voltaje rms línea a línea primario
I_L = corriente de línea primaria AC, en amperios rms
α = ángulo de retraso de fase
μ = ángulo de solapamiento ó ángulo de conmutación
E_{do} = voltaje DC teórico
E_x = caída de voltaje directo debido a la reactancia de conmutación
y

$$f(\mu, \alpha) = \frac{\sin\mu[2 + \cos(\mu + 2\alpha)] - \mu[1 + 2\cos\alpha\cos(\mu + \alpha)]}{[2\pi\cos\alpha - \cos(\mu + \alpha)]^2} \qquad \text{(Eq 7.4)}$$

El desplazamiento del factor de potencia es el factor de potencia medido por un equipo de medición, y es el que toma en cuenta la subestación alimentadora. Asumiendo sin retardo de fase y despreciando la corriente de magnetización del transformador, el desplazamiento del factor de potencia está dado por la expresión

$$\cos\phi_1 = \frac{\sin^2\mu}{\sqrt{\mu^2 + \sin^2\mu - 2\mu\sin\mu\cos\mu}} \qquad \text{(Eq 7.5)}$$

La Fig 7.2 muestra la relación entre el desplazamiento del factor de potencia y la reactancia del sistema.
Esta relación desprecia la corriente de magnetización del transformador. La corrección de la corriente de magnetización del transformador (I_{mag}) es aproximadamente

$$\cos\phi_1 = \cos\left[\arccos\phi_1 + \arctan\left(\frac{I_{mag}}{I_1} \right) \right] \qquad \text{(Eq 7.6)}$$

donde

cos $Ø_1$ = es el desplazamiento del factor de potencia, excluyendo la corriente de magnetización del transformador

La Fig 7.3 muestra el factor de potencia total de los convertidores de seis y 12 pulsos sin retraso de fase y valores variables de la corriente de magnetización del transformador.

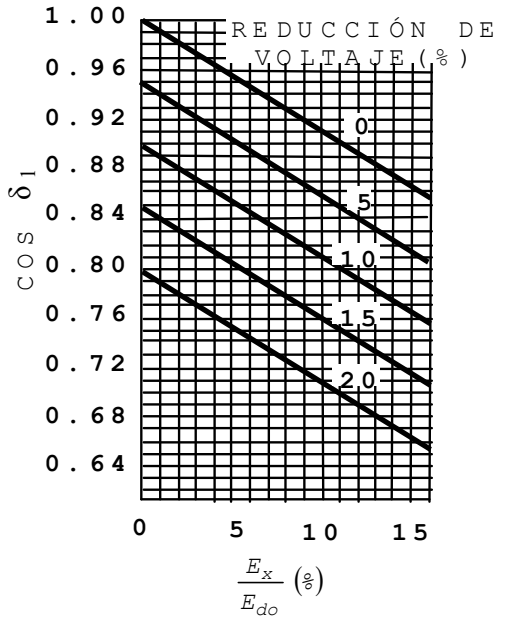


Fig 7.2

Determinación del Desplazamiento del Factor de Potencia (Despreciando la Corriente de Excitación del Transformador)

Los convertidores de potencia estática de conmutación lineal necesitan una fuente de potencia reactiva si ellos son rectificadores ó inversores. En otro caso, el tiristor puede dejar pasar la corriente sólo después de que el voltaje se ha vuelto más positivo que el voltaje de fase previo. El funcionamiento más cerrado es a cero voltios DC (ver Fig 7.4), la mayor potencia reactiva es requerida con la misma corriente de salida. El requerimiento de potencia reactiva de los circuitos convertidores de uso común es una función de la carga y del voltaje de salida y puede ser calculada.

Es posible reducir los requerimientos de potencia reactiva de los convertidores de potencia estática de conmutación lineal

(1) Limitando la cantidad de control de fase requerido durante la operación normal(límite α)
(2) Disminuyendo la reactancia de los transformadores del convertidor (límite μ)
(3) Por el control asimétrico ó secuencial de los convertidores (límite α)

7.1.1 Control de Fase Limitada. Los convertidores de potencia estática usualmente son diseñados para operar en un sistema de potencia con un rango de voltajes que va desde -5% hasta +10% del voltaje nominal. Esto significa que el voltaje del sistema de potencia puede variar en ±10% y todavía operar satisfactoriamente el convertidor. Si se usan otros medios de control de voltaje para mantener el voltaje del sistema de potencia en un rango estrecho, el voltaje del secundario del transformador en el convertidor puede escogerse para que, durante la operación normal, el convertidor sea operado casi cercanamente a una fase adelantada total (menor retraso).

Si la carga que el convertidor está alimentando requiere un ancho rango de voltajes, puede ser usado el control de voltaje de las tomas del transformador para limitar la cantidad de

control de fase usado por el convertidor.

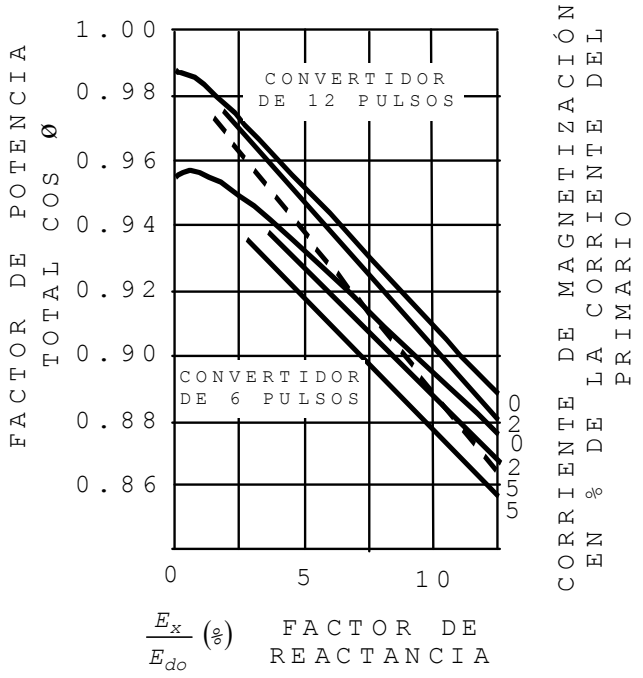


Fig 7.3

Factor de Potencia Total de Convertidores de 6 y 12 Pulsos, α=0

7.1.2 Transformador de Reactancia Baja. La potencia reactiva es requerida para excitar las reactancias de magnetización y de dispersión del transformador. Reduciendo la corriente de magnetización y la reactancia de dispersión se reduce la potencia reactiva y el ángulo de conmutación. Sin embargo, reducir la reactancia de dispersión puede introducir peligros en las protecciones del circuito.

7.1.3 Control Asimétrico ó Secuencial. Mediante el diseño de un convertidor de potencia estática para operar con dos secciones del convertidor en serie, es posible operar una sección de fase completamente adelantada y una segunda sección que adiciona ó sustrae voltaje a ésta primera sección. Debido a que una pequeña parte del convertidor estático total está operando con control de fase, es requerida una pequeña cantidad de potencia reactiva. La Fig 7.4 muestra el requerimiento reactivo de un convertidor simple (línea sólida) y de dos convertidores en serie (línea segmentada).

7.1.4 Otras Consideraciones. La habilidad para reducir los requerimientos de potencia reactiva de un convertidor de potencia estática es algunas veces limitada al número de unidades involucradas y a la economía de usar alguno de los métodos anteriores. El control de voltaje por medio de un transformador regulador puede reducir la cantidad de control de voltaje requerido por el retraso de fase en el convertidor. Una baja reactancia en el transformador del convertidor puede resultar en inaceptables corrientes de corto circuito en el convertidor. El control asimétrico ó secuencial puede ser económico si la aplicación requiere convertidores bastante grandes y por lo tanto se hacen necesarias dos secciones del convertidor.

7.2 Compensación de Potencia Reactiva. Las compañías de electricidad proporcionan estructuras

que están compuestas de dos componentes principales: carga demandada y carga de energía. La primera es el resultado de la inversión en equipos para conocer la cantidad de potencia total del consumidor. La segunda es el resultado del combustible que debe venderse para generar la energía usada.

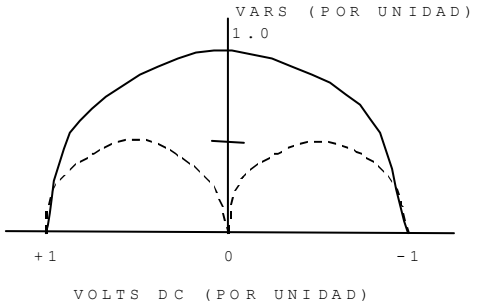


Fig 7.4
Potencia Reactiva vs. Voltios DC del Convertidor

La carga total (kVA) está compuesta por dos componentes en cuadratura: la potencia activa (kW) y la potencia reactiva (kvar), ver Fig 7.5. Si los kVA pueden ser reducidos por el ajuste local de la potencia reactiva, la carga demandada puede ser minimizada.

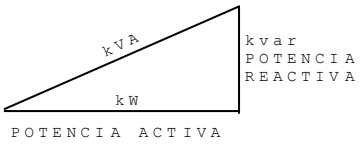


Fig 7.5
Relación entre kW y kvar

Las fuentes de potencia reactiva son

(1) Condensadores de potencia estática
(2) Máquinas sincrónicas
(3) Convertidores de potencia estática con conmutación forzada

7.2.1 Compensación de Potencia Reactiva usando Condensadores de Potencia Estática. Los condensadores de potencia son fuentes baratas de potencia reactiva. Ellos proporcionan vars que son proporcionales al cuadrado del voltaje aplicado. Estos vars causan un aumento del voltaje a través de la reactancia inductiva del sistema de potencia, lo que aumenta los niveles del voltaje de operación. Los condensadores pueden ser cambiados en orden para controlar el voltaje y proporcionar potencia reactiva variable.

Cuatro métodos para el control de vars usan condensadores, que en orden de complejidad, son

(1) Conmutación por interruptores de circuitos de potencia, conmutadores de circuitos, ó conmutadores de vacío
(2) Tiristor con control de fase opuesta conmutando con un reactor en paralelo con el banco

de condensadores

(3) Tiristor opuesto con conmutación de condensadores que encienden ó apagan a corriente cero

(4) Reactor saturable en paralelo con el banco de condensadores

7.2.1.1 Conmutación de Condensadores de Potencia por Interruptores del Circuito, Conmutadores del Circuito, ó Conmutadores de Vacío. Para controlar la potencia reactiva en una base continua, la conmutación de condensadores de potencia por interruptores del circuito, conmutadores del circuito, ó conmutadores de vacío requiere un dispositivo de conmutación que pueda ser operado frecuentemente y pueda interrumpir a corriente cero con un alto voltaje en los contactos sin reencendido. Debido a estos requerimientos, este método es usado solo para conmutar grandes bancos una ó dos veces al día, cuando la demanda varía las condiciones de carga de normal a ligera. El dispositivo de conmutación posee un requerimiento especial que es activado para interrumpir una corriente que adelanta al voltaje en 90°. Cuando estás limitaciones no son una operación desventajosa, éste método de control de vars es mucho más económico. Ver Fig 7.6.

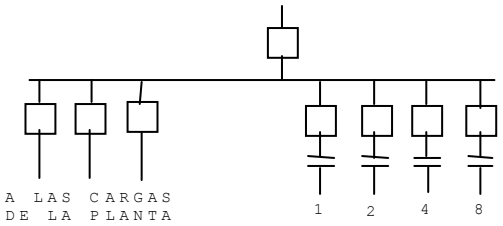


Fig 7.6
Conmutación de Condensadores en Valores Binarios

7.2.1.2 Control de Fase Opuesta de un Reactor (Inductor) Controlado por Thyristor (TCR). El control de fase opuesta de un reactor controlado por thyristor en paralelo con condensadores tiene la ventaja de un control de var suave sobre el rango de operación del equipo. Debido a la conmutación de la corriente en el reactor, se previenen los problemas relacionados con la conmutación del condensador. El control por thyristor de una carga trifásica balanceada causa corrientes armónicas de quinto, séptimo orden, etc. Por consiguiente, los condensadores pueden ser divididos en dos ó más secciones con el afinamiento de los reactores para filtrar estos armónicos. El rango de var del reactor es normalmente igual al rango del condensador para obtener el control completo. Más condensadores pueden ser suplidos si unas bias de vars son necesarias para el sistema. Ver Fig 7.7.

7.2.1.3 Conmutación de Tiristores Opuestos por Condensadores (TSC) a Corriente Cero. La conmutación de tiristores opuestos por condensadores a corriente cero deja al condensador cambiar con otro cambio completo positivo ó negativo en el condensador. El control fino del thyristor permite encender el condensador cuando el voltaje del sistema iguala al cambio en el voltaje del condensador. Esto elimina algunos transitorios en el sistema. Los condensadores son conmutados en pasos finitos cuando la potencia reactiva es necesaria. La conmutación de los condensadores puede ser afinada con un reactor para filtrar los armónicos en el sistema. Este sistema puede también ser usado con unas bias fijas de condensadores para proporcionar vars base con los condensadores de conmutación a ser usados como vars variables. Una combinación de condensadores de conmutación por thyristor y un reactor controlado por thyristor puede ser usada para conseguir el control del vernier entre los pasos del TSC. Ver

Fig 7.8.

7.2.1.4 Reactor Saturable en Paralelo con un Banco de Condensadores. Un reactor saturado en paralelo con un banco de condensadores proporciona un var variable que alimenta aquel requerimiento que no posee circuito de control externo. Este sistema consiste en un reactor auto-saturado en paralelo con un banco de condensadores que puede ser colocado dentro de los circuitos series afinados. El reactor auto-saturado dibuja corrientes ó sobrevoltajes pesados para que la caída de voltaje a través de la reactancia del sistema neutralice el aumento de voltaje en la carga. Como el voltaje del sistema disminuye, la corriente de pérdida dibujada por el reactor y los condensadores en paralelo proporcionan los vars necesarios a la carga. Los armónicos generados por la saturación del hierro son poco compensados por la configuración del arrollado; sin embargo, el condensador paralelo usualmente es proveído de circuitos afinados en serie para los mayores armónicos: quinto, séptimo, etc. Ver Fig 7.9.

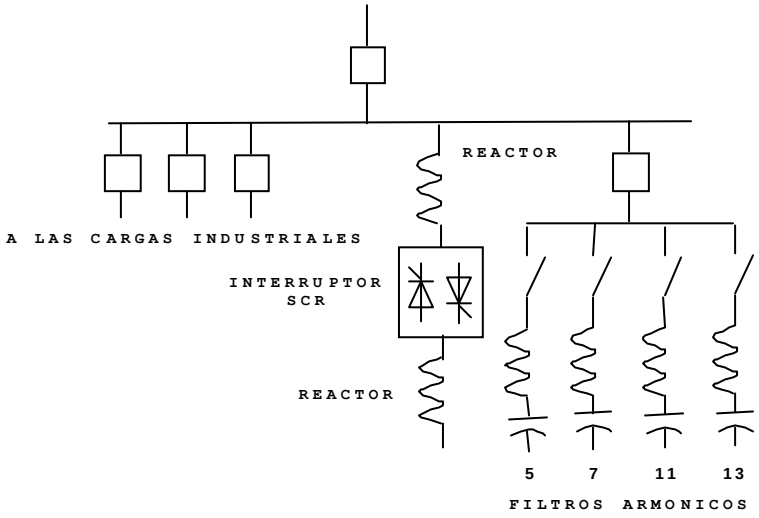


Fig 7.7
Compensador de VAR Estático Usando un Reactor Controlado por Thyristor

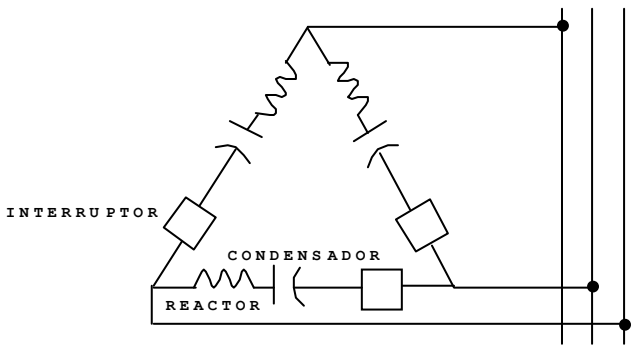


Fig 7.8
Condensador Conmutado por Thyristor

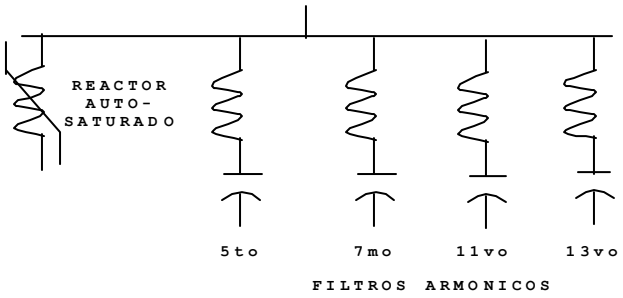


Fig 7.9
Compensación de Potencia Reactiva Usando un Reactor Saturable

7.2.2 Compensación de Potencia Reactiva Usando una Maquinaria Rotativa. Las máquinas sincrónicas pueden ser construidas para operar con un factor de potencia atrasado ó adelantado al controlar la excitación de campo. Esta propiedad puede ser usada para proporcionar compensación de potencia reactiva en una base dinámica con una estrategia de control apropiada.

Una máquina sincrónica es llamada condensador sincrónico cuando éste se destina solamente a la compensación de potencia reactiva. Un condensador sincrónico es a menudo usado con un banco de condensadores fijo igual a los vars de la máquina. Éste permite un rango total de operación que va desde cero hasta el doble del rango de la máquina para vars con el ajuste propio de la excitación de campo.

Un motor sincrónico puede ser clasificado según el tamaño para proporcionar vars. Cuando el sistema incluye motores sincrónicos, las consideraciones se pueden dar para ésta posibilidad porque el incremento en el costo de proporcionar vars adelantados puede ser del todo atractivo. Además, con una estrategia de control apropiada, los vars pueden ser ajustados a los requerimientos del sistema (regulación del factor de potencia).

Cuando las máquinas sincrónicas son usadas para proporcionar compensación del factor de potencia, las siguientes áreas técnicas de interés pueden ser consideradas:

(1) El perfil de tiempo de la demanda en var y kW en la barra a ser protegida

(2) La desviación de voltaje aceptable en está barra (estado fijo y oscilación momentánea)

(3) El perfil admisible de los vars de la máquina sincrónica debe proporcionarse en orden para mantener los límites de desviaciones de voltaje

NOTA: La máquina sincrónica, por virtud de ésta almacena energía magnética, estando en capacidad de proporcionar una compensación instantánea para una perturbación de voltaje. El campo debe ser ajustado para proporcionar compensación completa. El tiempo requerido puede ser reducido por la fuerza del campo con un excitador de campo en el convertidor de potencia estática.

(4) Compatibilidad con convertidores de potencia estática en áreas tales como:

(a) Sensibilidad de voltaje desbalanceado

(b) Calentamiento armónico en líneas AC

(c) Presencia de corrientes

(5) Limites de control que pueden evitar

(a) Exceso en la capacidad del par motor crítico de la máquina

(b) Exceso en los límites térmicos de la máquina

7.2.3 Compensación de Potencia Reactiva Usando Convertidores Auto-Conmutados. La técnica de conmutación forzada para una fase diferente ante el voltaje se vuelve más positiva produciendo vars adelantados. Un ejemplo de éste tipo de convertidor es un inversor usando una célula

completa ó una batería como fuente de energía.

Los convertidores auto-conmutados incorporan su propio medio de conmutación y pueden conmutar independientemente del voltaje de línea. Estos sistemas tienen fuentes de voltaje en lugar de fuentes de corriente, como en la conversión de conmutación lineal. El convertidor auto-conmutado funciona casi igual que un generador de uso convencional; que es, una fuente de voltaje detrás de una impedancia.

La generación de voltaje armónico puede ser controlada por el uso de un número de técnicas diferentes de cancelación, tal como multiplicación de pulso y onda de paso, que cancelan el orden menor de los armónicos pares. El trato de los armónicos remanentes es completamente diferente con el convertidor de conmutación forzada. La inductancia en el lado AC de los convertidores de conmutación forzada ofrece una alta impedancia al paso de altas corrientes armónicas. En casos en que el sistema AC sea relativamente rígido a la reactancia del lado AC, no es requerido ningún control de voltajes armónicos en la barra AC. Un pequeño, filtro pasa-alto paralelo ó un pequeño banco de condensadores con configuraciones de 18 ó 24 pulsos basta debido a que la inductancia del lado AC restringe el flujo de corriente armónica.

7.3 Control de Corrientes Armónicas. El diagrama de la Fig 7.10 muestra un convertidor alimentado por una fuente de potencia, G, sobre una línea trifásica, L_1. La reactancia de la fuente, $X_G + X_{T2}$, y la línea, L_1, están en serie con la reactancia del transformador en el convertidor, X_t. Si una corriente armónica, I_h, fluye entre el convertidor y la fuente, habrá un voltaje armónico $E_h = I_h X_h$ en la localización A. (X_h es la reactancia de la fuente a la frecuencia armónica, h). Cuando existe una extensión, L_2, para alimentar otras cargas, el voltaje armónico en A causará una corriente armónica que fluirá sobre esa línea, aunque la potencia al rectificador será suplida sólo por la línea L_1. El valor más alto de X_h, será el mayor voltaje armónico en A y la mayor magnitud del flujo de corriente armónica sobre la línea L_2. Realmente, las corrientes armónicas de un convertidor pueden fluir en alguna parte de un sistema AC al cuál están conectados, que son determinadas por la impedancia de varias ramas del sistema a las frecuencias armónicas. Los voltajes y las corrientes armónicas pueden ser calculados.

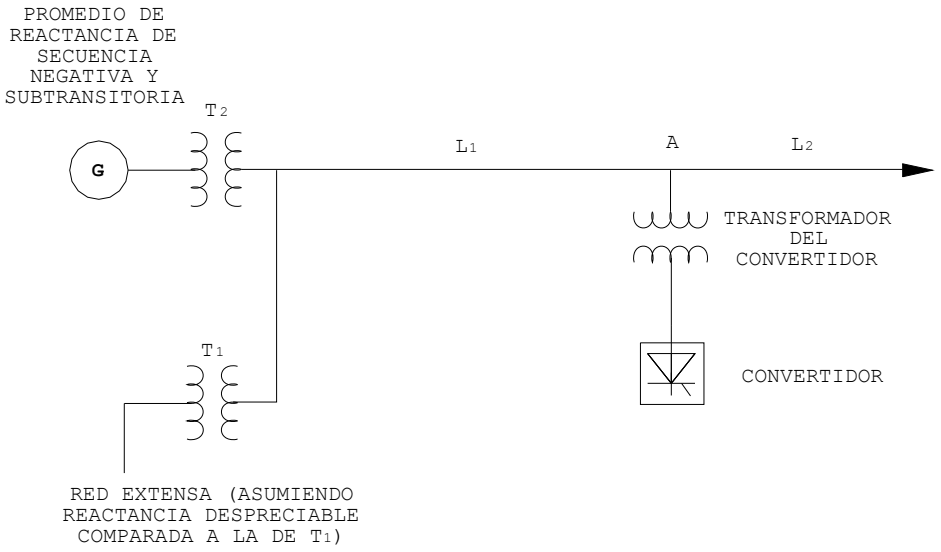
La corriente armónica puede ser controlada por diversas técnicas. Esta incluyen

(1) Filtros paralelos
(2) Multiplicación de fases
(3) Inyección ó compensación armónica

7.3.1 Filtros Paralelos. Los filtros paralelos para la reducción del flujo de corrientes armónicas en un sistema de potencia AC consisten en uno ó más circuitos afinados conformados por circuitos L-C en serie. El filtro comúnmente usado en transmisión HVDC consiste de circuitos individuales afinados para armónicos de 5to, 7mo, 11vo, y 13vo orden más un filtro pasa-alto afinado cerca del 17vo armónico. Los filtros en los sistemas industriales pueden ser más simples porque el tamaño del filtro comparado con la capacidad del sistema es mayor. Los filtros se clasifican normalmente según el tamaño para proporcionar vars para el mejoramiento del factor de potencia así como para el filtrado de corrientes armónicas. Como resultado, el tamaño del filtro es bastante grande para controlar el flujo no solo del armónico para el cuál ha sido afinado, sino también para armónicos de orden mayor. La impedancia del filtro con respecto al sistema de potencia es baja. En sistemas de bajo voltaje, la proporción X/R es pequeña; por lo tanto, un solo filtro es suficiente debido a la adición de amortiguación. El factor de amortiguación es grande con respecto a la pequeña proporción X/R.

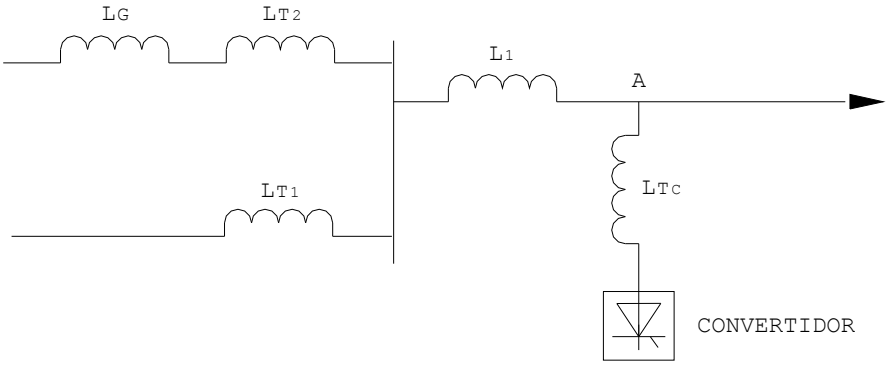
7.3.1.1 Diseño de Filtros Paralelo. Los filtros paralelos constan de dos componentes, el

condensador y el inductor. El condensador debe ser capaz de resistir la suma aritmética de los picos de voltaje de la caída de voltaje armónico y fundamental por el condensador. La corriente vista por el filtro es el voltaje impreso en el filtro dividido por la reactancia total del inductor afinado y del condensador. Cómo la reactancia total es menor que la reactancia capacitiva (la reactancia inductiva tiene signo opuesto a la reactancia capacitiva así que el total es la diferencia entre los dos valores), la corriente fundamental en el filtro será mayor que en el condensador sin reactancia afinada. El voltaje armónico a través del condensador es el voltaje, debido a la corriente armónica, a la cuál el filtro es afinado estando disponible a los tiempos del sistema la reactancia del condensador a la frecuencia afinada.



(a)

Diagrama Esquemático



(b)

Diagrama de Impedancia

Fig 7.10

Sistema de Potencia Mostrando Corrientes Armónicas e Influencia de Voltajes

El reactor debe ser capaz de resistir la corriente rms que entra al filtro. Esto incluye no solo la corriente armónica a la cual es afinado el filtro, sino también a algunas otras corrientes armónicas que puedan estar presentes así como la corriente fundamental.

7.3.2 Multiplicación de Fase. Los convertidores monofásicos son utilizados comúnmente para alimentar cargas pequeñas. Por el bajo costo inicial, un circuito de media onda pueden usarse cuando los requerimientos son pequeños. Los rectificadores de media onda producen incluso armónicos que tienen una componente DC que satura a los transformadores. Esto debe ser evitado, y es por ello que se recomiendan usar los convertidores de onda completa.

El convertidor polifásico típico es una unidad de seis pulsos. Teóricamente, una unidad de 12 pulsos elimina las frecuencias armónicas de 5to, 7mo, 17vo y 19vo orden, etc. Adicionalmente la multiplicación de fase reducirá otras corrientes armónicas. Por ejemplo, un circuito de 24 pulsos es usualmente construido con cuatro puentes de seis pulsos. Cada una de las fases varia en 15° con respecto a la otra unidad rectificada por un transformador de cambio de fase separado ó por bobinas adicionales en el arrollado primario conectado en zigzag ó hexagonal, ver Fig 7.11. Si una unidad de seis pulsos está fuera de servicio, la corriente armónica equivalente a esa unidad estará presente. Grandes instalaciones pueden requerir la adición de filtros paralelos para minimizar las corrientes armónicas. La multiplicación de fases es mucho más efectiva para una instalación en la que son utilizados convertidores con igual tamaño y cargas iguales con retraso de fase.

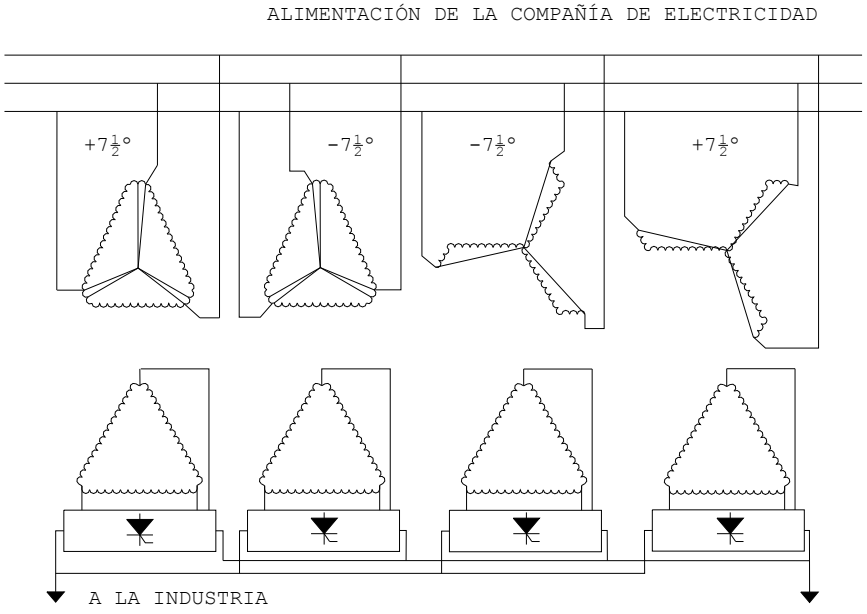


Fig 7.11
Conexiones del Transformador para un Sistema de 24 Pulsos

7.3.3 Inyección Armónica. Las corrientes armónicas pueden ser eliminadas por la inducción de flujo armónico en el núcleo de un transformador con un desfasaje de 180° de los flujos armónicos inducidos por el flujo de corriente en el secundario del transformador.

Los compensadores activos (filtros activos) todavía están en la fase experimental. Estos dispositivos son diseñados para monitorear constantemente la corriente de carga e inyectar una corriente igual en magnitud pero opuesta en fase a la componente distorsionada para de está forma cancelarla.

8. Métodos de Análisis

El cálculo de los niveles de armónicos del sistema resulta en fuentes armónicas en el sistema que requieren de un conocimiento de las características de las fuentes armónicas y una representación de las características de respuesta en frecuencia del sistema. Ambos aspectos del análisis son discutidos en las siguientes subsecciones.

8.1 Cálculos de las Corrientes Armónicas. Muchas fuentes armónicas pueden ser representadas por fuentes ideales de corriente para propósitos del análisis. Es decir, a cada frecuencia armónica, el dispositivo no lineal puede ser sustituido por una fuente de corriente tal como es indicado en la figura 8.1. La suposición que permite está representación es que el voltaje del sistema no esta distorsionado. Para la mayoría de los dispositivos no lineales, la representación es realmente exacta hasta niveles de distorsión armónica de tensión menores del 10%.

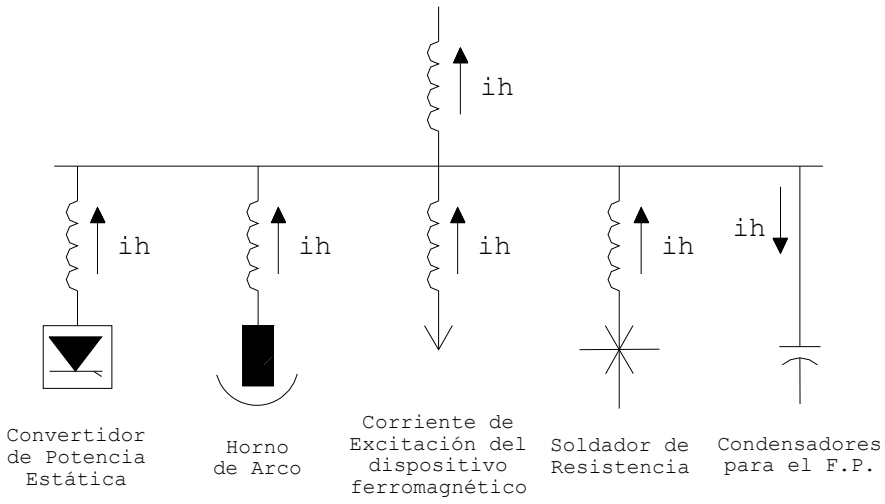


Fig 8.1
Modelación de Cargas no Lineales por Fuentes de Corriente

Las características especificas para diferentes tipos de dispositivos no lineales fueron discutidas en la Sección 4. Básicamente, estos dispositivos se clasifican en tres categorías generales:

(1) Dispositivos del tipo de electrónica de potencia (convertidores, etc.)
(2) Dispositivos del tipo de arco (hornos de arco, luces fluorescentes)
(3) Dispositivos ferromagnéticos (transformadores)

Para dispositivos del tipo electrónica de potencia, las características de la generación de armónicos se pueden obtener frecuentemente de forma analítica. Para dispositivos de arco y transformadores, es usualmente necesario usar las características típicas, a menos que se tenga disponible una mejor información.

8.2 Cálculos de la Respuesta en Frecuencia del Sistema. Una vez que han sido determinadas las características de la fuentes armónicas, pueden ser calculadas las respuesta del sistema para estas fuentes. Elementos importantes del modelo usado para desarrollar estos cálculos incluyen lo siguiente:

(1) Impedancia de corto-circuito equivalente
(2) Bancos de condensadores
(3) Características de las líneas y conductores del sistema
(4) Características de la carga

El análisis del sistema se puede desarrollar usando los cálculos manuales relativamente sencillos para algunos circuitos industriales y para sistemas de distribución sencillos. Sin embargo, muchos sistemas requieren algunos tipos de programas de simulación por computadora que pueden representar el sistema con múltiples frecuencias para el análisis.

8.2.1 Cálculos Sencillos. Los cálculos manuales son limitados a problemas que puedan simplificar el circuito mostrado en la Fig. 8.2. Este circuito es adecuado para analizar muchos circuitos industriales cuando se han aplicado condensadores a la subestación.

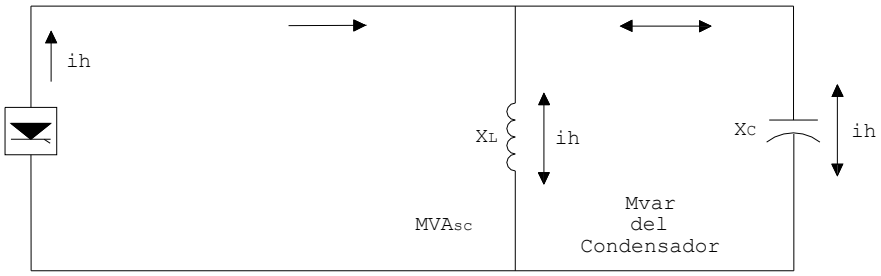


Fig 8.2
Circuito Simple para Cálculos Manuales

El cálculo más importante para este circuito es el de la frecuencia de resonancia. Este viene dado por:

$$h_r = \sqrt{\frac{MVA_{sc}}{M\,var_{cap}}} = \sqrt{\frac{X_c}{X_{sc}}} \qquad \text{(Eq 8.1)}$$

donde:

hr = es la frecuencia resonante como múltiplo de la frecuencia fundamental
MVA_{sc} = es la potencia de cortocircuito en el punto de estudio
$Mvar_{cap}$ = es el valor nominal del condensador al voltaje del sistema
X_c = es la reactancia capacitiva del banco de condensadores a la frecuencia fundamental
X_{sc} = es la reactancia de cortocircuito de la subestación

Si la reactancia calculada está cerca de uno de los armónicos característicos de la fuente, el potencial para problemas deberá ser evaluado adicionalmente.

El próximo paso es calcular la impedancia actual del sistema para los armónicos característicos de la fuente que está siendo considerada:

$$Z(w) = \frac{R + jwL}{1 - w^2(LC) + jwRC} \qquad \text{(Eq 8.2)}$$

donde:

Z(w) = Z_h es la impedancia del sistema en función de la frecuencia fundamental w = 2πf

$R + jwL$ es la impedancia de la fuente en función de la frecuencia

$1/jwC$ es la reactancia capacitiva en función de la frecuencia

Una vez obtenido Z_h para cada armónico característico, puede ser calculada la magnitud del voltaje para cada armónico como sigue:

$$V_h = (I_h)(Z_h) \quad \text{(Eq 8.3)}$$

donde

I_h = la corriente de la fuente a cada armónico característico

Los cálculos adicionales pueden ser desarrollados usando los voltajes y corrientes armónicas individuales: Puede ser importante calcular cantidades tales como la distorsión armónica total (THD) y el producto $I \cdot T$ para interferencia telefónica.

8.2.2 Simulación por Computadora. Cuando el sistema es más complicado que el circuito de la Fig 8.2, se requiere generalmente la simulación por computadora. Con un programa por computadora, se pueden llevar a cabo análisis que incluyan:

(1) Análisis de frecuencia para la respuesta del sistema
(2) Respuestas para múltiples frecuencias armónicas
(3) Solución a sistemas desbalanceados polifásicos

El método empleado comúnmente por un programa de computación para el análisis de armónico es una solución directa de la matriz de admitancia para múltiples frecuencias. Con este tipo de solución, los dispositivos no lineales son modelados como fuentes de voltaje ideales ó fuentes de corriente a las frecuencias armónicas. La frecuencia depende de los elementos del sistema (líneas de transmisión, transformadores, motores, etc.), está deberá ser incluida en los cálculos aún cuando el sistema se suponga lineal para cada frecuencia individual. Para muchos sistemas, la matriz de la admitancia esta esparcida, lo que permite eficiencia en la rapidez de la solución y en la utilización de la memoria.

Otra aproximación que es usada para simulaciones de armónicos ha sido nombrada flujo de carga armónica. Una formulación de la ecuación del flujo de carga se usa opuesta a la solución directa de la matriz de admitancia. Es decir, se incluye la limitación de la potencia en los nodos de la fuente y la carga. En la solución se utiliza el método interactivo Newton-Rapson. La implementación de esta aproximación tiene que ser sólo para sistemas desbalanceados, y es generalmente más aplicable para el análisis de sistemas de transmisión que para sistemas de distribución.

8.3 Modelado de los Lineamientos para el Análisis de Armónicos. Como se menciono previamente, el modelado de los lineamientos para el análisis de armónicos es difícil de desarrollar debido al número de parámetros que pueden afectar las características de respuesta del sistema. Sin embargo, es provechoso identificar las características más importantes del sistema que afectan la respuesta en frecuencia.

8.3.1 Complejidad de los Modelos en General. Para sistemas industriales y de distribución, será generalmente suficiente modelar el sistema en detalle sólo en el lado de baja del transformador reductor del sistema de transmisión. Un cortocircuito equivalente en el lado de alta de dicho transformador será suficiente puesto que la impedancia es generalmente dominada

por el transformador reductor propio. En el lado de baja del transformador reductor, es importante incluir nodos(barras) en todos los puntos de condensadores y cargas grandes. Es usualmente aceptable ignorar la capacitancia de las líneas puesto que los bancos de condensadores dominan a éstos bajos voltajes. Sin embargo, la capacitancia de cualquier longitud significativa del conductor aislado puede ser importante. Cuando se calcula el producto *I·T* a frecuencias mayores (por encima del 25vo armónico), será importante la capacitancia de las líneas de distribución.

La existencia de un banco de condensadores cerca del primario del transformador reductor debe ser modelada debido a que la combinación de la reactancia del transformador reductor en serie con el banco de condensadores es un "filtro" cuando es visto desde la fuente armónica en el lado secundario del transformador.

Los sistemas de transmisión requieren un modelo mucho más complejo que los sistemas de distribución, para determinar exactamente las características de respuesta en frecuencia. Son requeridas representaciones exactas para líneas de transmisión, conductores, bancos de condensadores, cargas y máquinas.

8.3.2 Modelado de Sistemas Trifásicos vs. Monofásicos. Para la mayoría de los estudios de armónicos, una representación del sistema monofásico utilizando el modelo de secuencia positiva será suficiente. Las excepciones para éstas reglas son las siguientes situaciones:

(1) *Cuando esta implicada la interferencia telefónica*. Aquí, la influencia de corriente armónica residual (de secuencia cero) es importante. En este caso, el desbalance del sistema ó de la fuente armónica debe ser representado para determinar exactamente las corrientes armónicas residuales.
(2) *Bancos de condensadores monofásicos*. Los modelos monofásicos balanceados no son suficientes cuando existen bancos de condensadores monofásicos en el sistema. Un modelo trifásico completo es necesario para determinar la respuesta del sistema.
(3) *Fuentes armónicas monofásicas ó desbalanceadas*. En este caso, el desbalance de las fuentes puede sólo ser representado si es usado un modelo del sistema trifásico.
(4) *Fuentes de tensión armónica triplen*. Un modelo trifásico es requerido para demostrar la alta impedancia del flujo de corrientes armónicas triplen.

8.3.3 Modelos de Máquinas y Motores. Los motores y máquinas son representados por sus reactancias sub-transitorias. Normalmente, los promedios de los ejes directos y las reactancias de los ejes en cuadratura son usados. Los motores de inducción son representados por su impedancia a rotor bloqueado si se desconocen las características sub-transitorias. Estas reactancias son multiplicadas por los ordenes de las frecuencias armónicas. Es importante que las cargas de motores grandes sean exactamente modeladas.

8.3.4 Modelos de Conductores y Líneas. Para bajas frecuencias y/o líneas cortas, una simple impedancia en serie es una representación suficiente para líneas. Sin embargo, frecuentemente será importante incluir las capacitancias en paralelo en la representación para líneas y conductores cuando estudios útiles con frecuencias superiores al 25vo armónico sean importantes.

Para líneas de transmisión, correcciones de líneas largas (transposición y capacitancia distribuida) deberán también ser utilizadas para representar correctamente las características de la línea, ver Fig 8.3. Para modelos trifásicos, la corrección de líneas largas se lleva a cabo en los modos de propagación separadamente y luego se reconvierte a valores fasoriales. Esto se hace utilizando el análisis de vector Eigen. Para líneas balanceadas, los modos pueden

ser los modos de componente simétrico.

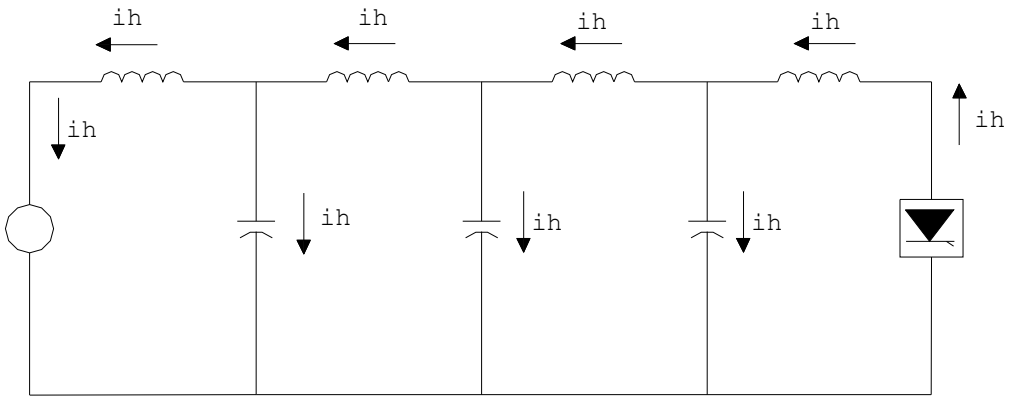


Fig 8.3
Circuito Equivalente de Línea Larga

8.3.5 Modelos del Transformador. El transformador tiene dos componentes implicados que son:

(1) La impedancia de fuga
(2) La impedancia de magnetización

Un modelo de impedancia neta generalmente es adecuado para la impedancia de fuga. Sin embargo, es importante recordar que la componente resistiva de está impedancia no es importante con la frecuencia. Una suposición conservadora usada para estudios de armónicos en sistemas de distribución industriales es que la relación *X/R* es constante con la frecuencia y es igual a diez. Para transformadores de potencia de transmisión, la relación *X/R* típicamente esta en el rango de 20 a 30. Para transformadores de distribución, un rango de 5 a 10 es más típico.

Si el transformador no es una fuente de armónicos significativa, la impedancia magnetizante se puede obviar. Si la producción de armónicos del transformador es significativa, la rama de magnetización se puede modular como una fuente de corriente de armónicos.

Para transformadores trifásicos, las conexiones de los devanados son importantes para determinar el efecto del transformador en las componentes armónicas de secuencia cero. Las conexiones en delta aíslan éstas corrientes de un nivel de voltaje al siguiente.

8.3.6 Modelo de Cargas. Los componentes importantes de la carga para estudios de armónicos fueron descritos en 5.3. Ellos son:

(1) El transformador reductor
(2) La componente resistiva
(3) Los componentes del motor

El transformador reductor se vuelve importante a altas frecuencias porque es una reactancia en serie con la carga. El componente resistivo proporciona amortiguación cuando la respuesta de todo el sistema esta cerca de una resonancia en paralelo (alta impedancia). Los componentes del motor son importantes porque ellos pueden cambiar ligeramente la resonancia del sistema

debido a que son una fuente cuya reactancia esta en paralelo con la reactancia del sistema.

En general, las cargas del sistema tienen sólo un efecto mínimo en las características de respuesta de todo el sistema a menos que el sistema este cerca de la frecuencia de resonancia. Cuando esta cerca de la resonancia, el efecto de la carga es reducir la impedancia resonante pico (amortiguación) ó cambiar la frecuencia de resonancia (inductancia del motor).

8.4 Interferencia Telefónica. Generalmente son usadas dos ecuaciones en Norteamérica.

8.4.1 Factor de Influencia del Voltaje Telefónico. El factor de influencia del voltaje telefónico, V_{TIF} es

$$V_{tif} = \frac{\sqrt{\sum_{h=1}^{H} (T_h Z_h I_h)^2}}{Vl} \qquad \text{(Eq 8.4)}$$

donde

V_l = voltaje línea a neutro fundamental (rms)
I_h = corriente armónica en el sistema de potencia
Z_h = impedancia del sistema de potencia al orden armónico h
T_h = factor pesado de interferencia telefónica(TIF) (curvas 1960 normalmente usadas)
H = limite superior de armónicos, 5000 Hz

8.4.2 Producto *I·T*. La otra ecuación que es frecuentemente usada en el producto $I \cdot T$ es:

$$IT = \sqrt{\sum_{h=1}^{H} (I_h T_h)^2} \qquad \text{(Eq 8.5)}$$

8.5 Cálculos del Escalonamiento Lineal (para Sistemas de Bajo Voltaje). La Fig 8.4 muestra un puente convertidor con control total trifásico típico. Los tiristores operan en pares para convertir tres fases AC a DC mediante el cambio de la carga entre los varios pares de tiristores seis veces por ciclo, Durante el proceso, un breve cortocircuito produce una leve muesca en forma de una onda de voltaje línea a línea.

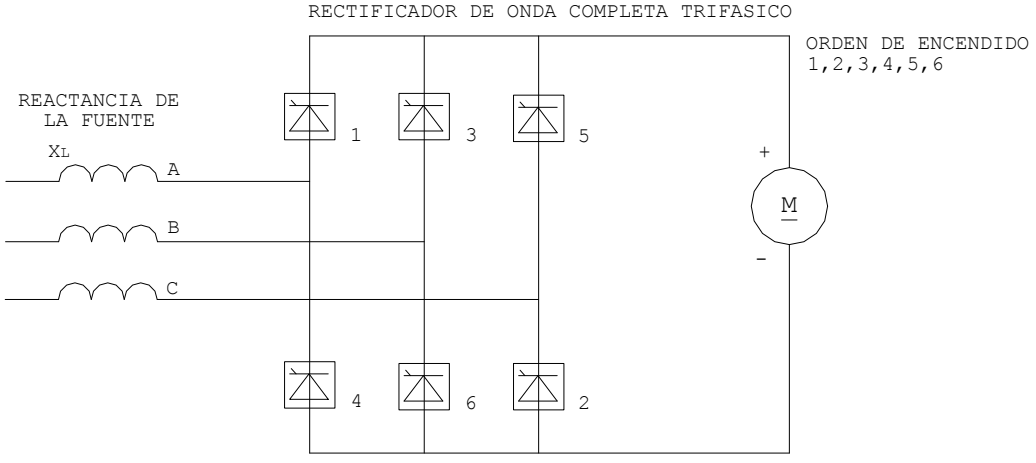
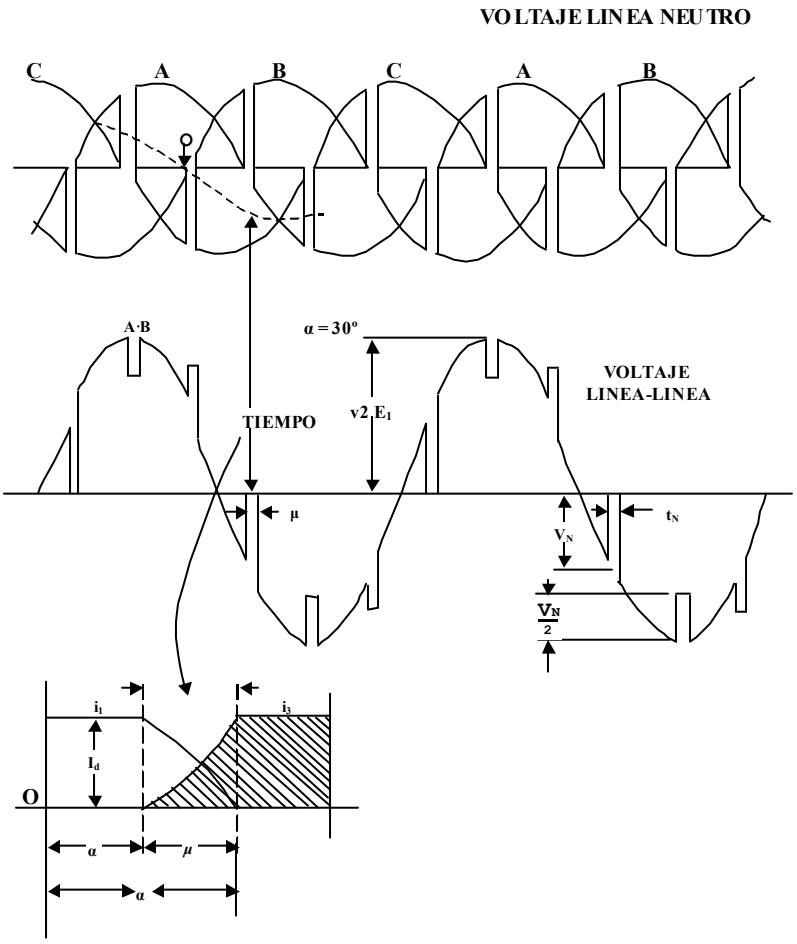


Fig 8.4
Convertidor de Onda Completa Trifásico

La corriente en el convertidor de la Fig 8.4 ha estado fluyendo desde la Fase A a través del thyristor 1. Cuando el thyristor 3 enciende [ver Figs 8.5(a), 8.5(b), y 8.5(c)] al tiempo, *t* (30° sobre un voltaje base línea a línea), la corriente comienza a transferirse desde la Fase A hasta la Fase B. La reactancia de la fuente previene la transferencia instantánea, de este modo el tiempo de conmutación (ángulo) requerido llega a ser el ancho de la muesca, μ.

La muesca resultante es mostrada sobre una base línea a neutro en la Fig 8.5(a) y sobre una base línea a línea en la Fig 8.5(b). La última ilustra claramente la acción de cortocircuito cuando los tiristores 1 y 3 están conduciendo simultáneamente. Las otras muescas reflejan la acción de los tiristores sobre las otras fases de la circuitería AC.

8.5.1 Cálculos del Área de la Muesca. El área de la muesca depende de los voltios-segundos absorbidos en los circuitos desde la fuente hasta el punto del circuito considerado de interés. El área de la muesca es una indicación del efecto que el convertidor de potencia estática tendrá sobre otras cargas.



NOTA: Las otras dos fases son iguales a la A-B. Se exagera el ancho de las muescas y se omiten los límites como aclaratoria.

Fig 8.5
Muescas de Voltaje

El área de la muesca se calcula (referirse a la Fig 8.6) como sigue:

$$V_N = \frac{L_L e}{L_L + L_t + L_s} \quad \text{(Eq 8.6)}$$

$$t_N = \frac{2(L_L + L_t + L_s)I_d}{e} \quad \text{(Eq 8.7)}$$

$$A_N = V_N t_N \quad \text{(Eq 8.8)}$$

Donde

V_N = profundidad de la muesca, en voltios (línea a línea), de la muesca más profunda del grupo

t_N = ancho de la muesca, en microsegundos

I_d = convertidor de corriente dc

e = voltaje instantáneo (línea a línea) justamente anterior a la muesca de las líneas a ser conmutadas

L = inductancia, en Henrios, por fase

A_N = área de la muesca, en volt-microsegundos

también,

$$e = \sqrt{2}E_L \quad \text{(Eq 8.9)}$$

Combinando las ecuaciones anteriores,

$$A_N = 2I_d L_L \quad \text{(Eq 8.10)}$$

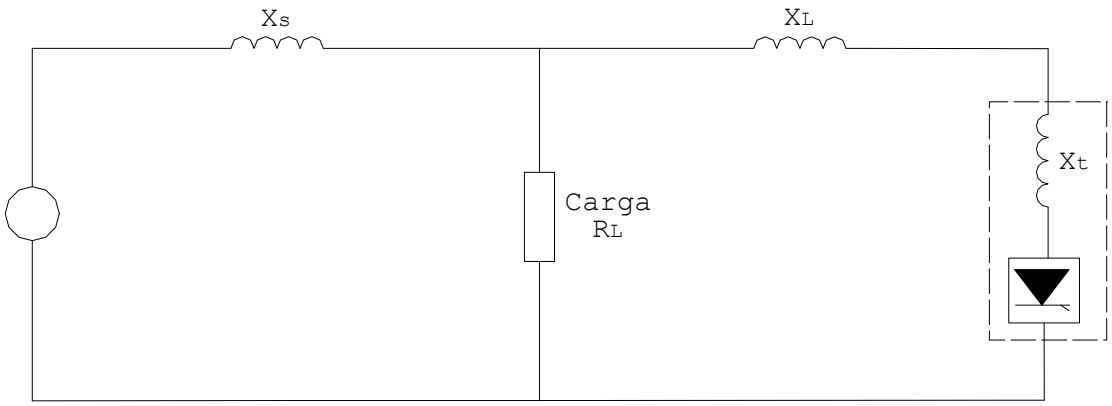


Fig 8.6
Diagrama de Impedancia

8.5.2 Cálculo de la Inductancia de la Fuente, la Inductancia del Transformador (para 600 V y menores). Los transformadores tipo secos usados en los convertidores a este voltaje tienen reactancia y resistencia aproximadamente igual cuando se consideran las características transitorias del fenómeno de conmutación. La siguiente ecuación puede entonces ser aplicada:

$$induc\ tan\ cia\ \ del\ \ transforma\ dor\ = \frac{X}{(\sqrt{2})\,(2\pi f)} \cdot \frac{E_L}{\sqrt{3} I_1}\ Henrios \qquad \text{(Eq 8.11)}$$

donde

X = reactancia por unidad de la placa del transformador

E_L = cantidad de voltaje línea a línea

I_1 = cantidad de carga total AC

f = frecuencia de línea

Se asume arriba que $X_L = R_L$.

8.5.3 Cálculo de la Inductancia de la Línea. Típicamente, la inductancia de la línea por fase en una línea trifásica AC puede ser considerada como 0.3 µH por pie de línea, ó también asumiéndose 1 µH/m.

8.6 Distorsión Armónica Total. La distorsión armónica total (THD) es usada para definir el efecto de los armónicos al voltaje del sistema de potencia. Está es usada en sistemas de baja tensión, media tensión, y alta tensión. Ésta es expresada como un porcentaje de la fundamental y viene definida por

$$THD = \sqrt{\frac{suma\ de\ todos\ los\ cuadrados\ de\ las\ amplitudes\ de\ todos\ los\ voltajes\ armónicos}{cuadrado\ de\ la\ amplitud\ del\ voltaje\ fundamental}} \cdot 100\% \qquad \text{(Eq 8.12)}$$

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{50} V^2{}_h}}{V_1} \cdot 100\% \qquad \text{(Eq 8.13)}$$

(Ver Sección 4 para armónicos específicos generados por diferentes cargas.)

8.6.1 Relación Entre Escalonamiento Lineal y Distorsión Armónica Total. Ver Figs 8.5 y 8.7.

De lo anterior, para f_1 = 60 Hz y E_L = 460 V,

$$V_h = \sqrt{\sum_{h=5}^{\infty} (V_h)} = \sqrt{\frac{2^* V_N t_N + 4^* \left(\frac{V_N}{2}\right)^2 t_N}{\frac{1}{f_1}}} \qquad \text{(Eq 8.14)}$$

* El "2" se refiere a las dos profundidades de la muesca y el "4" se refiere a las cuatro medias muescas

$$V_H = \sqrt{3\ V^2{}_N t_N f_1} \qquad \text{(Eq 8.15)}$$

$$\rho = \frac{L_L + L_t + L_S}{L_L} \qquad \text{(Eq 8.16)}$$

$$V_{NMAX} = \frac{\sqrt{2} E_1}{\rho} \qquad \text{(Eq 8.17)}$$

$$A_N = V_N t_N \qquad \text{(Eq 8.18)}$$

$$THD_{MAX} = 100 \sqrt{\frac{3\sqrt{2} \cdot 10^{-6} A_N f_1}{\rho\ E_L}}\% \qquad \text{(Eq 8.19)}$$

donde

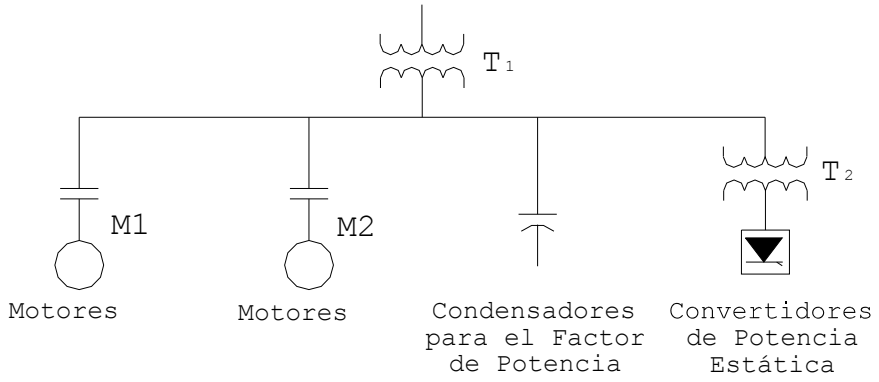
$$THD_{MAX} = 0.074 \sqrt{\frac{A_N}{\rho}}\% \qquad \text{(Eq 8.20)}$$

ρ = la relación de la inductancia total a la inductancia común del sistema

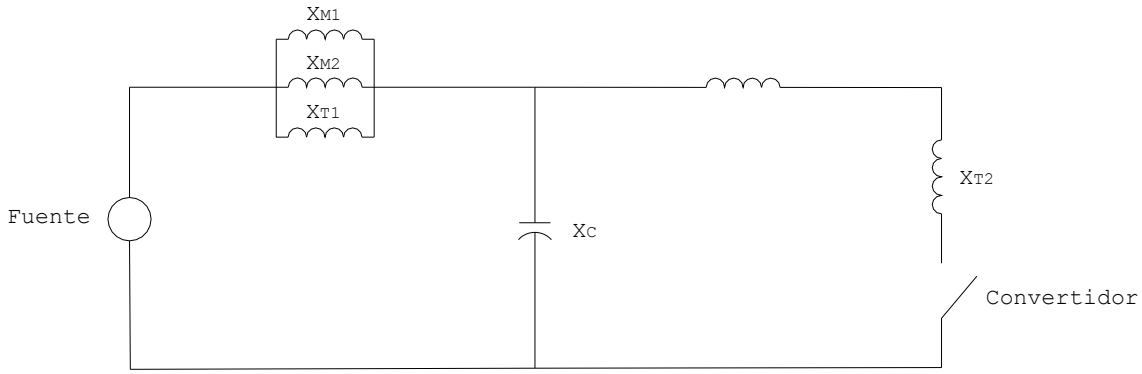
f_1 = frecuencia fundamental del sistema de potencia

V_H = suma de los voltajes armónicos rms
Ver 8.5.1 para otros términos.

8.7 Cálculos del Sistema (Bajo Voltaje, Menor a 1000V). Una planta típica para un sistema de distribución es mostrada en la Fig 8.7(a) y un diagrama de impedancia es mostrado en la Fig 8.7(b). El sistema puede ser considerado un circuito RLC. Subsecuentemente el rectificador que es considerado un corto circuito durante la conmutación, es reemplazado por un interruptor de cuchilla en el circuito simplificado. La impedancia equivalente del transformador debe ser incluida en el esquema simplificado.



(a)
Sistema de Potencia Típico



(b)
Impedancia Equivalente

Fig 8.7
Sistema de Potencia Típico y Diagrama de Impedancia Equivalente

8.7.1 Factor de Amortiguamiento del Sistema. En muchos sistemas, el transformador del rectificador más la impedancia de línea es mucho mayor que la impedancia del transformador de distribución así que éste puede ser obviado al calcular el factor de amortiguamiento y la frecuencia natural.

En un circuito con resonancia serie, se puede emplear la siguiente ecuación:

$$factor\ de\ amortiguamiento = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} \qquad \text{(Eq 8.21)}$$

$$frecuencia\ natural,\ \omega_N = \sqrt{\frac{1}{LC}}\ rad/s \qquad \text{(Eq 8.22)}$$

$$frecuencia\ natural,\ f = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{LC}}\ Hz \qquad \text{(Eq. 8.23)}$$

Para el equipo de bajo voltaje, el factor de amortiguamiento del sistema puede ser mayor de 0.5 cuando la frecuencia natural del sistema es menor que 2100 Hz (35vo armónico sobre 60 Hz). A frecuencias mayores de 2100 Hz, se incrementan las pérdidas del sistema, tal como el efecto piel, proporcionando amortiguamiento adicional.

8.8 Cálculo para Mejorar el Desplazamiento del Factor de Potencia. Debido a que la potencia reactiva varia en un thyristor que acciona un motor dado, dependiendo del torque y la velocidad de operación, los requerimientos pueden incrementarse en más de 100% de la velocidad superior disminuyendo hasta la velocidad inferior. Ningún solo de capacitancia puede ser aplicado a un variador para mantenerse cerca de la potencia reactiva constante dentro de su rango de operación. (Los convertidores PWM con diodos rectificadores son la excepción.)

Sin embargo, un grupo de tales variadores puede, por su diversidad, reflejar un requerimiento kilovar más uniforme. Un vatímetro registrador y un varmetro de datos obtenidos sobre un periodo representativo de tiempo pueden establecer la factibilidad de aplicar condensadores sin interrupción para mejorar el desplazamiento del factor de potencia. En muchos casos, la factura de la compañía a cargo de la subestación alimentadora [de cuya potencia, real y reactiva, y el desplazamiento del factor de potencia (FP) puede derivarse] proporcionará está información para clasificar según el tamaño un condensador de potencia económico. La subestación alimentadora proporciona esquemas diferentes con respecto a la potencia reactiva tal que ambos deben ser estudiados y evaluados sobre una base individual.

El conocimiento detallado del modo de operación del variador individual en un grupo puede ser usado para establecer un valor designado de kvars para adicionarse a la potencia reactiva. Cada valor de kW y kvar del variador es derivado de la carga y de la velocidad de los datos característicos, tomando en cuenta las variaciones básicas en modo de operación. La suma de estos valores unidos de kW y kvar con datos similares para otras cargas proporcionará una base global para clasificar según el tamaño los requisitos suplementales de kvar. Si los convertidores se usan para otros propósitos de variar la velocidad de motores, serán requeridas las mismas consideraciones para la carga en cada caso.

Abajo se da un ejemplo que ilustra está aproximación, que está basada en la carga de una planta particular. En resumen, la carga de la planta real es reunida en esta lista.

Motores de Inducción:

1200 kW @ 0.80 PF = 900 kvar
900 kW @ 0.70 PF = 918 kvar

Variadores de Tiristores DC:

600 kW @ 0.70 PF = 612 kvar
1100 kW @ 0.50 PF = 1902 kvar

Otras cargas:

1300 kW @ 0.90 PF = 630 kvar

Total:

5100 kW @ 0.716 PF = 4965 kvar

La Fig 8.8 ilustra el bajo desplazamiento del factor de potencia (0.7165) asociado con esta carga y muestra que una sustracción de 3289 kvar es necesaria para mejorar el desplazamiento del factor de potencia a 0.95. La cantidad de compensación reactiva dependerá de las economías de compensación con respecto a la factura de la compañía a cargo de la subestación alimentadora. Una porción de la estructura dada puede hacer de la compensación la unidad de desplazamiento al económico factor de potencia.

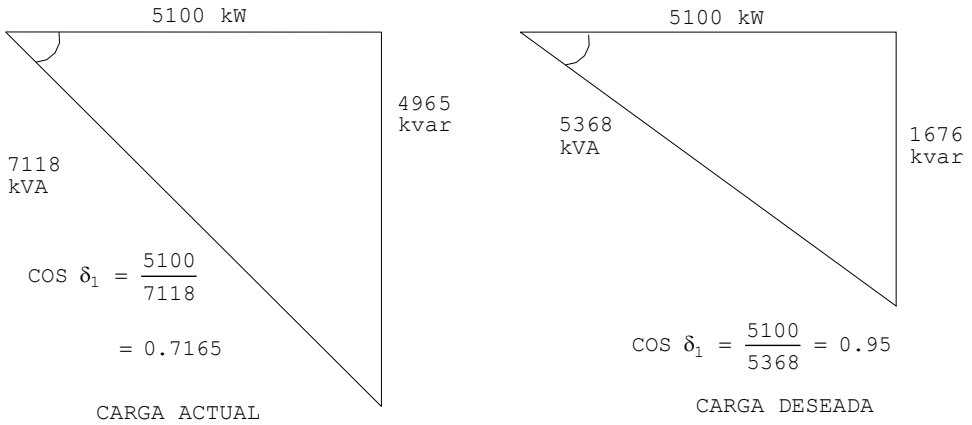


Fig 8.8
Triangulo de Potencia Reactiva para Mejorar el Factor de Potencia

Un banco de condensadores de 3300 kvar se compone fácilmente de unidades estándares. Asumido como tal un banco es aplicado a la barra de alimentación de una empresa a 4160 V, la resonancia del quinto armónico ocurrirá si la capacidad de cortocircuito es de aproximadamente 80 MVA.

$$H_{res} = \sqrt{\frac{MVA_{sc}}{M\,var_{cap}}} = \sqrt{\frac{80}{3.3}} = 4.92 \qquad \text{(Eq 8.24)}$$

Similarmente, la resonancia del séptimo armónico ocurrirá a aproximadamente 150 MVA.

$$H_{res} = \sqrt{\frac{150}{3.3}} = 6.74 \qquad \text{(Eq 8.25)}$$

Dependiendo del nivel de cortocircuito del sistema real, puede requerirse un inductor afinado en cada fase. Si es requerido, debe seleccionarse para suprimir el quinto armónico. Cambiando el tamaño del condensador puede también controlarse el punto de resonancia con algún

sacrificio en el desplazamiento del factor de potencia.

El inductor afinado se clasifica según su tamaño para tomar en consideración los kvar (medidos) del banco de condensadores real, que pueden estar por encima del 5% del valor leído en la placa del fabricante. La reactancia del condensador (frecuencia fundamental X_{cap}) es

$$X_{cap} = \frac{kV^2}{MVA} = \frac{4.16^2}{(3.3)\ (1.05)} = 4.99\ \Omega \qquad \text{(Eq 8.26)}$$

$$X_r = \frac{X_c}{h^2} = \frac{4.99}{25} = 0.20\ \Omega \qquad \text{(Eq 8.27)}$$

donde

X_r = reactancia del inductor afinado a la frecuencia fundamental

= tolerancia de los condensadores

Así, los inductores afinados pueden tener una reactancia por fase de 0.20 Ω a la frecuencia fundamental y una capacidad de corriente de carga del mismo valor que la requerida por el condensador.

Algunas veces surge la pregunta de cuál es el efecto que los bancos de condensadores de potencia tienen sobre la respuesta del convertidor. No debe esperarse ningún efecto adverso en el tiempo de respuesta que lo haga prolongarse como para que la resonancia armónica no este presente en la característica armónica. Realmente, un banco de condensadores de potencia forza la respuesta transitoria del sistema de potencia AC, que puede teóricamente intensificar el tiempo de respuesta.

10. Mediciones

9.1 Generalidades. Las mediciones de corrientes y voltajes armónicos son esenciales para la segura distribución de la energía eléctrica. Las siguientes son algunas razones que realzan la importancia de las mediciones:

(1) Monitorear los valores existentes de armónicos y chequear nuevamente los niveles admisibles ó recomendados.
(2) Probar los equipos que generen armónicos.
(3) Diagnosticar y arreglar las situaciones en las que la actuación de los equipos sea inaceptable a la subestación alimentadora ó al usuario.
(4) Observar los niveles de tierra existentes y rastrear las tendencias a tiempo de voltajes y corrientes armónicas (modelos diarios, mensuales ó estaciónales).
(5) Realizar mediciones para la verificación de los estudios por simulación que incluyan flujo de carga armónica.
(6) Realizar mediciones de corrientes y voltajes armónicos con sus respectivos ángulos de fase. Tales mediciones pueden ser hechas con ó sin una parte de las cargas no lineales conectadas, y puede ayudar el determinar la impedancia del punto de manejo armónico en una situación dada.

Las técnicas usadas para las mediciones de los armónicos son diferentes de aquellas usadas para la medición de los sistemas de potencia ordinarios. El ancho de la banda de frecuencia de las mediciones ordinarias de voltaje, corriente, y potencia pueden ser realizadas con el cuidado de una banda angosta de frecuencia que este cerca de las frecuencias de distribución. Subsecuentemente los anchos de banda más extensos (por encima de los 3 kHz) son requeridos para el estudio de armónicos en sistemas de potencia.

9.2 Equipos Básicos Usados para el Análisis de Voltajes y Corrientes No Sinusoidales

9.2.1 Osciloscopio. La gráfica de la forma de onda en el osciloscopio proporciona una información cuantitativa inmediata acerca del grado y tipo de distorsión. Algunas veces los casos de resonancia son identificados a través de las distorsiones visibles que están presentes en las formas de onda de voltaje y corriente.

9.2.2 Analizadores de Espectro. Estos instrumentos muestran la distribución de potencia de una señal en función de la frecuencia. Un seguro rango de frecuencias es explorado, y todos los componentes, armónicos, e interarmónicos de la señal analizada son mostrados. La forma de la muestra puede ser un CRT ó un registrador del mapa.

9.2.3 Analizadores Armónicos ó Analizadores de Ondas. Estos instrumentos miden la amplitud (y en más unidades complejas, el ángulo de fase) de una función periódica. Estos instrumentos proporcionan el espectro lineal de la señal observada. La salida puede ser registrada, ó puede ser monitoreada por medidores analógicos ó digitales.

9.2.4 Analizadores de Distorsión. Estos instrumentos indican directamente la distorsión armónica total (THD).

9.2.5 Equipos de Medición de Armónicos Digitales. El análisis digital puede ser utilizado con dos técnicas básicas:

(1) *Por medición de un filtro digital*. Este método es similar al filtrado analógico. Los

analizadores de señales digitales de dos canales incluyen el filtrado digital. En el sistema para una medición particular, el rango de frecuencias será el conjunto de mediciones contenidas en los filtros digitales para dicho rango. También, el ancho de banda varia para optimizar la captura de pequeños armónicos cuando se está en presencia de una fundamental muy grande.

(2) *Técnica de la Transformada de Fourier Rápida*. Éstos métodos en tiempo real son muy rápidos, ya que realizan un análisis del espectro permitiendo la evaluación de un gran número de funciones. La conversión analógica-digital multicanal y los mini ó microcomputadores son usados para la adquisición de datos en tiempo real.

9.3 Requerimientos para la Respuesta de los Instrumentos. Para mediciones exactas de armónicos, los siguientes requerimientos importantes deben ser encontrados.

9.3.1 Exactitud. El instrumento debe utilizar la medición de una componente armónica constante (de estado estacionario) con un error compatible con los limites permisibles. Es razonable usar un instrumento con una incertidumbre no mayor al 5% del limite permisible. Por ejemplo, asumiendo un sistema trifásico de 480 V, en el cual el 11^{vo} armónico puede ser menor a 0.70%. El 11^{vo} armónico línea-neutro, V_{11}, es menor de 1.94 V. Esto indica que el instrumento puede tener una incertidumbre menor a ±(0.05)(1.94)= ±0.097 V.

9.3.2 Selectividad. La selectividad del instrumento es una indicación de está habilidad para separar los componentes armónicos a diferentes frecuencias. Una manera práctica de asegurar una buena selectividad es definir los requerimientos para una mínima atenuación de la frecuencia inyectada, mientras el instrumento es situado (afinado) a una frecuencia f_h = 60 Hz. La Tabla 9.1 proporciona la atenuación mínima requerida.

Tabla 9.1

Atenuación Requerida Mínima (dB)

Frecuencia Inyectada (Hz)	Instrumento Dominio de la Frecuencia	Instrumento Dominio del Tiempo
60	0	0
30	50	60
120 a 720	30	50
720 a 1200	20	40
1200 a 2400	15	35

En muchas aplicaciones, la corriente fundamental puede ser mucho mayor en comparación a las corrientes armónicas. Las corrientes armónicas pueden ser lo suficientemente significativas para causar serias distorsiones, como en el caso de la interferencia telefónica. En tales situaciones, el rango dinámico requerido por la vigilancia armónica global en un sistema de potencia se hace importante. Casi todos los dispositivos para medir armónicos pueden encontrarse en un mínimo de 60 dB (0.1% de la fundamental). Un costo extra en los instrumentos puede llegar a colocarlos por debajo de los 90 dB (0.00316%).

9.3.3 Promedio ó Instantáneo. Si la medición de armónicos varía en el tiempo, es necesario una “salida suave” de los componentes con fluctuación rápida para un período de tiempo. Dos factores llegan a ser importantes en este caso: la respuesta dinámica y el ancho de banda.

9.3.3.1 Respuesta Dinámica. Si, por ejemplo, el promedio para un periodo de tiempo de 3 s es deseado, entonces la respuesta de salida del medidor puede ser idéntica a un filtro pasabajo de primer orden con una constante de tiempo de 1.5 ± 0.15 s.

9.3.3.2 Ancho de Banda. El ancho de banda del instrumento afectará fuertemente la lectura, especialmente cuando los armónicos sean fluctuantes. Es recomendable que sean usados instrumentos con un ancho de banda constante para un rango completo de frecuencias. El ancho de banda puede ser de 3 ± 0.5 Hz entre los puntos a −3 dB con una atenuación mínima de 40 dB a una frecuencia de f_h + 15 Hz. En situaciones en las que los interarmónicos y transitorios estén presentes, un ancho de banda más grande causará mayores errores positivos.

La noción de variaciones en la carga con salida suave para una periodo de tiempo debe ser aproximada con un claro entendimiento del ciclo por carga de las cargas perturbadoras. Por ejemplo, con un variador SCR eléctrico que abre con una pala un hoyo en una mina, los armónicos solo aparecerán durante la porción de "empuje" ó "cavado" de la secuencia de operación de la pala. Si se intentará promediar tal evento armónico transitorio durante un largo tiempo, el resultado podría ser pérdida de la información armónica. En el caso de la pala eléctrica en la mina, la habilidad para seleccionar un "instantáneo" sencillo de la corriente y el voltaje durante la porción de empuje de la secuencia de excavación es esencial. Los repetidos instantáneos de los armónicos durante la secuencia de empuje producirán una indicación de los armónicos característicos en el variador para excavado. Por otro lado, la misma definición de los armónicos esta basada en la periodicidad. Por consiguiente, en situaciones en las que el monitoreo de cargas contenga transitorios, es necesario ver una "ventana" de uno ó más ciclos como parte de una onda de estado estacionario periódica. El resultado de la FFT para esta respectiva ventana puede ser considerado como un valor promedio de los armónicos.

En donde los armónicos no siempre sean pronunciados, el promedio será muy útil. El analizador de señal digital de doble canal tiene la ventaja de permitir la selección de un promedio de tiempo variable ó número de ciclos, tal que uno puede ajustar el promedio si es necesario.

9.4 Presentación de Datos Armónicos. El dato medido puede ser presentado en forma de tablas (ver Figura 9.2) ó en forma de gráfico.

Tabla 9.2

Espectro Armónico de Corriente

Frecuencia (Hz)	60	180	420	540	660	780	1020	1140
Amplitud (A)	305	10.3	42.4	2.0	21.7	9.5	9.2	4.6

La salida del analizador es mostrada en la Fig. 9.1.

El espectro mostrado en la Fig 9.2 está dado en escala lineal. Las escalas logarítmicas pueden también ser usadas para revelar componentes armónicos por debajo del 5% de la distorsión más cercana.

Los armónicos variables en el tiempo son convenientemente presentados en función del tiempo, ver Fig 9.2. Las estadísticas dependientes del tiempo pueden ser definidas cuando los armónicos sean fluctuantes. Si un periodo de adquisición de datos, T_D, es dividido en subintervalos m, el tiempo de observación total será $mT = T_D$.

El valor medio de corriente para cada subintervalo es

$$\sum_1^k \frac{I_{kh}}{k} \qquad \text{(Eq 9.1)}$$

donde, durante el subintervalo *T*, se tomarón las mediciones de *k*.

El valor de raíz media es

$$\sum_{1}^{k} \frac{I^2_{kh}}{k} \qquad \text{(Eq 9.2)}$$

Los valores anteriores nos permiten calcular la desviación estándar

$$I_h = \sqrt{I^2_{h\,\max} - I^2_{h\,\min}} \qquad \text{(Eq 9.3)}$$

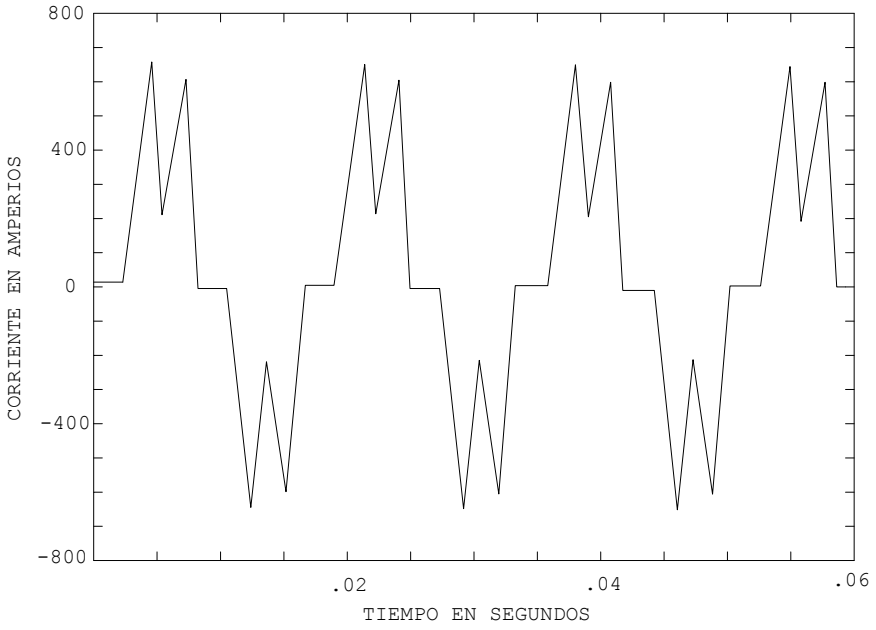


Fig 9.1

Analizador de Espectro - Dominio del Tiempo

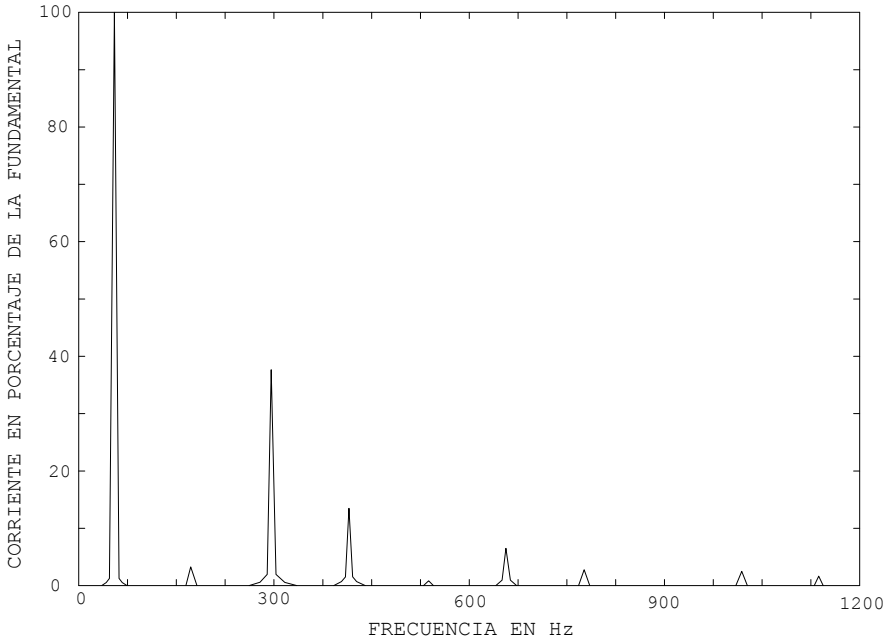


Fig 9.2

Analizador de Espectro -Dominio de la Frecuencia

Los valores máximos y mínimos para cada subintervalo son parte del programa de adquisición de datos.

I_{hmax} = máxima (I_h) sobre los k medidos

I_{kmin} = mínima (I_h) sobre los k medidos

Las distribuciones de probabilidad (a menudo referidas a un histograma), ver Fig 9.3, son gráficas de barra cuyo alto de barra representa la frecuencia relativa de ocurrencia de una cantidad de corriente armónica.

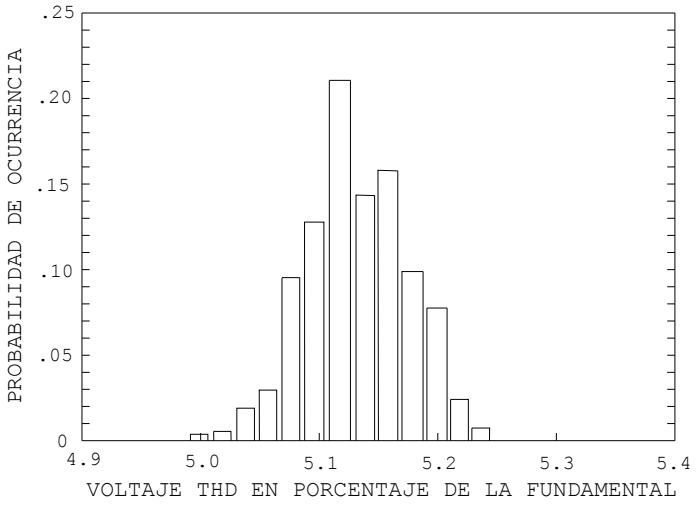


Fig 9.3

Histograma Armónico de Voltaje THD

Esta información puede ser mostrada mucho más convenientemente en la forma de las funciones de distribución inversa, ver Fig 9.4. En esta forma, la información llega a ser una herramienta poderosa en la evaluación del efecto de los armónicos sobre equipos tales como condensadores, motores, transformadores, etc.

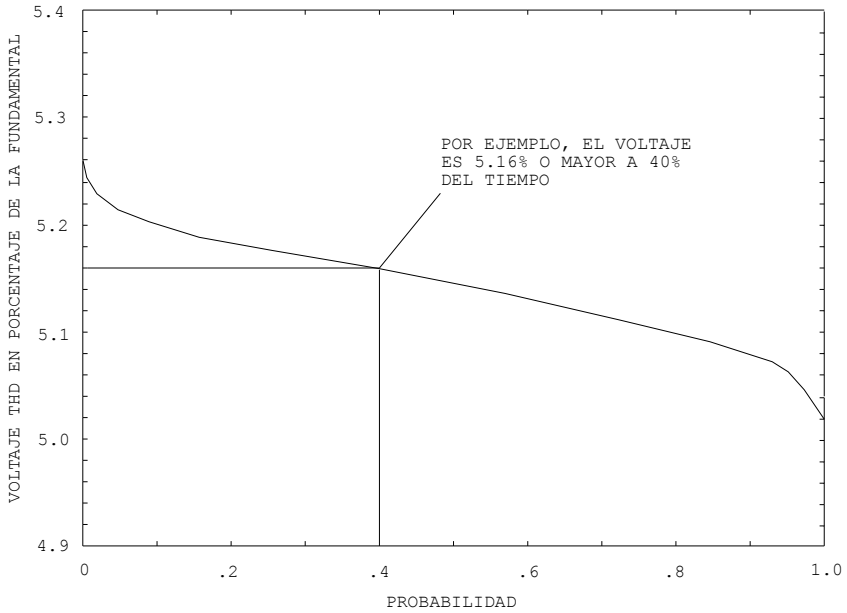


Fig 9.4

Curva de Distribución Armónica de Voltaje THD

9.5 Transductores para las Mediciones de Armónicos

9.5.1 Mediciones de Corrientes

9.5.1.1 Transformadores de Corriente. Para las mediciones de las corrientes armónicas en un rango de frecuencia sobre los 10 kHz, los transformadores de corriente normales que son usados para la medición de los mecanismos de control y relés tienen una precisión superior a 3%. Si la carga CT es inductiva, entonces habrá una pequeña fase cambiando en la corriente. El efecto Hall ó los transformadores de corriente sobre retenidos están disponibles para retener la corriente alrededor de los cables conductores del secundario del transformador para proporciona una señal de salida que pueda ser alimentada directamente dentro de un instrumento.

Los conductores protegidos (cables coaxiales ó triaxiales) son un imperativo de resultados exactos. Los procedimientos propios de protección y aterramiento deben seguirse para reducir la captura de voltajes parásitos (ver IEEE Std 518-1992 [B1]).

El cable coaxial es apropiado para conductores relativamente cortos. Si se es forzado a medir a distancias que van desde diez a cientos de metros, ó sí el sensor esta cerca de un alto voltaje, el uso de un convertidor de voltaje-frecuencia en el sensor, un cable de fibra óptica no metálica para transmitir, y un convertidor de voltaje-frecuencia apropiado al final del receptor será muy útil para evitar la captura de señales indebidas así como también para proporcionar una barrera de seguridad.

9.5.1.2 Bobina Exploradora. El campo magnético en la proximidad de un conductor ó bobina que transporta información sobre los componentes de corriente que generan dicho campo. La amplitud del voltaje armónico inducido en una bobina exploradora, ver Fig 9.5, es proporcional al área efectiva de la bobina, al número de vueltas, la amplitud del campo magnético armónico perpendicular a la superficie de la bobina, y la frecuencia de los armónicos.

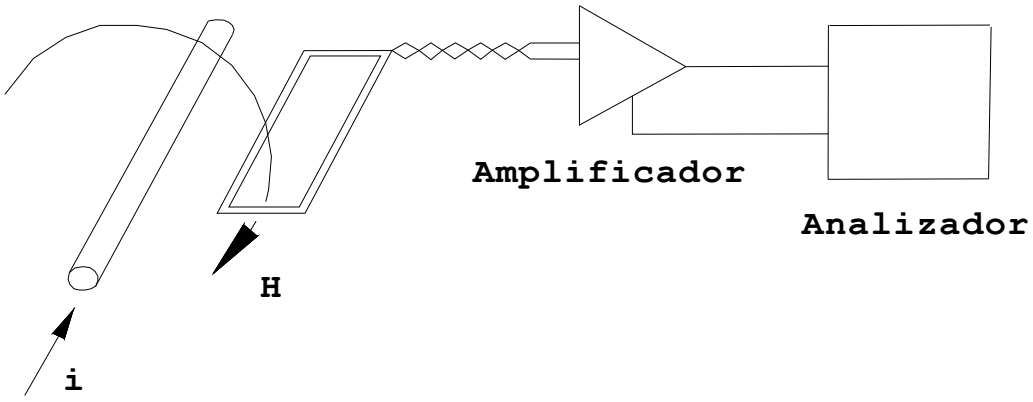


Fig 9.5
Esquema de una Bobina Exploradora

En tales mediciones, la medición del campo magnético puede aumentar por las contribuciones de más de una fuente. El campo magnético es inversamente proporcional a la distancia de la fuente. Donde sea posible colocar la bobina exploradora a una pequeña distancia, *d*, del

conductor, mientras otros conductores estén localizados a distancias mayores de 20*d*, las mediciones de los valores en los conductores escogidos no serán sustancialmente cambiados por los campos de otros conductores.

9.5.1.3 Bobinas Rogowski ó Tornillos Sin Fin Maxwell. Estos dispositivo son bobinas devanadas sobre mandriles de plástico flexible tal que ellos pueden ser usados como dispositivos sobre retenidos. Estos poseen un núcleo no metálico, así que los problemas de saturación del núcleo son evitados con la presencia de corrientes alternas muy grandes, tal como una alimentación de 60 a 100 kA para un horno de arco, ó corrientes directas.

9.5.2 Mediciones de Voltaje. En sistemas de baja tensión, el analizador puede ser conectado a los terminales donde deban determinarse los componentes de voltaje. En sistemas de media y alta tensión, los medios de atenuación son usados tal como se describe en los siguientes párrafos.

9.5.2.1 Transformadores de Voltaje Magnético. Los transformadores de voltaje magnético, que están más fácilmente disponibles, son diseñados para operar a la frecuencia fundamental. La resonancia de la frecuencia armónica entre las inductancias y capacitancias de los arrollados puede causar una relación grande y errores de fase. La Fig 9.6 presenta las variaciones típicas de la relación del transformador vs. frecuencia. Para armónicos de frecuencias menores de 5 kHz, la exactitud de los transformadores de mayor potencial esta dentro del 3%, lo cual es satisfactorio.

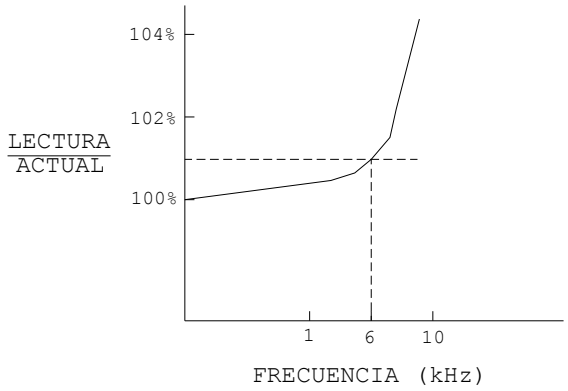


Fig 9.6
Exactitud del Transformador de Potencial

9.5.2.2 Transformadores de Voltaje Capacitivo. Los transformadores de voltaje capacitivo no pueden ser usados para la medición de armónicos de voltaje porque, típicamente, la menor frecuencia de resonancia pico aparece a frecuencias menores de 200 Hz.

9.5.2.3 Divisores de Voltaje Capacitivo. Los divisores de voltaje capacitivos son fácilmente construidos, ver Fig 9.7. En subestaciones de alto voltaje, los aisladores de manguito que son equipados con una derivación capacitiva proporcionan un medio conveniente para la medición de los componentes de voltaje. La alta impedancia de entrada de los instrumentos amplificadores debe ser incluida en tales mediciones. Para mejores resultados, el amplificador de entrada debe ser operado por batería ó puede usar una protección apropiada y una alimentación aislada. Los cables conductores de los condensadores de bajo voltaje a la entrada amplificada pueden

ser tan cortos como sea posible. En general, los cables conductores cortos desde el amplificador hasta el analizador querrán reducir enormemente el ángulo de error cuando se midan los ángulos de fase. Estos dispositivo tienen un límite sobre la carga que ellos pueden suplir sin saturarse, del requerimiento para un amplificador de alta impedancia.

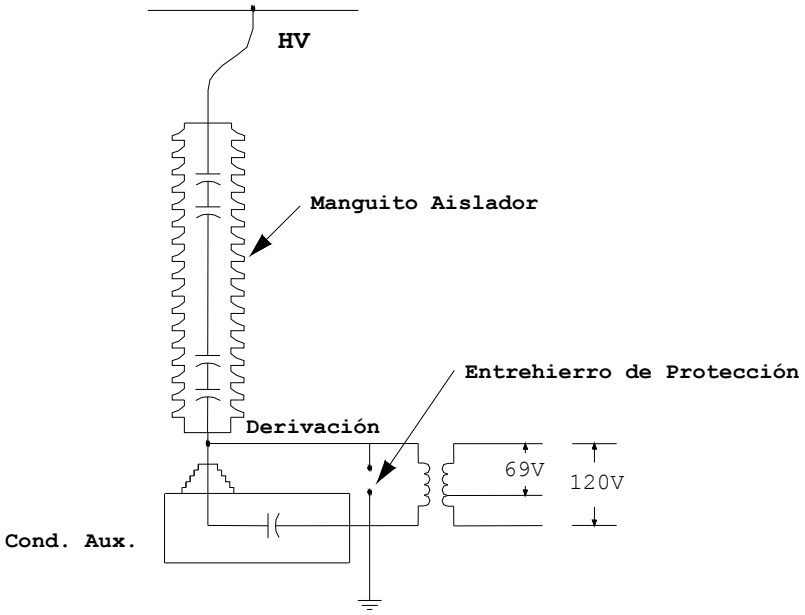


Fig 9.7
Divisor de Voltaje Capacitivo

10. Prácticas Recomendadas para Consumidores Individuales

10.1 Generalidades. Está sección describe los límites de distorsión de corriente que son aplicados a consumidores individuales de energía eléctrica. La sección 11 describe la calidad de la potencia eléctrica que el productor debe surtir al consumidor. Estas limitaciones son para el beneficio de ambas partes involucradas. Esta recomendación reemplaza a la norma IEEE 519-1981 y esta enfocada al punto de acoplamiento común (PCC) con la interfaz subestación alimentadora-consumidor. Específicamente excluye aquellos medios de corriente directa de alta voltaje (HVDC) y sistemas con control de var (potencia reactiva) estático (SVC) poseídos y operados por la subestación alimentadora. Tales instalaciones, que son generalmente grandes en valores de MVA con impactos potencialmente sustanciales en el funcionamiento del sistema de potencia en general, justifican estudios armónicos más extensos y una aproximación más conservadora al control armónico que aquellos recomendados aquí.

Sería ideal si fuera posible controlar los armónicos con una magnitud semejante a la de aquellos efectos armónicos causados por la conexión de cargas generadoras de armónicos siendo nulo en cada punto del sistema completo abarcando el propio circuito del consumidor, el circuito de la subestación alimentadora, y otros circuitos de consumidores. En la realidad, sin embargo, los factores económicos y la efectividad del control de armónicos debe ser equilibrada; ya que algunos efectos armónicos son inevitables en algunos puntos del sistema. La recomendación descrita en este documento intenta reducir los efectos armónicos en algún punto del sistema completo estableciendo los límites para ciertos índices armónicos (corrientes y voltajes) en el punto de acoplamiento común (PCC), un punto de medición, ó cualquier punto de forma tal que la subestación alimentadora y el consumidor puedan acceder al punto para la medición directa de índices armónicos significativos a ambos o pueden estimar el índice armónico en el punto de interferencia (POI) a través de métodos mutuamente conformes. Dentro de una planta industrial, el PCC es el punto entre la carga no lineal y otras cargas.

Los buenos índices armónicos están caracterizados por lo siguiente:

(1) Los valores dados por los índices armónicos pueden ser físicamente significativos y fuertemente correlativos a la severidad de los efectos armónicos.
(2) Debe ser posible determinar por mediciones si se reúnen ó no los límites del índice armónico
(3) Los índices armónicos deben ser simples y prácticos para que ellos puedan usarse ampliamente con el caso

Los índices armónicos recomendados son

(1) Profundidad de la muesca, área total de la muesca, y distorsión (RSS) del voltaje deformado en la barra por la conmutación de la muesca (sistemas de bajo voltaje)
(2) Distorsión de voltaje total e individual
(3) Distorsión de corriente total e individual

Como se describió en la Sección 6, el efecto de los armónicos difiere sustancialmente dependiendo de las características del equipo afectado. Por consiguiente, la severidad del efecto de los armónicos impuesta por todos los tipos de equipos no puede ser perfectamente correlacionada a unos, índices simples. Es más, los armónicos característicos de los circuitos de la subestación alimentadora vistos a menudo desde el PCC no son conocidos con precisión. De acuerdo con los requerimientos de los buenos juicios de ingeniería en una base caso por caso,

y esta recomendación de ninguna manera atropella tales juicios.

La adhesión estricta a los límites armónicos recomendados no siempre previene los problemas de aumento, particularmente cuando los límites son aproximados. Es razonable considerar que cambios en el sistema justificaran a menudo la reexaminación. Las mediciones de armónicos deben ser usadas de vez en cuando para determinar la conducta del sistema y el funcionamiento del equipo. El consumidor debe confirmar:

(1) Que los condensadores para corregir el factor de potencia ó los filtros armónicos no están sobre esforzados por los excesivos armónicos.
(2) Que no está habiendo una resonancia serie ó paralela dañada.
(3) Que el nivel de los armónicos en el PCC y en los puntos de utilización no es excesivo.

10.2 Desarrollo de los Límites para Distorsión de Corriente. La filosofía del desarrollo de límites armónicos en está practica recomendada es para

(1) Limitar la inyección armónica de consumidores individuales para que ellos no causen niveles de distorsión de voltaje inaceptables para características normales del sistema.
(2) Limitar la distorsión armónica global del sistema de alimentación de voltaje por la subestación alimentadora.

En orden para los límites desarrollados por la inyección de corriente armónica de consumidores individuales, es primero necesario definir que es significativo para características normales del sistema.

Para propósitos de este documento, se asumirá que el sistema puede estar caracterizado por una impedancia de cortocircuito. El efecto de los condensadores es omitido. Está es una aceptación conservativa para altas frecuencias a cuyos condensadores pueden proporcionar caminos de baja impedancia a corrientes armónicas por fluir. A bajas frecuencias, las condiciones de resonancia pueden causar que la impedancia del sistema sea mayor que la impedancia de cortocircuito asumida. El efecto de las cargas es también omitido. El efecto más importante de las cargas es el de proveer amortiguamiento cerca de la frecuencia de resonancia, por eso se reduce la impedancia vista por la fuente de corriente armónica.

La distorsión de voltaje armónico en el sistema será una función de la corriente armónica inyectada total y de la impedancia del sistema a cada una de las frecuencias armónicas. La corriente armónica inyectada total dependerá del número de corrientes armónicas inyectadas a consumidores individuales y del tamaño de cada consumidor. Por consiguiente, un aprovechamiento razonable para limitar las corrientes armónicas a consumidores individuales es crear límites que dependerán del tamaño del consumidor. Los grandes consumidores tendrán límites más severos debido a que ellos representan una gran porción de la carga total del sistema. En la Tabla 10.3, el tamaño del consumidor es expresado como la relación de la capacidad de corriente de cortocircuito, en el punto de acoplamiento común de los consumidores con la subestación alimentadora, a la máxima corriente de carga de los consumidores. Los límites de corriente armónica individual son expresados en porcentaje de está máxima corriente de carga (demanda).

Los objetivos de los límites de corriente son para limitar el voltaje de frecuencia armónica individual máxima a 3% de la fundamental y el voltaje THD a 5% para sistemas que no tengan una resonancia paralela mayor a una de las frecuencias armónicas inyectadas. Estos límites de distorsión de voltaje son desarrollados en la Sección 11.

Los límites de distorsión de corriente desarrollados asumen que habrá alguna diversidad entre las corrientes armónicas inyectadas por los diferentes consumidores. Está diversidad puede ser

en la forma de las diferentes componentes armónicas a ser inyectadas, diferenciándose en los ángulos de fase de las corrientes armónicas individuales, ó diferenciándose en la inyección armónica vs. los perfiles del tiempo. En el reconocimiento de está diversidad, los límites de corriente son desarrollados tal que el voltaje de frecuencia armónica individual causado por un solo consumidor no exceda los límites de la Tabla 10.1 para sistemas que puedan ser caracterizados por una impedancia de cortocircuito.

Tabla 10.1
Base para los Límites de Corriente Armónica

SCR en el PCC	Voltaje de Frecuencia Armónica Individual Máximo (%)	Asunción Relacionada
10	2.5-3.0%	Sistema dedicado
20	2.0-2.5%	1-2 grandes consumidores
50	1.0-1.5%	Consumidores relativamente grandes
100	0.5-1.0%	5-20 consumidores de tamaño mediano
1000	0.05-0.10%	Consumidores muy pequeños

Si los consumidores individuales encuentran los limites de distorsión de corriente, y no hay suficiente diversidad entre la inyección armónica de los consumidores individuales, entonces puede ser necesario implementar alguna forma de filtrado en los sistemas de la subestación alimentadora para limitar los niveles de distorsión de voltaje. Sin embargo, es más probable que los problemas de distorsión de voltaje puedan ser causados por las características de respuesta en frecuencia del sistema que resultan en la magnificación de las corrientes armónicas a una frecuencia armónica particular. Este cambio en la impedancia del sistema vs. la característica de frecuencia es el resultado de la configuración física del sistema. Está situación tiene que ser solucionada en el sistema de la subestación alimentadora por otro cambio en la localización ó el tamaño de los condensadores, ó diseñando un filtro armónico.

10.3 Límites en la Muesca de Conmutación. La profundidad de la muesca, el factor de distorsión armónica total (THD), y el área de la muesca del voltaje línea a línea en el PCC puede ser limitado como se muestra en la Tabla 10.2.

Tabla 10.2
Clasificación del Sistema de Bajo Voltaje y Límites de Distoreión

	Aplicaciones Especiales*	Sistema en General	Sistema Dedicado†
Profundidad de la Muesca	10%	20%	50%
THD (Voltaje)	3%	5%	10%
Área de la Muesca (A_N)‡	16400	22800	36500

NOTA: El valor A_N para otros sistemas mayores a 480 V puede ser multiplicado por V/480

*Las aplicaciones especiales incluyen hospitales y aeropuertos.

†Un sistema dedicado es exclusivamente dedicado a la carga del convertidor.

‡En voltios-microsegundos a la relación voltaje y corriente.

Estos límites son recomendados para sistemas de bajo voltaje en los cuales el área de la muesca es fácilmente medida por un osciloscopio. Se puede notar que el factor de distorsión

total está relacionado al área de la muesca total, A_N, por la equivalencia dada en la Eq 8.20. La Fig 10.1 define la profundidad y el área de la muesca.

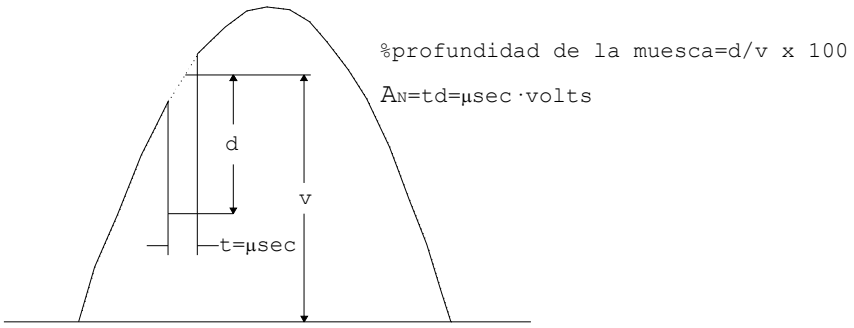


Fig 10.1
Definición de Profundidad de la Muesca y Área de la Muesca

10.4 Limites de Distorsión de Corriente. Idealmente, la distorsión armónica causada por un solo consumidor puede ser limitada a un nivel aceptable en algún punto del sistema; en tanto que el sistema completo puede ser operado sin distorsión armónica substancial en cualquier parte del sistema. Los limites de distorsión armónica recomendados aquí establecen la máxima distorsión de corriente aceptable para un consumidor. Los limites de distorsión de corriente recomendados se preocupan por el siguiente índice:

TDD: distorsión demandada total (RSS), distorsión de corriente armónica en % de la máxima corriente de carga demandada (demanda mínima de 15 ó 30)

Los limites listados en las Tablas 10.3, 10.4 y 10.5 pueden ser usados como valores de diseño de un sistema para "condiciones ideales" en operación normal (condiciones que duran más de una hora). Para periodos cortos, durante arranques altos ó en condiciones inusuales, los limites pueden excederse en 50%.

Estas tablas son aplicadas a rectificadores de seis pulsos y a situaciones de distorsión general. Sin embargo, cuando los transformadores ó convertidores cambian de fase con números de pulsos (q) superiores a seis, los limites para los ordenes armónicos característicos son incrementados por un factor igual a

$$\sqrt{\frac{q}{6}}$$

con tal de que las amplitudes de los ordenes armónicos no característicos sean menores al 25% de los limites especificados en las tablas. Véase un ejemplo en 13.1.

La Tabla 10.3 lista los limites de corriente armónica basados en el tamaño de la carga con respecto al tamaño del sistema de potencia al cual la carga está conectada. La relación I_{sc}/I_L es la relación de la corriente de cortocircuito disponible en el punto de acoplamiento común (PCC), con respecto a la máxima corriente de carga fundamental. Se recomienda que la corriente de carga, I_L, sea calculada como el promedio de la corriente de demanda máxima para los 12 meses precedentes. Así, como el tamaño de la carga del usuario disminuye con respecto al tamaño del sistema, el porcentaje de corriente armónica que el usuario se permita inyectar al sistema de la subestación alimentadora se incrementa. Este protege a otros usuarios del mismo alimentador así como a la subestación alimentadora, que es requerida para brindar una segura

calidad de voltaje a sus clientes.

Toda generación, si está conectada al sistema de distribución, subtransmisión ó transmisión, es tratada como la distribución de la subestación alimentadora y es por consiguiente sostenida por estas prácticas recomendadas.

Tabla 10.3

Limites de Distorsión de Corriente para Sistemas de Distribución en General

(desde 120 V hasta 69.000 V)

Máxima Distorsión de Corriente Armónica en Porcentaje de I_L						
Orden Armónico Individual (Armónicos Impares)						
I_{sc} / I_L	*h < 11*	*11≤h<17*	*17≤h<23*	*23≤h<35*	*35≤h*	*TDD*
<20*	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20<50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50<100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100<1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Incluso los armónicos son limitados al 25% de los limites armónicos impares anteriores.

Las distorsiones de corriente que resulten en una compensación DC, p.e. convertidores de media onda, no son permitidas.

*Todo equipo de generación de potencia está limitado a estos valores de distorsión de corriente, sin tener en cuenta la relación I_{sc}/I_L real.

Donde

I_{sc} = máxima corriente de cortocircuito en el PCC.

I_L = máxima corriente de carga demandada (componente de frecuencia fundamental) en el PCC.

Tabla 10.4

Limites de Distorsión de Corriente para Sistemas de Subtransmisión en General

(desde 69.001 V hasta 161.000 V)

Máxima Distorsión de Corriente Armónica en Porcentaje de I_L						
Orden Armónico Individual (Armónicos Impares)						
I_{sc} / I_L	*h < 11*	*11≤h<17*	*17≤h<23*	*23≤h<35*	*35≤h*	*TDD*
<20*	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
20<50	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4.0
50<100	5.0	2.25	2.0	0.75	0.35	6.0
100<1000	5.0	2.75	2.5	1.0	0.5	7.5
>1000	7.5	3.5	3.0	1.25	0.7	10.0

Incluso los armónicos son limitados al 25% de los limites armónicos impares anteriores.

Las distorsiones de corriente que resulten en una compensación DC, p.e. convertidores de media onda, no son permitidas.

*Todo equipo de generación de potencia está limitado a estos valores de distorsión de corriente, sin tener en cuenta la relación I_{sc}/I_L real.

Donde

I_{sc} = máxima corriente de cortocircuito en el PCC.

I_L = máxima corriente de carga demandada (componente de frecuencia fundamental) en el PCC.

Tabla 10.5

Limites de Distorsión de Corriente para Sistemas de Transmisión en General (> 161 kV), Generación y Cogeneración Dispersa

Máxima Distorsión de Corriente Armónica en Porcentaje de I_L						
Orden Armónico Individual (Armónicos Impares)						
I_{sc} / I_L	$h < 11$	$11 \le h < 17$	$17 \le h < 23$	$23 \le h < 35$	$35 \le h$	TDD
<50	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
≥50	3.0	1.5	1.15	0.45	0.22	3.75
Incluso los armónicos son limitados al 25% de los limites armónicos impares anteriores.						
Las distorsiones de corriente que resulten en una compensación DC, p.e. convertidores de media onda, no son permitidas.						
*Todo equipo de generación de potencia está limitado a estos valores de distorsión de corriente, sin tener en cuenta la relación I_{sc}/I_L real.						
Donde I_{sc} = máxima corriente de cortocircuito en el PCC. I_L = máxima corriente de carga demandada (componente de frecuencia fundamental) en el PCC.						

10.4.1 Consideraciones sobre el Calentamiento de Transformadores. Los limites de distorsión de corriente armónica, como se perfilo en las Tablas 10.3 y 10.4, son sólo una proporción permisible de que la conexión del transformador entre el usuario y el sistema de la subestación alimentadora no estará sujeta a corrientes armónicas que excedan el 5% de la relación de corriente en el transformador tal como se declara en la IEEE C57.12.00-1987[2]. Si la conexión del transformador en el usuario fuera sujeta a niveles de armónicos que excedieran el 5%, la instalación de una unidad grande, capaz de resistir altos niveles de armónicos, pudiera ser considerada. Cuando el flujo de corrientes armónicas a través del transformador sea mayor al nivel de diseño del 5% de la relación de corriente, el efecto de calentamiento en el transformador puede ser evaluado aplicando el método contenido en la IEEE C57.110-1986 [3]. Esta evaluación asegurará que el aislamiento del transformador no se enfatizará más allá de los limites de diseño.

10.4.2 Aplicaciones Probabilísticas de Limites de Distorsión Armónica. Aunque los efectos de los armónicos en equipos, aparatos eléctricos, etc., no son totalmente comprendidos en estos momentos, se reconoce que los límites de distorsión de corriente declarados pueden excederse por periodos de tiempo sin causar daños a los equipos. Al evaluar la satisfacción del usuario con los limites declarados, se recomienda que las gráficas de distribución de probabilidad se desarrollen desde los datos registrados y analizados. Si los limites son solo excedidos por un corto periodo de tiempo, la condición puede ser considerada aceptable. La Fig 10.2 muestra una gráfica de probabilidad típica para corriente armónica en un alimentador de distribución.

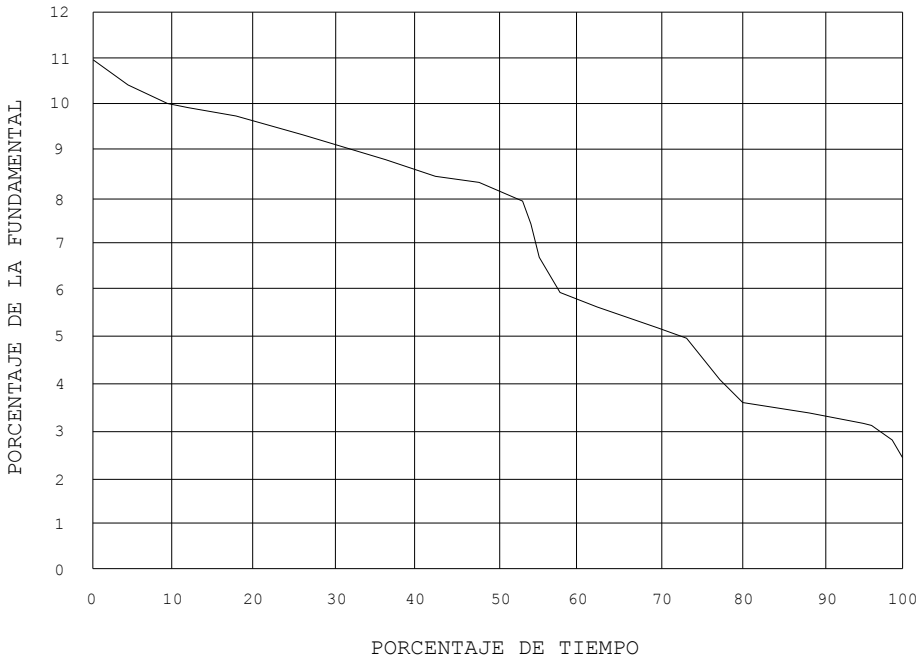


Fig 10.2

Distribución de Probabilidad de Corriente THD

10.5 Fluctuación. Este fenómeno es el resultado de aplicar una carga a un convertidor, disparando este, para entonces reaplicarla algún tiempo después, etc. El convertidor no causa por el mismo la fluctuación. Si este proceso se lleva a cabo a una frecuencia a la cual el ojo humano es susceptible, y si el resultado de la caída de voltaje en el sistema es lo suficientemente grande, una modulación en el nivel de luz de lámparas incandescentes ó fluorescentes se descubrirá. Este es el efecto que da nombre a ese fenómeno, y uno que puede ser cuestión de interés. En los sistemas de potencia modernos, sin embargo, pueden haber otros equipos, tales como computadoras, instrumentación y equipos de comunicación, que sufren efectos deletéreos. Para algunos casos, estos efectos pueden existir aunque la fluctuación de lámparas incandescentes no sea discernible.

La medición de la fluctuación comprende de la cantidad de variación de voltaje del sistema involucrado y de la frecuencia a la cual la variación se repite. La frecuencia puede ser una frecuencia pura simple; pero es más a menudo una banda de frecuencia. Las fuentes de fluctuaciones en sistemas de distribución de potencia pueden ser, por ejemplo, algunas variaciones al azar de la carga representada por un horno de arco fundidor de acero ó un motor elevador de arranque y parada. Una fuente de fluctuación puede ser casi periódica, como en el caso de una soldadora de puntos de avance manual ó paso a paso.

La intensidad de las fluctuaciones (que es, la magnitud de la variación de voltaje) es determinada por los requerimientos de potencia pico de la carga e impedancia de la fuente del sistema de potencia. Cuando se planeen instalar convertidores de pulso, los efectos de la carga del pulso en otras partes del sistema de distribución podrán ser calculados. Esto requiere el conocimiento de:

(1) Los requerimientos de voltios-amperios de la carga, magnitud y frecuencia del pulso
(2) La impedancia de la(s) fuente(s) dentro del sistema de distribución tras un suministro de tal rigidez que las variaciones puedan ser consideradas verdaderamente inconsecuentes
(3) Si ó no equipos que son susceptibles a fluctuaciones están dentro del sector de

distribución expuesto y su grado de susceptibilidad

10.5.1 Limites de las Fluctuaciones. Frecuentemente, el grado de susceptibilidad no es realmente determinable. La Fig 10.3 es ofrecida como una guía de planificación para tales aplicaciones. Está curva es derivada de estudios empíricos realizados por diversas fuentes. Son tan diversas tales curvas existentes que poseen aproximadamente la misma escala vertical.

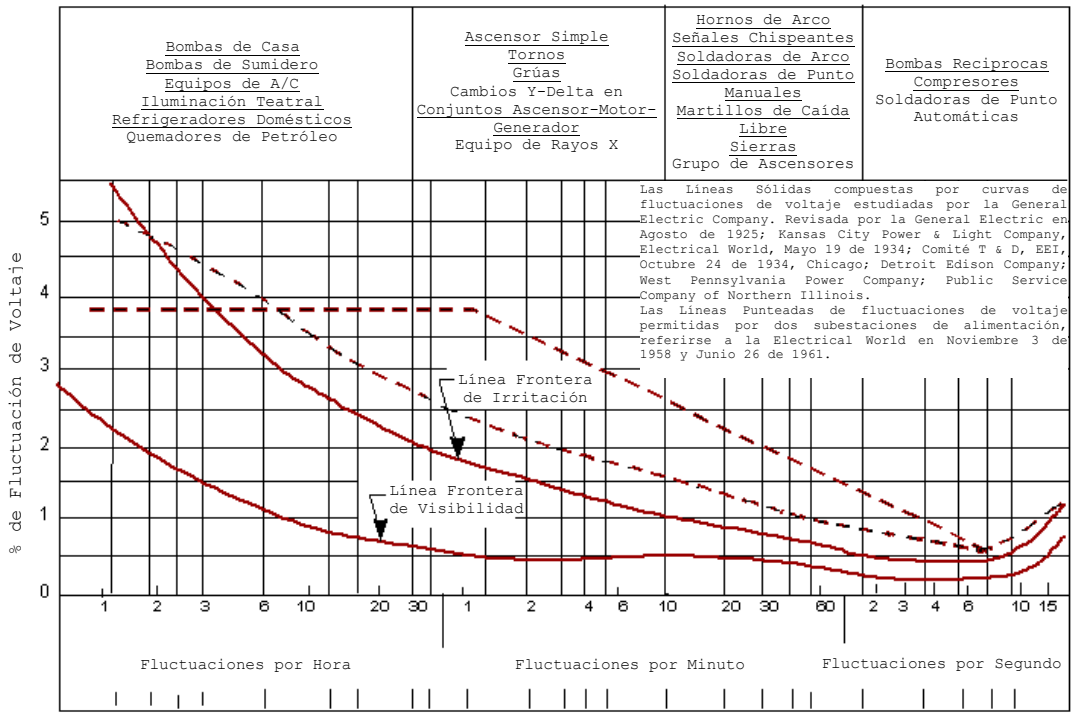


Fig 10.3
Fluctuaciones de Voltaje Permisible Máximo

10.5.2 Compensación por Fluctuaciones. Los métodos por compensación para fluctuaciones potenciales ó existentes son muy parecidos a aquellos usados para la compensación de perturbaciones subtransitorias, tal como los evidenciados por corrientes armónicas ó muescas. Generalmente la técnica más sencilla y eficaz consiste en proporcionar una fuente de potencia lo suficientemente rígida como para que el efecto sea despreciable en el punto donde la fuente de fluctuación se derive del resto del sistema de distribución de potencia. Los métodos compensatorios son usados para simular la fuente rígida. Los condensadores en serie, tiristores para el cambio de inductores con condensadores en paralelo (control de var estático), inductores en paralelo saturables, y tiristores para el cambio de condensadores en paralelo pueden ser usados para mantener un voltaje relativamente fijo en el punto de enlace. Para casos en que tales esquemas sean usados para proporcionar la compensación subtransitoria, la posibilidad de una inestabilidad en todo el sistema de distribución debe ser completamente investigada antes de que se pueda confiadamente aplicar la técnica.

Note que las curvas de la Fig 10.3 están siendo revisadas y deben estar disponibles para 1995.

11. Prácticas Recomendadas para Subestaciones Alimentadoras.

11.1 Generalidades. Los factores que definen la calidad del servicio eléctrico incluyen distorsión armónica además de factores familiares tales como seguridad de servicio (p.e., protección de sobretensión y voltaje de paso y toque), continuidad en el servicio, regulación de voltaje, y fluctuación. Los límites de distorsión recomendados establecen la máxima distorsión de voltaje en el punto de acoplamiento común PCC) para cada consumidor.

Si los límites son excedidos, se deben seguir los siguientes pasos:

(1) Realizar las mediciones de armónicos en el punto seleccionado dentro del circuito de la subestación alimentadora, incluyendo el PCC, y buscar a consumidores con convertidores operando con distorsión de corriente más allá de los límites. Si son identificados, tales consumidores pueden ser informados para que mantengan las distorsiones armónicas dentro de los límites recomendados ya sea mediante la instalación de filtros, reducción en la generación de armónicos ó a través de otros medios.

(2) Instalar filtros para controlar los armónicos.

(3) Instalar un nuevo alimentador. Esto es efectivo en el refuerzo de la fuente y en el aislamiento de los problemas de armónicos. Sin embargo, no siempre es económicamente factible.

Se puede notar que es posible adicionar nuevas cargas de convertidores a circuitos realmente contaminados con armónicos para límites recomendados tanto como convenga el diseño de los filtros que además sean proporcionados.

11.2 Inyección de Armónicos. La forma de onda de los convertidores de corriente AC está determinada por el ángulo de retraso con el cuál comienza la conmutación y por el ángulo de solapamiento. Consecuentemente, la componente de la corriente armónica generada por un convertidor puede no estar en fase con la respectiva componente de corriente armónica generada por otro convertidor conectado al mismo circuito de alimentación. Lo mismo puede ser dicho para la respectiva caída de tensión en la componente de impedancia armónica. La inyección de las contribuciones de los armónicos de voltaje y corriente de convertidores múltiples es conceptualmente sencilla. Las leyes de corrientes y voltajes de Kirchoff son aplicadas a los fasores de cada frecuencia armónica. En la práctica, la inyección rigurosa de componentes armónicos es generalmente imposible. Una cantidad prohibida de datos de fase puede ser recogida y entonces analizada estadísticamente por las variaciones al día.

Un método simple, aproximado y conservador de inyección armónica es recomendado; es decir, resolviendo los circuitos para cada fuente armónica por separado para determinar la corriente de rama y el voltaje de nodo causado por la fuente armónica, para entonces sumarlos. El factor de coincidencia de los convertidores puede ser usado para refinar la inyección si tales datos están realmente disponibles.

Las mediciones de los armónicos pueden ser representadas de vez en cuando en los puntos seleccionados en los que se sospeche un alto nivel de distorsión armónica, para determinar el comportamiento del sistema a confirmar

(1) Que los condensadores, filtros, cables, transformadores de la subestación alimentadora no estén sobrecargados por excesivos armónicos.

(2) Que un dañino grado de resonancias en paralelo o en serie no ocurran.

(3) Que el nivel de los armónicos este dentro de los límites.

El análisis de armónicos basado en los factores de coincidencia de los convertidores puede hacerse para evaluar los resultados de las mediciones y para extrapolar los resultados de la

contribución de los efectos de nuevos convertidores a ser instalados. La confianza en una sola inyección analítica extensa de armónica no es recomendable.

11.3 Armónicos de Corta Duración. Los dispositivos tales como accionadores controlados por tiristores aplicados a un laminador de rodamientos generan incrementos de corrientes armónicas de corta duración cuando el material pasa a través del laminador. La generación de armónicos intermitentes y el esfuerzo eléctrico resultante sobre condensadores, transformadores, y otros aparatos de potencia es algunas veces más tolerable que el esfuerzo causado por la generación constante de armónicos. Los armónicos intermitentes y los armónicos constantes pueden causar efectos similares en cuanto a interferencia de armónicos con circuitos de control, circuitos de comunicación y equipos electrónicos. Es probable sin embargo que la fluctuación sea el mayor problema en este caso y los problemas de armónicos sean secundarios. Una solución al problema de la fluctuación bien puede eliminar los problemas de armónicos.

11.4 Condiciones Anormales para Problemas de Armónicos. Algunas de las condiciones menos comunes conocidas que causan problemas de armónicos son descritas aquí. Estas son, la resonancia natural de la línea de transmisión, la sobrexcitación de los transformadores y la resonancia armónica en circuitos de secuencia cero.

Cada línea de transmisión tiene muchas frecuencias de resonancia naturales determinadas por su distancia, geometría y terminación. La impedancia de entrada de una línea de transmisión puede hacerse cero y resistiva (resonancia serie) o infinitamente grande (resonancia paralela) a la frecuencia natural de resonancia. Si una frecuencia de resonancia serie se encuentra cerca del dominio de los armónicos generados por los convertidores existe el riesgo de una severa interferencia telefónica. El problema se puede corregir cambiando la frecuencia natural de la línea de transmisión (por el cambio de la terminación o longitud de la línea) ó por la previsión del flujo de corriente armónica en la línea mediante un filtro de bloqueo serie, un filtro paralelo, o ambos. Desgraciadamente estas soluciones son a menudo caras.

Debido a las características del núcleo del transformador, los transformadores sobreexcitados producen armónicos de orden impar. Está es una tendencia para operar circuitos de alto voltaje, con un voltaje que es sustancialmente mayor que el nominal por el cambio en los bancos de condensadores muy por delante del incremento en las cargas diarias. Esto asegura el flujo de carga deseada y un voltaje estable, pero puede causar problemas de armónicos. La excesiva potencia reactiva durante condiciones de baja carga puede causar problemas similares.

Una resonancia armónica puede ocurrir en un circuito de secuencia cero bajo las siguientes condiciones:

(1) Que al conectarse el generador en estrella los neutros sean aterrados a través de reactores.

(2) Que los generadores sean conectados a los alimentadores directamente o a través de transformadores con bobinas conectadas en estrella, en el lado del generador, aterrado solidamente, ó a través de reactores en el neutro.

(3) Que los condensadores para corregir el factor de potencia conectados en un arreglo estrella aterrada sean aplicados a lo largo del alimentador.

Estas condiciones pueden ser satisfechas en sistemas poco aislados. El generador de voltaje siempre contiene voltajes armónicos de secuencia cero. Estos voltajes armónicos actúan semejantes a fuentes de voltaje porque involucran pequeñas impedancias internas. Las fuentes de voltaje armónico son conectadas a una combinación serie de una reactancia inductiva (reactancia del generador, reactancia del transformador, reactancia del alimentador y reactancia de aterramiento del neutro) y una reactancia capacitiva. Si los dos son similares en magnitud a una de las secuencias armónicas, un gran valor de corrientes armónicas fluirá

dentro del lazo y causará problemas inusuales tales como altos voltajes de paso y toque, operaciones erróneas de mediciones en kWh para consumidores monofásicos y falsa operación de relés de sobrecorriente aterrados. Una solución es romper el lazo de tierra por el cambio de esquemas aterrados para generadores y condensadores. Es propio el uso de bobinas conectadas en delta en transformadores elevadores rompiendo también el lazo de tierra.

11.5 Límites de Distorsión de Voltaje. Los límites de distorsión de voltaje recomendados (ver Tabla 11.1) son concernientes a los siguientes índices:

THD: Distorsión armónica de voltaje total (RSS) en porcentaje del voltaje de frecuencia fundamental nominal.

Los límites dados en la Tabla 11.1 pueden ser usados como valores de diseño de sistemas para el "peor de los casos", con una operación normal (condiciones que duran más de una hora). Para períodos cortos, durante cortes ó condiciones inusuales, los límites pueden exceder el 50%.

Tabla 11.1
Límites de Distorsión de Voltaje

Voltaje de Barra en el PCC	Distorsión de Voltaje Individual (%)	Distorsión de Voltaje Total THD (%)
69 kV y por debajo	3.0	5.0
69.001 V a 161 kV	1.5	2.5
161.001 V y por encima	1.0	1.5

NOTA: Los sistemas de alto voltaje pueden estar por encima del 2% de THD cuando la causa es un terminal HVDC que se atenuará por el tiempo que se derive para un usuario.

11.6 Límites de Interferencia con los Circuitos de Comunicación. Es difícil emplear los límites especificados en la influencia telefónica que los componentes armónicos de corriente y voltaje puedan imponer sobre los sistemas convertidores. La interferencia real con los sistemas de comunicación de voz en las proximidades de los sistemas de potencia que alimentan a los convertidores depende de un número de factores que no están bajo el control del diseño de sistemas convertidores. Estos factores pueden variar de situación en situación y de vez en cuando como el estado de la técnica de progreso de coordinación inductiva.

Existen algunos datos disponibles que se refieren al rendimiento *I.T* de grandes convertidores usados en oficinas telefónicas para cargar baterías (ver Tabla 11.2). Se puede notar que los valores mostrados en la Tabla 11.2 son dados para propósitos ilustrativos y no son considerados como requerimientos. Así mismo, los valores mostrados son aplicados a la distribución secundaria dentro de la construcción telefónica. El *I.T* en el sistema primario puede ser reducido variando la relación en el transformador de distribución que esta típicamente entre el rango de 40:1 a 60:1. Por ejemplo, un convertidor *I.T* de 100.000 para 240 V, 1600 A, se volvería 2.000 en un primario de 12 kV. Esto, de seguro, es importante porque la exposición con la alimentación primaria será muy grande en una longitud. La Tabla 11.3 da los valores *I.T* típicos para convertidores ferroresonantes de 48 V DC.

Tabla 11.2
Valores Típicos *I.T* para Convertidores de 48 V DC

Voltaje Línea-Línea Trifásico	Rango de Corriente de Salida a Plena Carga del Rectificador	Distribución Secundaria en *I.T*
208/240 V	400	25000
	800	50000
	1600	100000
480 V	400	12000
	800	25000
	1600	50000

NOTA: Para el caso de unidades ferroresonantes que no utilizan cambio de fase, el *I.T* es típicamente mucho menor al indicado en la Tabla 11.3

Estos convertidores eran del tipo de seis pulsos de taps con cambio de fase para permitir operar dos convertidores en paralelo en una base de 12 pulsos ó cuatro convertidores para operar en una base de 24 pulsos. Recientemente, se ha dado la consideración de bajar los valores máximos especificados a una mitad o menos de las figuras anteriores, particularmente cuando la planta de batería este asociada a una oficina de cambio electrónico.

El *I.T* en transmisión primaria es de mucho interés en una compañía telefónica de ingeniería de coordinación inductiva. Aunque no hay requerimientos específicos, la experiencia con problemas de interferencia durante años había proporcionado algunos manuales que pueden ser útiles. Éstos se resumen en la Tabla 11.4.

Las instalaciones sensibles al ruido caen en la categoría I. Los comercios y las plantas industriales caen en la categoría II. Las áreas sin restricción caen en la categoría III.

Tabla 11.3
Valores Típicos de *I.T* para Convertidores Ferroresonantes de 48 V DC

Voltaje Línea-Línea Trifásico (Secundario)	Rango de Corriente de Salida a Plena Carga del Convertidor	Distribución Secundaria en *I.T*
208/240 V	100*	750
	400	1500
480 V	100*	350
	400	750

* Rectificadores monofásicos

Debe señalarse que las pautas anteriores son aplicables a un rango balanceado de componentes residuales en sistemas de potencia. La Tabla 11.4 provee pautas *I.T* representativas para líneas eléctricas que enlacen instalaciones de convertidores industriales y comerciales para distribución primaria y para redes de líneas de transmisión. Las pautas *I.T* idénticas para líneas de transmisión HV y EHV son publicadas en la IEEE Std 368-1977 [8].

Tabla 11.4

Pautas *I.T* Balanceadas para Instalaciones de Convertidores, Líneas Enlazadas(Alimentación)

Categoría	Descripción	*I.T*
I	Niveles que muy a menudo causan interferencia	Menos de 10000*
II	Niveles que causan interferencia media	10000 a 25000
III	Niveles que probablemente causan interferencia	Mayores a 25000

NOTA: Estos valores del producto *I.T* son para circuitos con una distancia entre sistemas sobrecargados, de potencia y telefonía. Dentro de una planta industrial o comercio, la distancia entre la potencia de distribución en cables y líneas telefónicas en cable con pares gemelos es extremadamente baja y normalmente no se encuentra ninguna interferencia. Los productos *I.T* similares a aquellos de la Tabla 11.2 pueden ser usados dentro de las plantas y edificios.

*Para algunas áreas en las que se usa retorno de tierra para líneas telefónicas o circuitos de potencia, este valor puede ser menor a 1500.

12. Metodología Recomendada para Evaluar Nuevas Fuentes Armónicas.

12.1 Generalidades. Un procedimiento para el análisis armónico general puede ser adoptado como parte del proceso de planificación del sistema. Este procedimiento puede ser empleado siempre y cuando se conozcan las grandes fuentes armónicas existentes en un sistema ó cuando se proporcionen generadores dispersos significativos. En el futuro, el procedimiento para el análisis armónico puede ser parte del proceso de diseño general debido al incremento en el nivel de generación armónica asociada con las cargas normales del sistema. Este diseño general es descrito en las siguientes secciones.

12.2 Identificando los Objetivos del Análisis Armónico. El procedimiento para el análisis armónico en general dependerá de los objetivos específicos del estudio a realizarse. Los posibles objetivos incluyen lo siguiente:

(1) Caracterizar los niveles de armónicos existentes
(2) Evaluar un problema del sistema (falla, interferencia telefónica) que puede estar relacionado con los armónicos
(3) Evaluar el impacto de un nuevo armónico producido por una carga, dispositivo, ó un generador disperso en el sistema
(4) Diseñar equipos para el control de armónicos

12.3 Desarrollando el Sistema Inicial por Simulaciones Preliminares del Modelo a Representar. Las simulaciones preliminares pueden ser utilizadas para identificar los niveles de armónicos esperados y las características de respuesta del sistema. Estas simulaciones pueden ser utilizadas para diferentes condiciones del sistema al identificar las condiciones de potencial interés. El modelo del sistema inicial estará basado en el bosquejo de las pautas modeladas en 8.3.

El impacto potencial de las fuentes armónicas individuales será evaluado en éste punto. Si los niveles de armónicos proyectados basados en las pautas modeladas en este documento son aceptables, entonces no será requerida una investigación muy extensa. Si la excesiva distorsión armónica se anticipa, no será requerido ningún análisis ni desarrollo de soluciones al problema.

12.4 Utilizando las Mediciones Armónicas. Las mediciones continúan siendo una parte importante de muchas investigaciones. Para algunas situaciones, puede ser posible lograr todos los objetivos con simulaciones. Sin embargo, las mediciones a menudo serán necesarias por algunas de las siguientes razones:

(1) Para caracterizar niveles armónicos de fondo existentes, incluyendo características estadísticas
(2) Para determinar fuentes armónicas características
(3) Para validar modelos de simulación

Si un convertidor está en continua conducción, este puede ser usado para determinar la inductancia del sistema. La mínima corriente DC (corriente de conmutación) y el área de la muesca son medidos con un osciloscopio. La inductancia por fase puede ser determinada a partir de estos valores. (Ver 8.5.1)

12.5 Utilizando las Simulaciones Detalladas. Las simulaciones detalladas pueden utilizar cualquier medición resultante para la validación del modelo y entonces deben extenderse más allá de las condiciones especificas del sistema asociado con las pruebas de campo. Todas las posibles configuraciones del sistema pueden ser estudiadas, y las condiciones para diferentes cargas pueden ser evaluadas. Las simulaciones deben extenderse en las mediciones de las siguientes maneras:

(1) Analizando diferentes condiciones del sistema, incluyendo posibles condiciones futuras.
(2) Determinando el efecto de nuevas fuentes armónicas en el sistema.
(3) Simulando procedimientos de operación y parámetros de equipos para el control de armónicos.

12.6 Desarrollando Soluciones para Problemas de Armónicos. Las simulaciones serán usadas para desarrollar soluciones a cualquier problema armónico potencial. Las soluciones pueden incluir

(1) Operaciones restringidas
(2) Cambio en las configuraciones del sistema
(3) Filtros Armónicos
(4) Acoplamiento reducido para teléfonos y circuitos de comunicación.

13. Ejemplos de Aplicaciones.

Para entender bien lo que esta practica recomendada significa en términos prácticos, las siguientes dos aplicaciones de ésta son discutidas.

13.1 Ejemplo de una Gran Planta Industrial Suplida con un Voltaje de Transmisión. La Fig 13.1 muestra una planta industrial grande tal como una refinería de aceite ó una planta química siendo servida por una subestación alimentadora de transmisión con un nivel de voltaje de 115 kV. La demanda en el sistema de la subestación alimentadora es de 50 MVA y el 50% de está carga está conformada por convertidores de potencia estática de 12 pulsos. La Tabla 13.1 muestra la distorsión de corriente armónica característica de está carga.

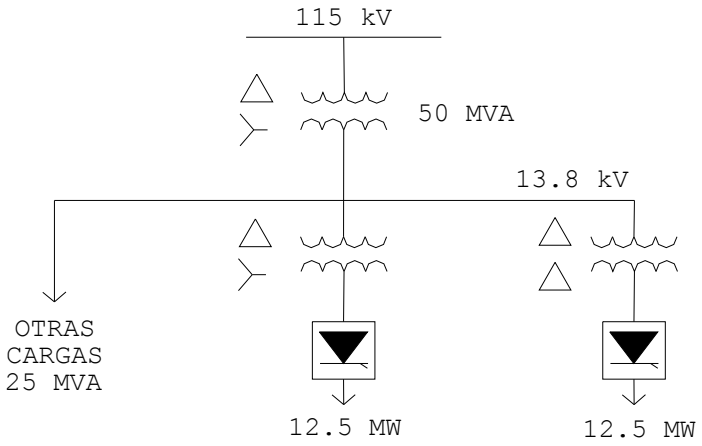


Fig 13.1
Diagrama Unifilar de una Gran Planta Industrial Alimentada con un Voltaje de Transmisión Usado para el Cálculo de las Distorsiones de Voltaje y Corriente

En el PCC a 115 kV, la corriente de carga, I_L, es de 250 A, y la corriente de los convertidores de potencia estática (SPC) es de 125 A. La cantidad de cada una de las corrientes armónicas está basada en los factores que son listados en la Tabla 13.1. La Tabla 10.4 ha clasificado el porcentaje de distorsión de corriente armónica aceptable de acuerdo con el orden armónico desde 69.001 V hasta 161 kV. Los resultados son mostrados en la Tabla 13.2. Así, para una relación de cortocircuito, R_{sc}, de 40, la distorsión aceptable causada por armónicos menores al 11vo es de 3.5%. Desde el 11vo hasta el 17vo, es de 1.75% lo cual es aceptable, etc. En el ejemplo, las distorsiones armónicas características para 12 pulsos (11vo, 13vo, 23vo, 25vo, 35vo, etc.) son mayores que la aceptable aunque estén dentro de los límites para quintos y séptimos armónicos y para otras categorías.

En el ejemplo, la distorsión de la carga con las corrientes armónicas 11va y 13va es mayor que la de la Tabla 10.4, que permite para 115 kV una R_{sc} = 40. El sistema de 12 pulsos no encuentra criterio para una R_{sc} de 50 ó menor. La habilidad del sistema para absorber las corrientes armónicas sin exceder la distorsión de voltaje armónico se muestra en la Tabla 13.3. En este caso particular, una revisión a la subestación alimentadora puede ser hecha para ver si el exceso de la distorsión de corriente es aceptable con tal de que la distorsión de voltaje este dentro de los limites.

La Tabla 13.3 lista los voltajes armónicos resultantes asociados con las corrientes armónicas listadas en la Tabla 13.2. Los voltajes armónicos dependen de la impedancia del sistema a través de la cual las corrientes armónicas deberán fluir. Lo listado en la Tabla 13.3 muestra

como el voltaje armónico disminuye con el tamaño del sistema. Esto evidencia que las corrientes armónicas de ésta planta no distorsionan el voltaje más de lo recomendado por la práctica recomendada. Si hay otros usuarios en esta línea, sin embargo, el sistema de la subestación alimentadora puede ser distorsionado más de lo permitido por está práctica recomendada. Si este es el caso, tal usuario debe corregir la corriente armónica para estar dentro de los límites recomendados por esta práctica recomendada.

Tabla 13.1

Corriente Fundamental por Unidad (I_h) para Corrientes Armónicas Basada en X_c = 0.12 y α = 30°

Armónico	Valor PU	Armónico	Valor PU
1	1.00		
5	0.192	29	0.014
7	0.132	31	0.012
11	0.073	35	0.011
13	0.057	36	0.010
17	0.035	41	0.009
19	0.027	43	0.008
23	0.020	47	0.008
25	0.016	49	0.007

La magnitud de las corrientes armónicas en un convertidor de 12 pulsos que es mostrado en el **tipo audaz** normalmente se toman como el 10% del valor de seis pulsos.

Para convertidores usados en variadores PWM (Modulación por Ancho de Pulso) donde el rectificador alimenta un condensador en el enlace DC, los valores del quinto armónico pueden ser mucho mayores (0.3 pu).

Se debe notar que en la barra de 13.8 kV, la distorsión de voltaje es mayor que la recomendada. Un filtro armónico de tamaño propio aplicado a la barra de 13.8 kV puede reducir la distorsión de corriente y la distorsión de voltaje dentro de los límites de corriente para la subestación alimentadora y los límites de voltaje en la barra de 13.8 kV.

13.2 Ejemplo de Varios Usuarios en un Alimentador de Distribución. La Fig 13.2 muestra una subestación alimentadora de distribución que tiene cuatro usuarios a lo largo del alimentador. Cada usuario ve un valor diferente de cortocircuito ó tamaño del sistema. Los casos A hasta D son descritos en la Tabla 13.4. De las Tablas 13.5 a la Tabla 13.8, el Caso A, lista la distorsión de corriente de cada uno de los usuarios en función de la carga del convertidor de potencia estática. Se debe notar que el usuario # 1 (ver Tabla 13.5) está dentro de los límites tal como son especificados por la Tabla 10.3. El usuario # 2 (ver Tabla 13.6) es marginal, y los usuarios # 3 y # 4 (ver Tablas 13.6 y 13.7) están ambos por encima de las recomendaciones. La Tabla 13.9, Caso A, muestra los resultados de la distorsión de voltaje en el alimentador debido a los cuatro usuarios. Para cada usuario, la distorsión de voltaje está cerca del 5% del límite mostrado en la Tabla 11.1.

Hay dos soluciones posibles a esté problema, y la Tabla 13.4 tabula los casos que serán discutidos. La primera solución sería para la subestación alimentadora colocando un filtro armónico cerca del usuario # 3 para absorber las corrientes armónicas que vienen de las grandes fuentes, los usuarios # 3 y # 4. Condensadores desde aproximadamente 4 Mvar (Caso B) son necesarios para proporcionar los vars a estas cargas, un filtro con este valor de capacitancia incorporada puede ser proporcionado, y el costo cargado a los usuarios que están

cercanos a los límites recomendados en la distorsión de corriente. La Tabla 13.9, Caso B, muestra que la distorsión de voltaje está dentro de los límites para los usuarios # 1 y # 2, pero es todavía menor a 5% para los usuarios # 3 y # 4. Las corrientes armónicas individuales y la distorsión armónica total de corriente (THD), están dentro de los límites preescritos por la IEEE Std 519 excepto para los usuarios # 3 y # 4, que es el 11vo y 22vo armónico.

La segunda alternativa es para los dos usuarios, # 3 y # 4, proporcionando filtros a sus sistemas (Caso C). Estos filtros mejorarían su factor de potencia sobre el punto de multa y pueden también mantener la distorsión de corriente dentro de los límites. El incentivo económico para los usuarios corregir el problema es un costo más bajo de potencia debido a la mejora en el factor de potencia. Sí la subestación alimentadora no es penalizada, hay un pequeño incentivo para que el usuario haga la corrección en lugar de la subestación alimentadora. La Tabla 13.9, Caso C, lista las mejoras en la distorsión de voltaje con los usuarios proporcionando filtros en sus barras de 4.16 kV. En el Caso C, los valores de distorsión de voltaje así como los valores de distorsión de corriente están dentro de los límites recomendados.

Tabla 13.2

Cálculos de la distorsión de Corriente para una Planta Industrial Grande a 115 kV

Tamaño del Sistema		Proporción	Demanda de Carga		Carga SPC			Corriente Armónica I_h										
MVA_{sc}	I_{sc}	I_{sc}/I_L	MVA	I_L	MW	I_S	I_5	I_7	I_{11}	I_{13}	I_{17}	I_{19}	I_{23}	I_{25}	I_{29}	I_{31}	I_{35}	THD
	(kA)	(R_{SC})		(A)				Corriente en Amperios										%
			50	250	25	125	2.4	1.65	9.12	7.12	0.44	0.34	2.50	2.00	0.17	0.15	1.37	
							Porcentaje de Distorsión de Corriente											
							0.96	0.66	3.63	2.84	0.13	0.14	1.00	0.80	0.07	0.06	0.55	4.96
2000	10.0	40	Límites en % - IEEE				(0.9) 3.5		(2.5) 1.8		(0.3) 1.3		(0.7) 0.5		(0.1) 0.5		(0.36)0.25	4.0
3500	17.6	70	Límites en % - IEEE				(1.2) 5.0		(3.3) 2.3		(0.5) 2.0		(1.1) 0.8		(0.2) 0.8		(0.5)0.35	6.0
5000	25.1	1000	Límites en % - IEEE				(1.5) 6.0		(4.0) 2.8		(0.6) 2.5		(1.4) 1.0		(0.25) 1.0		(0.7)0.5	7.5

NOTA: Los límites de distorsión de corriente son uno y medio de aquel listado en la Tabla 10.3

$$I_h = (I_S)(f_h)$$

Donde

I_S es la proporción de corriente del convertidor de potencia estática

F_h es el factor armónico en por unidad de I_S

Distorsión de corriente en porcentaje

$$I_{THD} = \left[\sum_{h=1}^{H} \frac{I_h^2}{I_L}\right] 100\%$$

Los valores entre paréntesis están basados en el incremento de los armónicos característicos por $\sqrt{\frac{q}{6}}$ y la disminución de armónicos no característicos a 0.25 de los valores en la Tabla 10.3, 10.4 y 10.5.

Tabla 13.3

Cálculos de Distribución de Voltaje para una Planta Industrial Grande a 115 kV

Tamaño del Sistema		Proporción	Z_{sys}*	Voltaje Armónico a 115 kV (porcentaje)											THD	Límite IEEE	
MVA_{SC}	I_{SC}	I_{SC}/I_L	%	V_5	V_7	V_{11}	V_{13}	V_{17}	V_{19}	V_{23}	V_{25}	V_{29}	V_{31}	V_{35}	(%)	Individual	THD
2000	10.0	40	0.5	0.119	0.115	0.999	0.992	0.075	0.064	0.573	0.498	0.049	0.046	0.478	1.64	1.5	2.5
3500	17.6	70	0.286	0.068	0.066	0.571	0.527	0.429	0.037	0.328	0.285	0.028	0.026	0.273	0.94	1.5	2.5
5000	25.1	100	0.2	0.048	0.026	0.400	0.369	0.017	0.026	0.230	0.199	0.020	0.018	0.199	0.66	1.5	2.5
Distorsión en la Barra de 13.8 kV																	
435	18.2	8.7	2.3	0.571	0.552	4.795	4.426	0.360	0.307	2.750	2.390	0.096	0.221	2.294	7.88	3	5.0

*10 MVA de Base

$$V_h = \frac{I_h}{I_{base}} (h)\ (Z_{sys})\ (100)\ \%\ volts \left[p.e., V_{11}\ \frac{9.12}{50.20}\ (11)\ (0.005)\ (100) = 0.999\ \%\ volts \right]$$

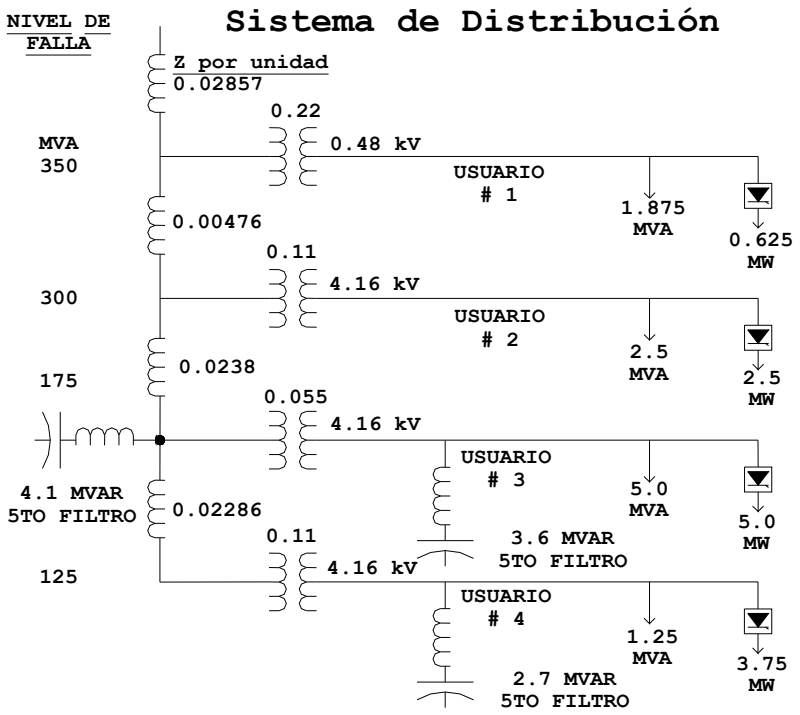


Fig 13.2

Diagrama Unifilar del Alimentador de un Sistema de Distribución Usado en el Cálculo de Distorsión de Corriente y Voltaje

Tabla 13.4

Arreglo de Filtros Armónicos

Caso	Tamaño del Filtro (Mvar)	Localización
A	Ninguno	-
B	4.1	En el usuario # 3 Barra de 13.8 kV
C	3.6	En el usuario # 3 Barra de 4.16 kV En el usuario # 4 Barra de 4.16 kV
D	5.8	En el usuario # 3

El Caso D fue calculado para ver el efecto de incrementar el tamaño del filtro que suplirá a la subestación alimentadora. Incluso un incremento del 40% en el filtro de la subestación alimentadora todavía sobrepasa la distorsión de voltaje en el usuario # 3 y # 4 sobre los límites.

De este ejemplo, se muestra que la manera más efectiva para corregir la distorsión armónica es en la fuente de corriente armónica ó en el punto de acoplamiento común del usuario con la subestación alimentadora.

Tabla 13.5

Usuario # 1 = Distorsión y Flujo de Carga de Corriente Armónica

		Corrientes Armónicas (Amperios)											
		5	7	11	13	17	19	23	25	29	31	35	THD
Especificaciones de la Planta 350 MVA, 14.6 kA SC, 2.5 MVA, 104 A de Carga 25% SPC 26 A de Corriente de Carga SPC I_{sc}/I_{CARGA} = 140	Caso A Para el Sistema	4.99	3.43	1.90	1.48	0.91	0.70	0.52	0.42	0.36	0.31	0.29	
	% de Distorsión	4.80	3.33	1.83	1.42	0.87	0.67	0.50	0.40	0.35	0.30	0.28%	6.42%
	Caso B Para el Sistema	2.49	2.49	1.49	1.18	0.73	0.56	0.42	0.34	0.29	0.25	0.23	
	Para el Filtro	2.49	0.94	0.40	0.30	0.18	0.14	0.10	0.08	0.07	0.06	0.05	
	% de Distorsión	2.39	2.39	1.43	1.13	0.70	0.54	0.40	0.33	0.28	0.24	0.22%	4.00%
	Caso C Para el Sistema	3.50	2.67	1.53	1.20	0.74	0.57	0.43	0.34	0.30	0.25	0.24	
	Para el Filtro	1.48	0.76	0.37	0.28	0.17	0.13	0.09	0.08	0.06	0.06	0.05	
	% de Distorsión	3.77	2.57	1.47	1.15	0.71	0.55	0.40	0.33	0.29	0.24	0.23%	4.76%
	Caso D Para el Sistema	2.50	2.36	1.42	1.12	0.70	0.53	0.40	0.32	0.28	0.24	0.22	
	Para el Filtro	2.49	1.08	0.48	0.36	0.22	0.16	0.12	0.10	0.08	0.07	0.07	
	% de Distorsión	2.40	2.26	1.36	1.07	0.67	0.51	0.38	0.31	0.27	0.23	0.21%	3.04%
	Límites del Std. 519 de la IEEE	12%		5.5%		5.0%		2.0%				1.0%	15%

Tabla 13.6

Usuario # 2 = Distorsión y Flujo de Carga de Corriente Armónica

		Corrientes Armónicas (Amperios)											
		5	7	11	13	17	19	23	25	29	31	35	THD
Especificaciones de la Planta 300 MVA, 12.55 kA SC, 5 MVA, 209 A de Carga 50% SPC 105 A de Corriente de Carga SPC I_{sc}/I_{CARGA} = 60	Caso A Para el Sistema	20.2	13.9	7.66	5.99	3.68	2.84	2.10	1.68	1.47	1.26	1.16	
	% de Distorsión	9.67	6.65	3.67	2.87	1.76	1.36	1.00	0.80	0.70	0.60	0.56%	13.0%
	Caso B Para el Sistema	8.42	9.44	5.76	4.56	2.84	2.20	1.63	1.31	1.14	0.98	0.90	
	Para el Filtro	11.8	4.41	1.90	1.43	0.84	0.64	0.47	0.37	0.32	0.28	0.25	
	% de Distorsión	4.03	4.52	2.76	2.18	1.36	1.05	0.78	0.63	0.55	0.47	0.44%	7.35%
	Caso C Para el Sistema	13.2	10.3	5.94	4.68	2.89	2.24	1.66	1.33	1.16	1.00	0.92	
	Para el Filtro	7.01	3.6	1.72	1.31	0.79	0.60	0.44	0.34	0.31	0.26	0.24	
	% de Distorsión	6.32	4.93	2.84	2.24	1.38	1.07	0.79	0.64	0.56	0.48	0.45%	9.1%
	Caso D Para el Sistema	8.43	8.79	5.38	4.27	2.66	2.06	1.53	1.23	1.07	0.92	0.85	
	Para el Filtro	11.8	5.07	2.28	1.72	1.02	0.78	0.57	0.45	0.39	0.34	0.31	
	% de Distorsión	4.03	4.21	2.57	2.04	1.27	0.99	0.73	0.59	0.51	0.44	0.41%	7.0%
	Límites del Std. 519 de la IEEE	10%		4.5%		4.0%		1.5%				0.7%	12%

Tabla 13.7

Usuario # 3 = Distorsión y Flujo de Carga de Corriente Armónica

		Corrientes Armónicas (Amperios)											
		5	7	11	13	17	19	23	25	29	31	35	THD
Especificaciones de la Planta 175 MVA, 7.32 kA SC, 10 MVA, 418 A de Carga 50% SPC 209 A de Corriente de Carga SPC I_{sc}/I_{CARGA} = 17.5	Caso A Para el Sistema	40.1	27.6	15.3	11.9	7.31	5.64	4.18	3.34	2.93	2.5	2.3	
	% de Distorsión	9.59	6.60	3.66	2.85	1.75	1.35	1.00	0.80	0.70	0.60	0.55%	12.8%
	Caso B Para el Sistema	0.01	12.5	8.78	7.03	4.44	3.45	2.58	2.07	1.82	1.56	1.44	
	Para el Filtro	40.1	15.1	6.52	4.87	2.87	2.19	1.60	1.27	1.11	0.94	0.86	
	% de Distorsión	0.00	2.99	2.10	1.68	1.06	0.83	0.62	0.50	0.44	0.37	0.34%	4.37%
	Caso C Para el Sistema	0.02	9.73	7.10	5.73	3.64	2.83	2.12	1.70	1.50	1.28	1.18	
	Para el Filtro	40.1	17.9	8.20	6.17	3.67	2.81	2.06	1.64	1.43	1.22	1.12	
	% de Distorsión	0.00	2.33	1.70	1.37	0.87	0.68	0.51	0.41	0.36	0.31	0.28%	3.48%
	Caso D Para el Sistema	0.04	10.3	7.50	6.05	3.84	2.99	2.24	1.80	1.58	1.35	1.25	
	Para el Filtro	40.1	17.3	7.80	5.85	3.47	2.65	1.94	1.54	1.35	1.15	1.05	
	% de Distorsión	0.00	2.46	1.79	1.45	0.92	0.72	0.54	0.43	0.38	0.32	0.30%	3.68%
	Límites del Std. 519 de la IEEE	4%		2.0%		1.5%		0.6%				0.3%	5.0%

Tabla 13.8

Usuario # 4 = Distorsión y Flujo de Carga de Corriente Armónica

		Corrientes Armónicas (Amperios)											
		5	7	11	13	17	19	23	25	29	31	35	THD
Especificaciones de la Planta 350 MVA, 14.6 kA SC, 2.5 MVA, 104 A de Carga 25% SPC 26 A de Corriente de Carga SPC I_{sc}/I_{CARGA} = 1405	Caso A Para el Sistema	30.1	20.7	11.5	8.95	5.50	4.24	3.14	2.51	2.20	1.88	1.72	
	% de Distorsión	14.4	9.90	5.50	4.28	2.63	2.03	1.50	1.20	1.05	0.90	0.82%	19.3%
	Caso B Para el Sistema	0.00	9.39	6.60	5.30	3.34	2.59	1.94	1.56	1.37	1.17	1.07	
	Para el Filtro	30.1	11.3	4.90	3.66	2.16	1.64	1.20	0.96	0.83	0.71	0.65	
	% de Distorsión	0.00	4.49	3.16	2.54	1.60	1.24	0.93	0.75	0.66	0.66	0.51%	6.57%
	Caso C Para el Sistema	0.01	6.17	4.64	3.76	2.40	1.87	1.40	1.12	0.99	0.85	0.78	
	Para el Filtro	30.1	14.5	6.86	5.19	3.10	2.37	1.74	1.39	1.21	1.03	0.94	
	% de Distorsión	0.00	2.95	2.22	1.81	1.14	0.89	0.67	0.54	0.47	0.41	0.37%	4.50%
	Caso D Para el Sistema	0.03	7.72	5.64	4.55	2.89	2.25	1.68	1.35	1.19	1.02	0.93	
	Para el Filtro	30.1	13.0	5.86	4.40	2.61	1.99	1.46	1.16	1.01	0.86	0.79	
	% de Distorsión	0.01	3.69	2.70	2.18	1.38	1.08	0.80	0.65	0.57	0.49	0.45%	5.53%
	Límites del Std. 519 de la IEEE	7%		3.5%		2.5%		1.0%				0.5%	8.0%

Tabla 13.9

Distorsión de Voltaje Armónico para el Ejemplo del Sistema de Distribución

Usuario	Caso	V_5	V_7	V_{11}	V_{13}	V_{17}	V_{19}	V_{23}	V_{25}	V_{29}	V_{31}	V_{35}	THD
# 1	A	3.26	3.14	2.73	2.51	2.02	1.74	1.56	1.36	1.38	1.26	1.31	7.13
	B	0.37	1.62	1.70	1.60	1.32	1.14	1.03	0.90	0.92	0.84	0.87	3.93
	C	0.57	1.18	1.24	1.18	0.97	0.85	0.77	0.67	0.68	0.62	0.65	2.94
	D	0.38	1.39	1.50	1.42	1.17	1.02	0.92	0.80	0.82	0.75	0.78	3.48
# 2	A	3.77	3.63	3.16	2.91	2.34	2.02	1.81	1.57	1.60	1.46	1.51	8.25
	B	0.41	1.86	1.96	1.85	1.52	1.32	1.19	1.04	1.06	0.87	1.01	4.53
	C	0.64	1.34	1.43	1.35	1.12	0.97	0.88	0.77	0.78	0.72	0.75	3.37
	D	0.41	1.60	1.72	1.63	1.35	1.17	1.06	0.92	0.94	0.86	0.90	3.99
# 3	A	5.77	5.55	4.84	4.45	3.58	3.08	2.77	2.40	2.44	2.23	2.31	12.62
	B	0.00	2.52	2.78	2.63	2.18	1.89	1.71	1.49	1.52	1.39	1.44	6.39
	C	0.39	1.64	1.87	1.78	1.49	1.29	1.17	1.03	1.05	0.96	1.00	4.34
	D	0.00	2.07	2.37	2.26	1.88	1.64	1.48	1.29	1.32	1.21	1.26	5.47
# 4	A	6.59	6.35	5.53	5.09	4.09	3.52	3.16	2.75	2.79	2.55	2.64	14.43
	B	0.82	3.31	3.47	3.27	2.69	2.33	2.10	1.03	1.87	1.71	1.77	8.02
	C	0.33	1.73	2.02	1.94	1.62	1.41	1.28	1.12	1.14	1.04	1.09	4.69
	D	0.83	2.86	3.07	2.90	2.39	2.08	1.88	1.64	1.67	1.53	1.59	7.12

A = Sistema sin filtros

B = Sistema con filtro para el quinto armónico de 4.1 Mvar en el usuario # 3, barra de 13.8 kV

C = Sistema con filtro para el quinto armónico en los usuarios # 3 y # 4, barra de 4.16 kV

D = Sistema con filtro para el quinto armónico de 5.8 Mvar en el usuario # 3, barra de 13.8 kV

Nota: Todos los valores están en porcentaje