

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL  
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA  
DEPARTAMENTO DE SISTEMAS ELECTRICOS DE POTENCIA

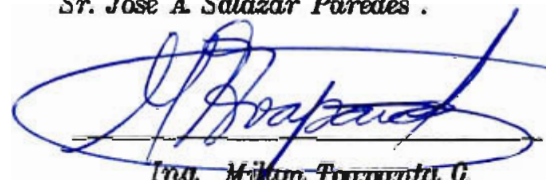
*INFLUENCIA DE LOS ARMONICOS DE VOLTAJE Y CORRIENTE  
EN ELEMENTOS ELECTRICOS Y ELECTRONICOS*

TESIS PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO DE INGENIERO ELECTRICO EN LA ESPECIALIZACION  
DE SISTEMAS ELECTRICOS DE POTENCIA

JOSE ARTURO SALAZAR PAREDES

Quito , Octubre 1992

*Certifico que el presente trabajo fue  
realizado en su totalidad por el  
Sr. José A. Salazar Paredes .*

A handwritten signature in blue ink, appearing to read 'Milom Tocpanta G.', enclosed within a large, stylized blue oval.

*Ing. Milom Tocpanta G.*

*Director de Tesis*

*Dedicado al cariño , generosidad , paciencia , . . . . .*

*de mi Querida Madre , y a mi hermano .*

## AGRADECIMIENTOS

Deseo hacer extensivo mi sinceros reconocimientos a las diversas instituciones que me proporcionaron valiosa informacion para el desarrollo de este trabajo, asi como también al Ing. Milton Toapanta O., y Dr. Hugo Banda G. por su apoyo y sus muy buenas y acertadas sugerencias al tema , al señor Raúl Salazar P. quien me colaboró en la recopilación de datos , y a otras personas que de una u otra manera me ayudaron para culminar esta tesis.

# Contenido

## Capitulo 1. Generalidades

1.1	Introducción.....	1
1.2	Alcance del trabajo.....	6
1.3	Metodología .....	8

## Capitulo 2. Influencia de los armónicos de voltaje y corriente en elementos eléctricos.

2.1	Influencia de los armónicos en el relé de protección de un SEP.....	9
2.1.1	Influencia de ondas distorsionadas sobre elementos asociados a los relés de protección.....	12
2.1.1.1	Transformador de corriente.....	12
2.1.1.2	Transformador de potencial.....	18
2.1.1.3	Transformadores de potencial acoplados capacitivamente.....	20
2.1.1.4	Burdens no lineales.....	21
2.1.1.5	Otros dispositivos.....	21
2.1.2	Efecto de ondas distorsionadas periódicas sobre relés de protección.....	23
2.1.2.1	Relé instantáneo de sobrecorriente.....	25
2.1.2.2	Relé instantáneo de voltaje.....	29
2.1.2.3	Relé de sobrecorriente de tiempo inverso.....	34
2.1.2.4	Relés electromecánicos de dos magnitudes de entrada.....	38
2.2.	Análisis de la influencia de los armónicos en los medidores de watt-hora de disco de inducción.	
2.2.1	Principio de operación.....	56
2.2.2	Elementos básicos.....	57

2.2.3	<i>Análisis de respuesta de frecuencia.....</i>	61
2.2.3.1	<i>Modelo matemático.....</i>	63
2.2.4	<i>Respuesta del medidor de watt-hora a ondas de voltaje y corriente distorsionadas periódicas...72</i>	
2.3	<i>Análisis de la influencia de los armónicos en transformadores.</i>	
2.3.1	<i>Revisión del circuito equivalente del transformador bajo influencia de los armónicos.....</i>	93
2.3.2	<i>Análisis de las pérdidas en un transformador tomando en cuenta el efecto de los armónicos.....</i>	97
2.3.2.1	<i>Pérdidas en cobre.....</i>	97
2.3.2.2	<i>Pérdidas en el núcleo.....</i>	116
2.3.2.2.1	<i>Pérdidas por histéresis.....</i>	116
2.3.2.2.2	<i>Pérdidas por corrientes parásitas.....</i>	121
2.4	<i>Análisis de la influencia de los armónicos en máquinas rotativas.</i>	
2.4.1	<i>Influencia de los armónicos en máquinas de inducción.....</i>	138
2.4.1.1	<i>Revisión del circuito equivalente.....</i>	138
2.4.1.2	<i>Análisis de pérdidas.....</i>	141
2.4.1.2.1	<i>Pérdidas en el cobre.....</i>	143
2.4.1.2.2	<i>Pérdidas en el núcleo.....</i>	149
2.4.1.2.3	<i>Pérdidas parásitas.....</i>	149
2.4.2	<i>Influencia de los armónicos en máquinas sincrónicas.....</i>	155
2.4.3	<i>Influencia de los armónicos sobre motores universales.....</i>	164
2.5	<i>Conclusiones.....</i>	174

*Capitulo 3. Influencia de los armónicos de corriente y voltaje sobre sistemas de comunicación.*

3.1	<i>Influencia de los armónicos sobre sistemas telefónicos.....</i>	<i>181</i>
3.2	<i>Influencia sobre sistemas de transmisión de datos.....</i>	<i>196</i>
3.3	<i>Recomendaciones para reducir la interferencia de los armónicos sobre la red telefónica.....</i>	<i>199</i>
3.4	<i>Conclusiones.....</i>	<i>205</i>

*Capitulo 4. Estimación de posibles áreas propensas a la contaminación de armónicos en el sistema eléctrico ecuatoriano.*

4.1	<i>Revisión del parque industrial en el Ecuador.....</i>	<i>207</i>
4.1.1	<i>Características.....</i>	<i>207</i>
4.1.2	<i>Revisión de las diversas empresas del país que fabrican diferentes equipos eléctricos y electrónicos para el mercado ecuatoriano.....</i>	<i>211</i>
4.2	<i>Estudio estimativo de la inyección de armónicos en el sistema eléctrico ecuatoriano.....</i>	<i>220</i>
4.3	<i>Desarrollo industrial del país y posibles efectos de la contaminación armónica.....</i>	<i>237</i>
4.4	<i>Conclusiones.....</i>	<i>241</i>

*Capitulo 5. Discusiones y recomendaciones.....*

*242*

*Anexos .*

<i>Anexo A. Definiciones de potencia : discusión.....</i>	<i>253</i>
<i>Anexo B. Principales equipos que generan armónicos de voltaje y corriente.....</i>	<i>262</i>

<i>Anexo C. Medios disponibles para reducir los problemas de armónicos.....</i>	<i>272</i>
<i>Anexo D. Listado de programas digitales.....</i>	<i>278</i>
<i>Anexo E. Planos</i>	
<i>Referencias bibliográficas.</i>	



# *CAPITULO 1*

*Introducción*

*Alcance del Trabajo*

*Metodología*

## CAPITULO 1.

### 1.1 Introducción.

Supóngase una vivienda en algún sector de la ciudad de Quito la cual se encuentra cerca de un sector industrial . En otra escena la familia reunida frente al aparato de televisión , y de repente.....el televisor deja de funcionar por daños internos . La pregunta queda como siempre flotando en el ambiente ; ¿ que le sucedió a la TV ? . El diagnóstico del técnico sobre el efecto que hizo que se produzca la falla del equipo ... desconocido . Sin embargo muchas veces las personas de esas viviendas suelen notar con cierta frecuencia el parpadeo de la luz de su hogar circunstancia que molesta mucho. Ante esto la respuesta sería casi inmediata ; los armónicos generados desde las industrias cercanas son los responsables del daño del equipo.

En nuestro país escenas como estas son comunes , a pesar de que las Empresas Eléctricas supuestamente entregan al cliente una forma de onda sinusoidal pura ; hechos como los ejemplificados son cosa de todos los días , resultando como siempre , afectado el usuario.

Los equipos eléctricos y electrónicos son diseñados y fabricados suponiendo que la alimentación y el medio en el que se encontrarán inmersos será el de ondas puramente sinusoidales, sin embargo al ser alimentados por ondas distorsionadas periódicas su funcionamiento será muchas veces diferente al esperado e inclusive existe una alta probabilidad de que sufran daños en varios de sus componentes

internos y por ende falla del equipo.

Las ondas distorsionadas periódicas resultado de la operación en estado estable de cargas no lineales , están formadas por varios componentes , de entre estos se tiene la componente fundamental y los ya muy conocidos armónicos, los cuales tienen frecuencias múltiplos de la fundamental que es de 60 Hertz. Estos se pueden obtener de un análisis de las series de Fourier de la forma de onda distorsionada o con equipos de medición especiales como los analizadores de espectros.

Si bien antes de la aparición de los semiconductores los únicos elementos que generaban armónicos y que por ende distorsionan las ondas de voltaje y corriente , eran entre otros las soldadoras eléctricas , hornos de arco , rectificadores de mercurio , transformadores de potencia y diversas máquinas eléctricas. En la actualidad debido al desarrollo de estos dispositivos semiconductores y también al abaratamiento de estos elementos , el uso en diversos equipos tanto eléctricos como electrónicos se ha proliferado en gran manera. Esto a coadyuvado a que los niveles de contaminación de armónicos se incrementen , pues estos nuevos elementos son en la actualidad una de las mayores fuentes de distorsión de las ondas de voltaje y corriente presentes en una red.

Los niveles de distorsión de corriente y voltaje están

parcialmente estandarizados , pues existen diversos institutos tales como IEEE , VDE , CENELEC , IEC que sugieren diversas limitaciones para las cargas no lineales conectadas a la red pública a fin de que no produzcan problemas en el sistema. Por ejemplo las siguientes tablas corresponde a las sugeridas por la IEEE según norma ANSI/IEEE 519-1981.

<i>ANSI/IEEE # 1</i>			
<i>Limites de voltaje armónico (<math>V_h/V_1</math>) en % : (Empresas eléctricas y co-generadores) .</i>			
<i>Máximos valores para Armónicos individuales</i>	3	1.5	1
<i>Distorsión armónica total THD</i>	5	2.5	1.5

Estas diversas recomendaciones deberían ser seriamente tomadas en cuenta tanto en el diseño de equipos como en el de redes de distribución , pues es innegable la influencia que ejercen los armónicos sobre diversos aparatos como elementos del sistema de potencia .

Por ejemplo cuando se está realizando una corrección del factor de potencia la colocación de condensadores es la solución clásica a este problema. Al existir armónicos en la línea , esta corrección provocaría otros problemas para la misma línea , puesto que no se toma en cuenta el efecto de

los armónicos , el remedio pasaría a ser mucho peor que la

*ANSI/IEEE # 2*

*Distorsión de la corriente armónica ( $I_n/I_1$ ) en % :*

*Limites de corriente de cargas no-lineales conectadas en un punto de acoplamiento común con otras cargas en voltajes de 2.4 a 69 KV*

*\_\_\_\_\_orden de armónicos impares\_\_\_\_\_*

<i><math>I_{cc}/I_1</math></i>	<i><math>h &lt; 11</math></i>	<i><math>11 &lt; h &lt; 17</math></i>	<i><math>17 &lt; h &lt; 23</math></i>	<i><math>23 &lt; h &lt; 35</math></i>	<i><math>35 &lt; h</math></i>	<i>THD</i>
<i>&lt; 20</i>	<i>4</i>	<i>2</i>	<i>1.5</i>	<i>0.6</i>	<i>0.3</i>	<i>5</i>
<i>20-50</i>	<i>7</i>	<i>3.5</i>	<i>2.5</i>	<i>1</i>	<i>0.5</i>	<i>8</i>
<i>50-100</i>	<i>10</i>	<i>4.5</i>	<i>4</i>	<i>1.5</i>	<i>0.7</i>	<i>12</i>
<i>100-1000</i>	<i>12</i>	<i>5.5</i>	<i>5</i>	<i>2</i>	<i>1</i>	<i>15</i>
<i>&gt;1000</i>	<i>15</i>	<i>7</i>	<i>5</i>	<i>2.5</i>	<i>1.4</i>	<i>20</i>

*$I_{cc}$  es la corriente máxima de cortocircuito en el punto común de acoplamiento .*

*$I_1$  es la máxima corriente de carga a frecuencia fundamental en el punto común de acoplamiento .*

*Armónicos pares están limitados al 25% de los rangos de los armónicos impares presentados arriba.*

*THD distorsión armónica total (siglas en inglés)*

enfermedad , ya que entre otras , la condición de la resonancia entre el banco de condensadores y la reactancia

equivalente del sistema pueden darse , provocando sobrevoltajes e inclusive se pueden generar mayor cantidad de armónicos , los cuales pueden dañar seriamente al banco de condensadores.

Existen varios reportes acerca de la influencia de los armónicos sobre diversos elementos , como por ejemplo en :

- Lámparas incandescentes
- Motores y generadores
- Transformadores
- Banco de condensadores
- Elementos de cierre y apertura , como los interruptores
- Fusibles
- Dispositivos de medición
- Conversores de potencia y cargas electrónicas
- Relés de protección de un sistema de potencia
- Aparatos electrónicos
- Sistemas de comunicación

Muy ligados a estos anteriores se encuentra los incrementos en:

- costos de mantenimiento
- de inversiones en el sistema
- planillas de consumo de energía
- pérdidas en conductores

Por lo tanto ante la aparición de armónicos en la red se

deben realizar estudios tendientes a analizar la influencia de éstos en diferentes elementos de un sistema de potencia tanto para conocer el comportamiento del equipo frente a este tipo de ondas no sinusoidales periódicas , tanto como para crear medidas correctivas o las debidas medidas preventivas para atenuar el efecto negativo de estas formas de onda distorsionadas.

En nuestro país y en particular en la ciudad de Quito ya existen problemas debido a los armónicos ; si bien por la poca importancia que se da al monitoreo de la forma de onda que suministra a diversos usuarios de ciertos sectores de la ciudad , la Empresa Eléctrica no ha realizado reportes al respecto. Lo cual no implica que no se estén dando este tipo de problemas en nuestras redes , ya que de darse un sondeo entre los usuarios , se podría llegar a comprobar que la realidad es totalmente diferente.

## *1.2 Alcance del trabajo*

Al plantear este tema se quiere realizar un análisis teórico acerca de la influencia de los armónicos sobre los diferentes elementos eléctricos y electrónicos y como les afecta en su parte operativa.

Igualmente el fin es el proporcionar un análisis del parque industrial en el Ecuador , ubicando zonas de posible contaminación de armónicos debido a un gran desarrollo industrial en dichas áreas y las perturbaciones que se

podrían dar dentro de los sistemas de distribución y transmisión de energía eléctrica debido a la influencia de los armónicos.

Se ha estimado realizar un análisis de los tópicos más relevantes sobre la influencia de los armónicos de corriente y voltaje, los cuales se han distribuido en cinco capítulos. En el primer capítulo se proporciona una introducción al tema en desarrollo. El segundo capítulo analiza la influencia de los armónicos sobre varios elementos eléctricos como transformadores, máquinas rotativas, medidores de watt-hora de disco de inducción y en el relé de protección del sistema de potencia. En el tercer capítulo se revisa la influencia del ruido generado por los armónicos desde una red sobre los sistemas de comunicación. En el capítulo cuarto se realiza un análisis del parque industrial del Ecuador considerando el tipo de maquinaria que se utiliza y la tendencia de las diversas importaciones de equipos que generan armónicos. En ciertos sectores de la ciudad de Quito se analiza la ubicación de las fábricas y las repercusiones probables que están realizando sobre los conjuntos habitacionales cercanos. En el quinto capítulo se realiza una discusión de los diversos temas tratados y se proporcionan ciertas recomendaciones pertinentes.

Se incluyen también varios anexos en los cuales se discute sobre las definiciones de potencia, además de una revisión de los principales generadores de armónicos y se mencionarán además diversos métodos utilizados a fin de reducir el efecto



de los armónicos. También se indican las características de un programa digital desarrollado en este trabajo , el cual obtiene los coeficientes de Fourier de cualquier forma de onda de entrada.

Este trabajo intenta llamar la atención a las diversas instituciones tanto públicas como privadas inmersas dentro del sector eléctrico a fin de que se prevean soluciones adecuadas para reducir los problemas provocados por los armónicos en la red ; además, el sugerir a las diversas Empresas Eléctricas ecuatorianas que se emita un reglamento que penalice a las industrias que provoquen la distorsión de onda de voltaje como de corriente que salgan fuera de los límites permitidos para que de este modo se evite molestias y perjuicios económicos por el daño de diversos equipos caseros del usuario común.

### *1.3 Metodología*

Para el desarrollo de los diferentes tópicos aquí a tratarse se ha recurrido a realizar un acopio de una amplia literatura técnica especializada en el tema ; las cuales reportan diversas experiencias de campo sobre la influencia de los armónicos.

De entre los varios escritos afines se hará un análisis de sus principales características y tendencias sobre el comportamiento del equipo en estudio ante ondas distorsionadas , por lo que se podría decir que desde este punto de vista se parte de un marco netamente experimental.

## *CAPITULO 2*

*Influencia de los armónicos de corriente y voltaje  
en elementos eléctricos:*

- Sobre el relé de protección de un S&P*
- Sobre el medidor de Watt-hora de  
disco de inducción*
- Sobre transformadores*
- Sobre máquinas rotativas*

## CAPITULO 2

### *Influencia de los armónicos de corriente y voltaje en elementos eléctricos.*

#### *2.1 Influencia de los armónicos en el relé de protección de un Sistema Eléctrico de Potencia.*

Las distorsiones causadas por cargas no lineales sobre las ondas de voltaje y corriente de un sistema de potencia afectan al comportamiento de varios de los relés de protección, ya sean estos electromecánicos o estáticos.

Si bien existen recomendaciones generales que rigen el funcionamiento de diferentes tipos de relés, no existe norma alguna que tomen en cuenta la forma de onda a la que un relé debe ser calibrado. La gran mayoría de fabricantes proporcionan datos basados en ondas de corriente y voltaje aparentemente sinusoidales, no obstante este hecho se han realizado pruebas a varios relés con ondas puramente sinusoidales con las cuales se han podido demostrar que las formas de onda tomadas para la calibración por parte de varios fabricantes contiene cierta distorsión.

Sumado al hecho anterior se tiene que el comportamiento del relé de un fabricante no necesariamente tiene igual desempeño que otro de características similares frente a ondas distorsionadas.

El continuo desarrollo de la electrónica se ha revertido también en la producción de los relés estáticos los cuales

utilizan elementos semiconductores tales como transistores , circuitos integrados etc. Este tipo de relé a desplazado poco a poco a los de tipo electromecánico, ya sea por su alta velocidad de trabajo , gran sensibilidad y funciones más complejas . Sin embargo el inconveniente en estos relés estáticos es que se ven afectados por el ruido electromagnético .

Las características dinámicas de los relés de estado sólido como generalmente se los conoce a los relés estáticos , son relativamente diferentes a los relés de tipo electromecánico. Soluciones empíricas desarrolladas para coordinación de un conjunto de relés electromecánicos con fluctuaciones de cargas , fallas de arco , fusibles , etc. pueden resultar inadecuadas para calibrar los relés estáticos.

Los fabricantes en la medida que es posible , diseñan un relé para que tenga la puesta de trabajo más baja a su frecuencia nominal. El efecto de cambios significativos en la frecuencia que se pueden encontrar en los sistemas de potencia debido a la aparición de los armónicos se deben tomar en cuenta ya que la mayor parte de dispositivos de protección están diseñados para funcionar a frecuencias nominales (50 Hz ó 60 Hz  $\pm$  tolerancia ) . En la figura 2.1.1 se puede apreciar el efecto de la frecuencia en la puesta de trabajo de un relé de inducción de una sola magnitud de entrada [6]. A frecuencias relativamente altas la corriente de puesta de trabajo (pick up) aumenta conforme lo hace la frecuencia . debido a fenómenos como el efecto piel que se

hacen más notorios a altas frecuencias (ver la sección 2.2.3).

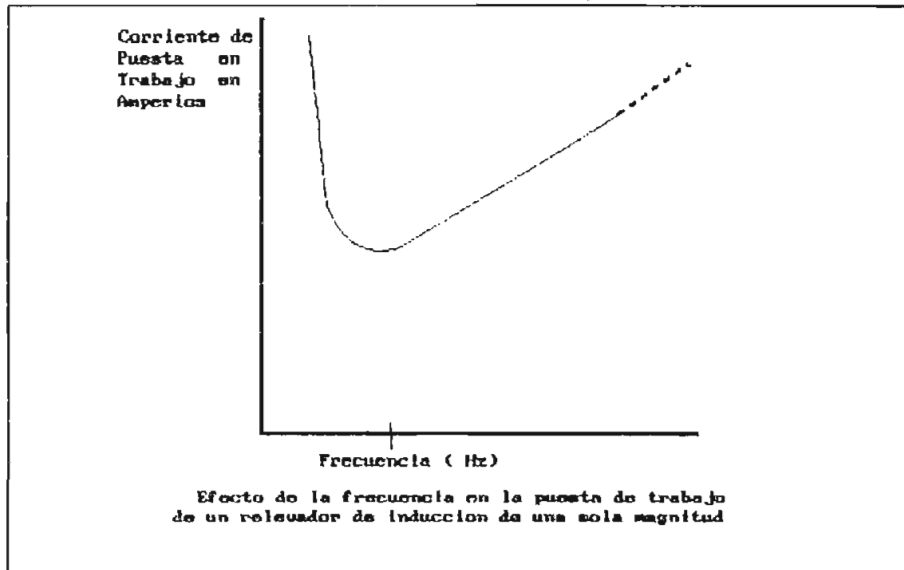


Figura 2.1.1

Como se conoce una onda distorsionada periódica tiene componentes armónicos con sus frecuencias múltiplos de la frecuencia de la componente fundamental , entonces al existir ondas de corriente armónicas en el sistema de potencia es de esperarse que se presenten frecuencias superiores a la nominal, lo que a su vez lleva a pensar que podrían producirse efectos sobre los relés como los que sugiere la figura 2.1.1.

Este trabajo muestra un analisis cualitativo de varios relés de tipo electromecánico frente a ondas distorsionadas periódicas . Si bien existe una gran gama de relés de protección en un sistema de potencia , sólo se consideran varios relés de características generales .

### *2.1.1 Influencia de ondas distorsionadas sobre elementos asociados a los relés de protección.*

Existen elementos que conjuntamente con los relés se los utiliza , ya sean transformadores de protección u otros equipos . Muchas formas de onda distorsionadas que pueden aparecer sobre el sistema de potencia , pueden no ser suprimidas por los transformadores de protección y de aquí que también pueden aparecer en los circuitos secundarios a los cuales se encuentran conectados los relés.

Se ha estimado conveniente dentro del desarrollo de este análisis hacer varios comentarios sobre el comportamiento de estos equipos frente a ondas distorsionadas , ya que estos se encuentran intimamente ligados al funcionamiento de los relés en un sistema de protección.

#### *2.1.1.1 Transformador de Corriente*

Tanto los transformadores de corriente (**tc**) como los transformadores de potencial (**tp**) pueden crear distorsión en la onda cuando están sujetos a la saturación del núcleo e inclusive los transformadores de corriente poseen en mayor grado esta tendencia.

Por lo general los **tc** diseñados para aplicaciones de protección pueden tener hasta un error del 10 % en la magnitud de la corriente rms del secundario con respecto al valor rms real. Quizá esto se debe a que se considera de

mayor prioridad tener equipos con una alta eficiencia para la medición de energía que el poseer elementos como los transformadores de protección con un alto grado de exactitud.

Como se indicó cuando se dá la saturación, se puede producir una considerable distorsión de la forma de onda de la corriente del secundario. La figura 2.1.2 muestra un ejemplo del contenido armónico de la corriente secundaria para un tc con un burden resistivo , durante la saturación

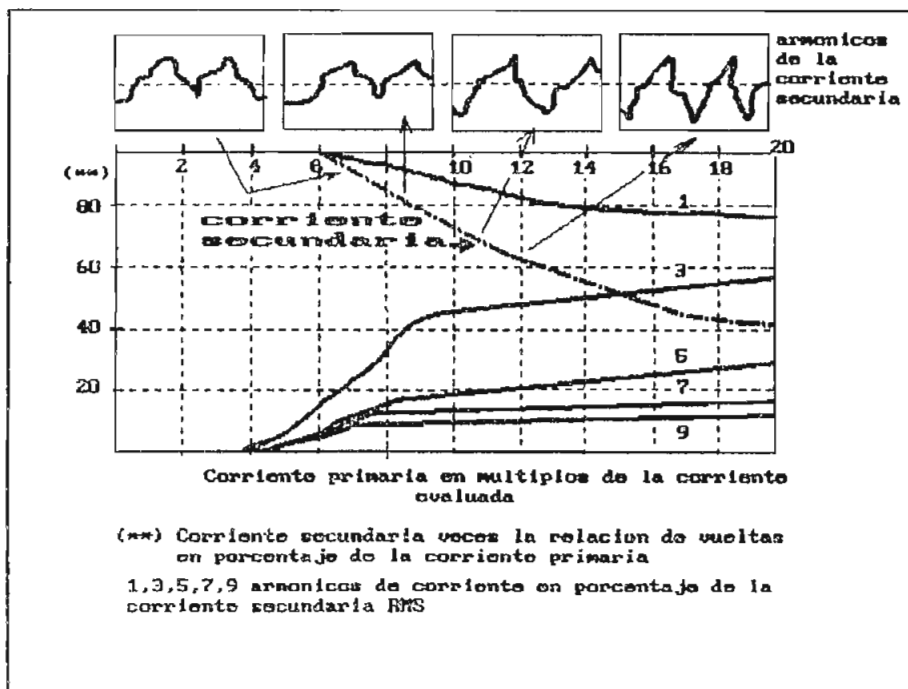


Figura 2.1.2 Forma de onda de la corriente representativa del secundario del transformador y de sus armónicos durante la saturación AC.

En la figura anterior se puede notar que la distorsión de la onda de corriente en el lado del secundario se incrementa a medida que aumenta la saturación del transformador de corriente , todo esto conjuntamente con el incremento de la

corriente primaria.

Además como se muestra en la figura 2.2.1 cerca del 92 %<sup>1</sup> corresponde a la componente fundamental y el resto es distorsión armónica. El tercer armónico está sobre los 35 % de la corriente secundaria  $I_s$ , el 5º, 7º y 9º cerca del 10 % al 15 % ; hay que considerar que estos valores tienen un error del 10 % en defecto , con respecto al verdadero valor esperado .

La figura 2.1.3 corresponde a la saturación de un  $t_c$  tipo ventana de relación 50/5 , en el cual se puede apreciar el efecto que produce la saturación sobre los valores esperados de corriente en el secundario .

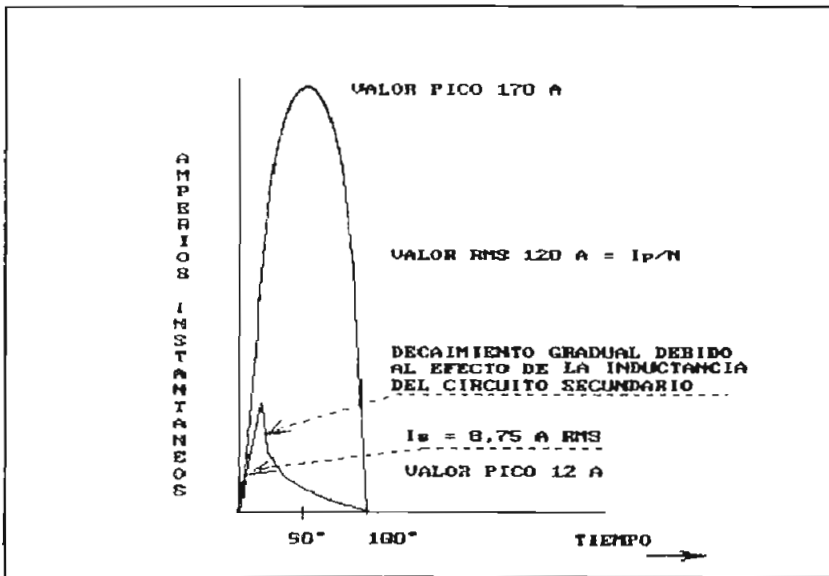


Figura 2.1.3

Para la relación dada el valor esperado de corriente en el secundario es de 120 A rms , para una corriente primaria de

<sup>1</sup> La amplitud de la fundamental ( $I_1$ ) para  $20 \times I_{nominal}$  corresponde a un valor de 73.5 Irms % de la corriente rms secundaria (Irms p.u.) , según la figura 2.1.2 . Entonces a partir de la definición de distorsión armónica ( $D_a$ ) tenemos que :

$$D_a (\%) = \sqrt{(I_{rms}^2 - I_1^2)} * 100 / I_1$$

$$D_a (\%) = \sqrt{(1 - .735^2)} * 100 / (.735) = 92 \%$$



1200 A rms , sin embargo debido a la saturación sólo se obtiene 8.75 A rms . Notese que una gran corriente primaria de sobrecarga puede producir una corriente rms secundaria de menor magnitud que la que podría ser entregada por una corriente primaria de bajo valor , bajo estas condiciones .

Muchas ondas distorsionadas puede tener una componente de continua , esta componente en el transformador de corriente puede provocar la saturación del núcleo , en estas condiciones se pueden generar armónicos de orden par en el secundario. Obviamente es necesario que se dé un cierto lapso de tiempo para que la componente de continua provoque un flujo en el núcleo del tc para que este alcance la saturación. Sin embargo sí esta componente de continua tiene la misma polaridad del flujo residual del núcleo (flujo remanente) , la saturación puede ocurrir en menos de un ciclo aún con valores moderados de corriente. En casos muy severos la distorsión de corriente de fase puede ser suficiente para afectar seriamente el funcionamiento de los relés de fase tanto como los relés a tierra .

Los efectos de la saturación pueden ser evitados diseñando adecuadamente al tc para valores de voltaje que se encuentren sobre el requerido para la corriente máxima de falla esperada y del burden del secundario , con el objeto de permitir posibles componentes de dc y flujos remanentes.

Algunas recomendaciones para evitar que se produzca la saturación en un transformador de corriente (tc) son las

siguientes :

- a) Para evitar la saturación de corriente alterna (AC) , el **tc** debe tener un voltaje secundario **E** de tal manera que se cumpla que :

$$E > I * Z_{sec}$$

Donde **I** es la corriente primaria dividida para la relación de vueltas y **Zsec** es el burden secundario total.

- b) Para evitar la saturación provocada por una componente de continua en la onda primaria cuando el **tc** tiene un burden resistivo debe darse lo siguiente :

$$E > I * Z_{sec} * \left(1 + \frac{X_{prim}}{R_{prim}}\right)$$

- c) Si el burden del **tc** es inductivo , el voltaje requerido para evitar la saturación del núcleo provocada por la componente de **dc** primaria debe darse lo siguiente :

$$E > I * Z_{sec} * \left(1 + \frac{X_{prim}}{R_{prim}} * \frac{R_{sec}}{Z_{sec}}\right)$$

- d) Para tomar en cuenta la posible premagnetización , asumiendo la condición más desfavorable , que ocurre cuando la dirección del flujo remanente es adecuada para que ocurra un efecto aditivo de la componente de continua, se debe cumplir que :

$$E \gg \frac{I * Z_{sec} * \left(1 + \frac{X_{prim}}{R_{prim}} * \frac{R_{sec}}{Z_{sec}}\right)}{1 - R_{em}}$$

Donde  $R_{em}$  es la remanencia (flujo remanente) en por unidad del valor saturado .

Se ha visto que el transformador de corriente tiene una mejor característica de transmisión de altas frecuencias que los transformadores de potencial.

La figura 2.1.4 muestra la respuesta de frecuencia de un transformador de corriente de relación 4000/5 con burden resistivo [9] , en la cual se puede ver que se tiene menos de un 1 % de error sobre los 15 KHz . Se debe tomar en cuenta que al tener frecuencias relativamente altas en el secundario el funcionamiento con un burden inductivo y capacitivo podría no ser conveniente , pues el burden podría incrementarse con la frecuencia , además podrían existir frecuencias en la región de los mega hertz que provoquen resonancia.

Como se puede ver la saturación del núcleo que se puede dar en los transformadores de corriente es un gran inconveniente, pues muy a parte del hecho de tener ondas distorsionadas en el circuito primario , este efecto puede 'aportar' armónicos al circuito secundario , por lo que el evitar que se produzca

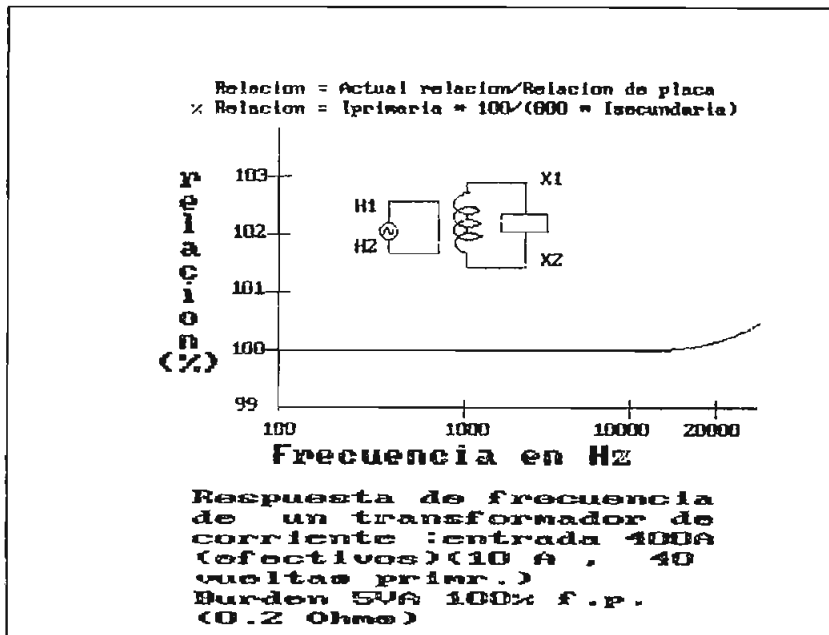


Figura 2.1.4

este fenómeno es de suma importancia .

#### 2.1.1.2 Transformador de Potencial (tp)

Por lo general este tipo de transformador no crea una distorsión muy notable en el circuito secundario . Sin embargo se ha visto que podrían eventualmente existir dos excepciones :

##### a) Transformadores operando arriba de su rango de voltaje.

Esta condición podría nacer del incremento del voltaje de operación del sistema para mejorar la utilización de otros equipos sin analizar el impacto sobre los tp . Afortunadamente los tp , a excepción de los tp auxiliares , son diseñados para operar sobre un amplio rango de voltaje aplicado sin crear distorsión en la

salida de voltaje. Con el fin de evitar la saturación durante fallas fase-tierra en los  $t_p$  en conexión línea-neutro estos deberían tener un rango de voltaje primario igual al voltaje línea-línea si el sistema no está efectivamente puesto a tierra .

b) Tp's operados con dc en uno de sus bobinados .

Esto puede ocurrir en la vecindad de rectificadores AC/DC si el circuito está diseñado de tal manera que la corriente de continua pueda fluir en el sistema AC. Cuando este hecho ocurre el transformador de potencial podría dañarse irremediablemente . Como recomendación se sugiere colocar una resistencia en serie con el primario del  $t_p$  para prevenir la destrucción por corrientes de continua , aunque lamentablemente la red resultante puede afectar las características de funcionamiento del transformador .

La figura 2.1.5 muestra la respuesta de frecuencia de un transformador de potencial de relación 7200/120 V medida sobre los 10 KHz , para un voltaje aplicado de 10 voltios en el primario . la relación de error sobre los 10 KHz se muestra que se incrementa desde un 4 % a un 14 % cuando el burden es incrementado desde 1 VA hasta 200 VA.

En la región de los megahertz la capacitancia del bobinado podría entrar en resonancia con la inductancia de dispersión. Esta capacitancia sumada a la que existe entre los interbobinados puede extender la respuesta dentro de estas

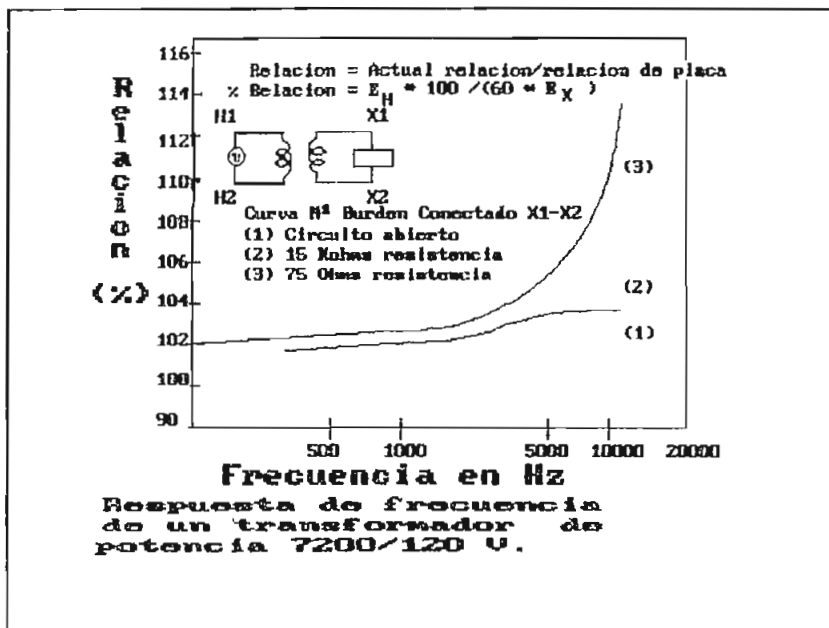


Figura 2.1.5

regiones de alta frecuencia .

Una mayor causa del error en la relación  $V_p/V_s$  en altas frecuencias se debe al incremento en la resistencia efectiva del bobinado debido al efecto skin <sup>1</sup>( efecto piel ) . Cabe indicar que existen transformadores de potencial con valores de voltaje primario muy altos los cuales puede tener un devanado más complejo y por ende un comportamiento mucho más inusual a altas frecuencias .

### 2.1.1.3 Transformadores de potencial acoplados capacitivamente.

Este tipo de transformador de protección causa una

<sup>1</sup> La distribución uniforme de la corriente en la sección del conductor solamente se presenta en la corriente continua . A medida que aumenta la frecuencia de la corriente alterna , se hace más pronunciada la diferencia entre las densidades de corriente de las distintas zonas de una sección transversal . Este fenómeno se llama efecto piel o efecto skin.

distorsión adicional de la forma de onda pues tienen una respuesta transitoria muy pobre . Otros problemas de distorsión son el resultado de la utilización de un burden impropio y de malos ajustes internos. Estas distorsiones pueden consistir de frecuencias armónicas o subarmónicas<sup>1</sup> que afectan el funcionamiento de los relés de distancia de alta velocidad principalmente .

#### *2.1.1.4 Burdens no lineales*

Obviamente estos pueden causar distorsión en los circuitos secundarios de los transformadores de corriente y voltaje. Mientras que muchos equipos están diseñados para trabajar correctamente bajo un medio propio contaminado de formas de onda distorsionadas , la distorsión resultante puede afectar a otros dispositivos . Así por ejemplo los burdens no lineales de fase de un conjunto de transformadores de potencial aparentemente puede parecer que tienen un pequeño efecto sobre los valores de fase , sin embargo la distorsión global puede afectar la forma de onda del voltaje de polarización de un relé a tierra .

#### *2.1.1.5 Otros dispositivos.*

La respuesta de otros dispositivos de protección a formas de onda distorsionadas no está aún bien documentada en comparación a la información que se tiene de los relés de

---

<sup>1</sup> Dícese de los armónicos que contienen frecuencias menores que la fundamental en fracciones de esta frecuencia.

protección. Pues no existen muchos reportes sobre las características de distorsión sobre fusibles o breakers (disyuntores) térmicos o magnéticos de bajo voltaje.

La influencia de las ondas distorsionadas sobre grandes interruptores puede resultar muy severa, pues el efecto piel el cual es una función de la medida del conductor y la geometría puede incrementar la temperatura de la cámara donde se encuentran localizados los electrodos afectando el elemento aislante que se encuentra en la cámara.

La información sobre el comportamiento de los fusibles frente a ondas distorsionadas no es muy clara aún. No obstante, se ha podido notar que el efecto piel sobre fusibles de gran capacidad puede provocar que la corriente que circula por este elemento sea inferior a la indicada y así como también el tiempo de fundición del dispositivo se vé reducido. El momento de la interrupción del circuito la onda distorsionada afecta el factor  $dv/dt$ , provocando un sobrevoltaje no presente en la secuencia de falla inicial (figura 2.1.3).

Las comunicaciones via onda portadora (PLC power line carrier) sobre las líneas de potencia para protección de líneas de transmisión podrían ser afectadas por los disturbios provocados por las ondas distorsionadas. Mientras este sistema de comunicaciones está generalmente protegido del ruido eléctrico, para evitar aperturas de las líneas, la diferente calidad de ruido electromagnético generado desde cargas no lineales pueden dar como resultado operaciones



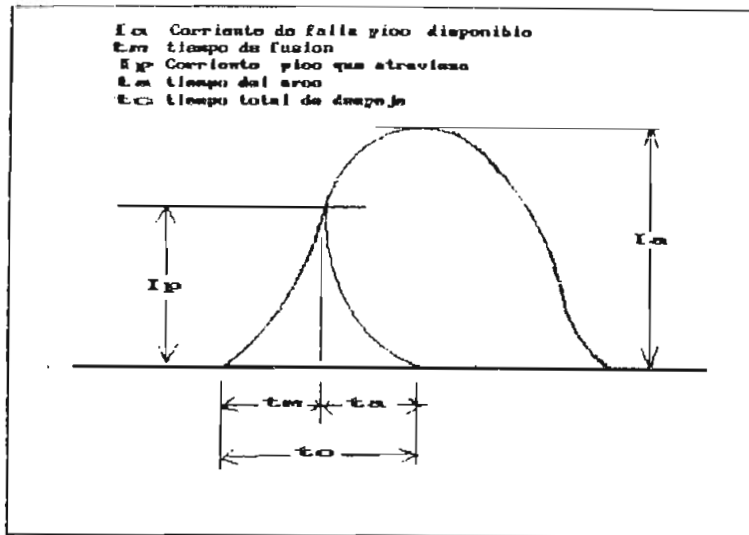


Figura 2.1.6

incorrectas de los PLC.

### 2.1.2 Efecto de ondas distorsionadas periódicas sobre relés de protección.

En este punto se tomarán en cuenta las ondas no sinusoidales periódicas producidas por cargas no lineales que podría contener un red y que afectan a varios tipos de relés de características electromecánicas principalmente.

Existen muchos estudios sobre ondas no periódicas como las producidas por fallas asimétricas, salidas de carga, cargas atmosféricas, etc. que afectan a los relés de protección, en las cuales se pueden revisar las características de funcionamiento bajo estas condiciones particulares de una manera más extensa, en este trabajo se toman en cuenta solamente la influencia de ondas distorsionadas periódicas sobre varios tipos de relés con características electromecánicas.

En la actualidad existen relés electromecánicos , estáticos, digitales , y otros que utilizan sistemas computacionales .

Entre los relés electromecánicos existen los diseños de polo sombreado, de estructura de tambor o copa de inducción y la de anillo doble de inducción , la estructura de watt-horimetro , la estructura de anillo sencillo de inducción , y los tipo cilindro . Estos dispositivos tienen una o dos magnitudes de entrada .

Para crear un torque de operación en un típico relé de tiempo inverso de disco de inducción , un flujo en cuadratura con la corriente debe ser desarrollado por componentes internos del relé. A pesar de que los relés electromecánicos son optimizados para trabajar con ondas sinusoidales de 60 o 50 Hertz , sin embargo estos pueden ser menos eficientes para cualquier otra frecuencia . El funcionamiento a frecuencias diferentes de la nominal en los relés provocan una reducción de la sensibilidad del dispositivo , así como también el tiempo de respuesta del dispositivo , el cual tiende a incrementarse. Hay que tomar en cuenta que los relés de un fabricante pueden tener un comportamiento diferente frente a onda distorsionadas con respecto al de otro fabricante , por lo que una generalización de los efectos de ondas distorsionadas sobre diversos tipos de relés debe ser muy cuidadosa .

La electrónica, ingresó a los elementos de protección en la fabricación de los relés estáticos , este tipo de relé ha

desplazado poco a poco a los relés tipo electromecánicos en diferentes aplicaciones . Los relés estáticos a su vez se ven reemplazados por los relés de tipo digital que utilizan micropocesadores y por los relés manejados desde centros de control por computadores. Estos últimos muy sofisticados y están lejos de ser afectados por ondas distorsionadas , debido a la alta velocidad de procesamiento de las magnitudes de entrada . El ruido electromagnético es un factor muy importante a tomarse en cuenta en el funcionamiento de estos relés electrónicos pues de no tomarse las medidas correctivas adecuadas puede darse un funcionamiento anormal del dispositivo.

#### ***2.1.2.1 Relé instantáneo de sobrecorriente***

La operación del relé instantáneo de sobrecorriente electromecánico está basado sobre el balance entre una fuerza magnética y la fuerza de un resorte , que experimenta una armadura movable.

La fuerza del resorte es ajustable y este ajuste determina la fuerza de empuje requerida para mover la armadura. La fuerza de empuje es suministrada por un campo magnético de un solenoide por el cual atravieza una corriente  $i$  , como se indica en la figura 2.1.7 .

Un análisis de la operación de este relé para determinar el valor rms de la corriente de operación es el siguiente :

Sí se considera que el entrehierro es suficientemente grande

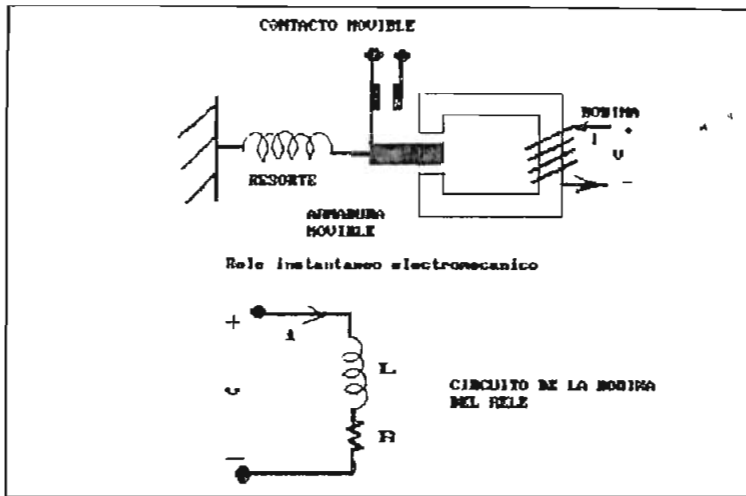


Figura 2.1.7

entonces el circuito magnético puede ser considerado lineal , entonces se tiene que el flujo generado  $\phi$  por la corriente  $i$  en la bobina está dado por :

$$\phi = k_1 * i \quad \{2.1.1\}$$

La fuerza ( $f$ ) sobre la armadura debido a este flujo está dada por :

$$f = k_2 * \phi^2 \quad \{2.1.2\}$$

donde  $k_1$  y  $k_2$  son constantes de proporcionalidad.

Al moverse la armadura hacia el núcleo se disminuye el entrehierro , entonces se puede considerar en términos de  $i$  , que la fuerza está dada por :

$$f = k_1 * k_2 * i^2 = K * i^2 \quad \{2.1.3\}$$

$K$  es una constante equivalente de  $k_1$  y  $k_2$ .

Considerando una corriente de la forma:

$$i = \sqrt{2} * \sum_{h=1}^{\infty} I_h * \text{sen}(h\omega t + \theta_h) \quad \{2.1.4\}$$

la cual produce una fuerza promedio dada por

$$F = \frac{K}{2\pi} * \int_0^{2\pi} i^2 * d\theta \quad \{2.1.5\}$$

la que según la ecuación 2.1.3 dá lugar a :

$$F = K * I_{rms}^2 \quad \{2.1.6\}$$

donde

$$I_{rms}^2 = \sum_{h=1}^{\infty} I_h^2 \quad \{2.1.7\}$$

Si se considera el valor de la corriente a la frecuencia fundamental como  $I_a$  . la cual se asume que provoca el funcionamiento del relé. Entonces el relé operará como resultado de cualquier corriente  $i$  que tenga un valor rms tal que :

$$I_{rms} \geq I_a \quad \{2.1.8\}$$

De la relación anterior se puede notar que el contenido armónico de la corriente  $i$  no afecta la operación del relé pues solamente el valor rms de la corriente tomada sobre un período de tiempo comparable al tiempo de operación del relé es importante. Salta a la vista además , la independencia que guarda este tipo de dispositivo con respecto a los efectos de cambios en la frecuencia.

A pesar de que en las relaciones expuestas anteriormente se hace hincapié en la independencia con respecto a la frecuencia , según la referencia [3] reporta que la corriente de puesta en trabajo si es afectada por el contenido armónico de la corriente de línea , aunque este efecto sea

relativamente pequeño. En el desarrollo matemático anterior ningún efecto se predice con respecto a este hecho.

Experimentalmente se ha encontrado que la mayor variación en la corriente de puesta en trabajo está cerca del 8 % para un contenido armónico total (Ph) del 0.77 en por unidad (Ph=0.77)<sup>1</sup>.

Una severa saturación del transformador de corriente (tc) puede afectar al relé instantáneo en dos diferentes maneras:

- a) El pulso de la corriente secundaria que resulta de la saturación en cada ciclo, puede contener insuficiente energía para que el relé alcance una condición de puesta en trabajo.
- b) Cuando los relés instantáneos están diseñados para un rápido recierre, condición muy conveniente en esquemas de control tales como sistemas de interruptores de

---

<sup>1</sup> El factor de distorsión armónica según la IEEE Standart N2519 está dado por :

$$D_a = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots + V_n^2}}{V_1}$$

Cuando existe una componente de  $V_1$  se la incluye en el denominador, pero no en el numerador en la determinación de la distorsión armónica. Para la distorsión total esta se incluye en ambos numerador y denominador.

Según la IEC, el factor de distorsión armónica (Ph) o también contenido armónico en por unidad, está dado por:

$$P_{H\%} = 100 * \frac{\sqrt{(V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2)}}{\sqrt{V_1^2 + V_2^2 + \dots + V_n^2}} = 100 * \frac{\sqrt{(V_{rms}^2 - V_1^2)}}{V_{rms}}$$

fallas . la saturación severa puede causar la reposición del relé cada vez que la corriente descienda a un valor bajo. por ejemplo una o dos veces por ciclo. dependiendo de la forma de onda distorsionada.

Ciertas cargas no lineales , tales como cargadores de baterías monofásicos , soldas eléctricas , etc. , suelen generar armónicos de secuencia cero<sup>1</sup> ( por lo general armónicos múltiplos de tres) , hay que tomar muy en cuenta este hecho en la respuesta de los relés de sobrecorriente al tercer armónico de una forma de onda , pues se ha visto que tales armónicos de corriente no se cancelan en el conductor neutro y que podrían eventualmente actuar como una corriente polarizante del relé produciendo falsas puestas de trabajo ; especialmente si las cargas no lineales exceden niveles superiores a un 10 % a 20 % de la carga total [3][14].

### 2.1.2.2 Relé instantáneo de voltaje

Este tipo de relé tiene la estructura similar a la de la figura 2.1.7 . Pero en este caso la magnitud que concierne en cuanto a la respuesta del relé a los armónicos, es el voltaje

---

<sup>1</sup> La teoría de las componentes de secuencia simétricas es aplicable también a los armónicos. La siguiente tabla muestra la relación de cada uno de los armónicos de bajo orden con respecto a los armónicos.

Armónico	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Secuencia	+	-	0	+	-	0	+	-	0	+	-	0	+	-	+

Esto está basado sobre el hecho de que en un sistema totalmente simétrico , los armónicos de secuencia positiva(+) son del orden de  $(3N + 1)$  donde N es cualquier entero ; Los armónicos de secuencia negativa (-) son  $(3N-1)$  y los de secuencia cero (0) son de orden  $(3N)$  .

de operación  $v$ .

El análisis que se realizó para el relé instantáneo de corriente sirve para analizar el relé instantáneo de voltaje. Como se mostró el valor promedio de la fuerza sobre la armadura debido al flujo  $\phi$  estaba dado por :

$$F = K * I_{rms}^2 \quad \{2.1.6\}$$

Si se asume que el voltaje sobre la bobina está dado por :

$$v = \sqrt{2} \sum_{h=1}^{\infty} V_h * \text{sen}(h\omega t + \theta_h) \quad \{2.1.9\}$$

Entonces

$$I_h^2 = \frac{V_h^2}{R^2 + (h\omega L)^2} \quad \{2.1.10\}$$

de donde se tiene que la fuerza está dada por

$$F = K * \sum_{h=1}^{\infty} \frac{V_h^2}{R^2 + (h\omega L)^2} = K * \sum_{h=1}^{\infty} \frac{V_h^2}{R^2 * (1 + (h * Q)^2)} \quad \{2.1.11\}$$

Donde  $Q$  es el factor de calidad dado por  $Q = \omega L/R$ .

Considerando que  $V_a$  es el valor de la componente fundamental de voltaje la cual se asume que es la que provoca la operación del relé , entonces fuerza  $F$  equivalente a la producida por el voltaje  $v$  estará dada por :

$$\sum_{h=1}^{\infty} \frac{V_h^2}{R^2 * (1 + (h * Q)^2)} = \frac{V_a^2}{R^2 * (1 + Q^2)} \quad \{2.1.12\}$$

Asignando al contenido armónico del voltaje en por unidad como:



$$P_h = V_h / V_{rms} \quad \{2.1.13\}$$

donde  $V_{rms}$  es el valor rms del voltaje de operación  $v$ , esto lleva a

$$\sum_{h=1}^{\infty} \frac{V_h^2}{R^2(1+(h*Q)^2)} = \frac{V_{rms}^2}{R^2} * \sum_{h=1}^{\infty} \frac{P_h^2}{1+(h*Q)^2} \quad \{2.1.14\}$$

de donde igualando 2.1.12 y 2.1.14 se tiene que

$$V_{rms}^2 \sum_{h=1}^{\infty} \frac{P_h^2}{1+(h*Q)^2} = \frac{V_a^2}{1+Q^2} \quad \{2.1.15\}$$

esta relación define el valor rms del voltaje  $v$  el cual provocará la operación del relé.

Hay que notar también que:

$$\sum_{h=1}^{\infty} P_h^2 = P_1^2 + \sum_{h=2}^{\infty} P_h^2 = 1 \quad \{2.1.16\}$$

de donde la ecuación 2.1.15 se la puede reescribir como :

$$\frac{V_{rms}^2}{V_a^2} = \frac{1}{1 - \sum_{h=2}^{\infty} \frac{(P_h*Q)^2 * (h^2-1)}{1+(h*Q)^2}}$$

Si se asume que el factor de calidad  $Q$  de la bobina es suficientemente grande,  $Q \gg \gg 1$ , y si además se desarrolla en series la expresión anterior se tiene lo siguiente :

$$\frac{V_{rms}^2}{V_a^2} = \frac{1}{1 - \sum_{h=2}^{\infty} \frac{F_h^2 * (h^2-1)}{h^2}} = \frac{1}{1 - \frac{3 * P_2^2}{4} - \frac{8 * P_3^2}{9} - \dots}$$

$$\frac{V_{rms}^2}{V_a^2} < \frac{1}{1 - P_2^2 - P_3^2 - \dots}$$

Notese que si  $Q = 0$  , entonces :  $V_{rms}^2 / V_a^2 = 1$

De la relaciones anteriores se puede encontrar un rango para la relación  $V_{rms}/V_a$  , el cual está dado por :

$$1 \leq \frac{V_{rms}}{V_a} \leq \sqrt{\frac{1}{1 - P_h^{2'} \mid Q \gg 1}} \quad \{2.1.17\}$$

donde :

$$P_h^{2'} = \sum_{h=2}^{\infty} P_h^2 \quad \{2.1.18\}$$

aquí  $P_h$  es el contenido armónico total en por unidad del voltaje  $v$ .

Reacomodando la expresión 2.1.17 , de la siguiente manera:

$$V_a \leq V_{rms} \leq \frac{V_a}{\sqrt{(1 - P_h^{2'})}} \quad \{2.1.17a\}$$

se puede apreciar que el voltaje rms ( $V_{rms}$ ) nunca es menor que  $V_a$  y puede ser apreciablemente mayor que  $V_a$  dependiendo del contenido armónico de  $v$ . Esta ecuación anterior dice que el nivel de voltaje para el cual el relé entra a trabajar se

vé incrementado , lo que hace preveer que se puede tener voltajes relativamente mayores bajo condiciones no sinusoidales , a los que se podrían esperar en condiciones totalmente sinusoidales en el relé. Por ejemplo , si el contenido armónico total de  $v$  es de un 30 % , el valor  $V_{rms}$  tendrá los siguientes límites :

$$1 \leq V_{rms} < 1.05$$

El valor 1.05 corresponde a grandes valores de  $Q$  .

Como se muestra en el ejemplo los puntos de trabajo pueden ser a lo más un 5 % superior al que originalmente se lo calibró si el contenido armónico es de un 30 % . Una estimación más precisa requiere conocer los valores del contenido armónico de las formas de onda del voltaje y del factor de calidad  $Q$  de la bobina del relé.

Como se puede notar de la relación 2.1.17a existe realmente un factor que afecta el punto de trabajo del relé , sin embargo la operación del relé sigue todavía dependiente de la frecuencia fundamental de la onda de voltaje pues su punto de operación no tiene tanta dispersión bajo condiciones aceptablemente bajas de distorsión , además la característica similar a un pasabajos del relé de voltaje hace que este tienda a responder cuando la componente fundamental está aproximadamente sobre el punto de trabajo del relé. El efecto variable de la saturación interna es también menor en los relés de voltaje pues estos están usualmente diseñados para un grado de saturación en condiciones máximas de

entrada.

### 2.1.2.3 Relé de sobrecorriente de tiempo inverso.

Este tipo de relé electromecánico opera bajo el principio de la espira de sombra de un motor de inducción monofásico. Un disco de material no magnético es inducido a rotar por un torque creado por el cambio de flujo de los polos del estator. Sin embargo su movimiento está restringido por un resorte ajustable, el torque suministrado por este resorte debe vencerse antes que la rotación pueda empezar.

Un diagrama elemental de este tipo de relé se muestra en la figura 2.1.8.

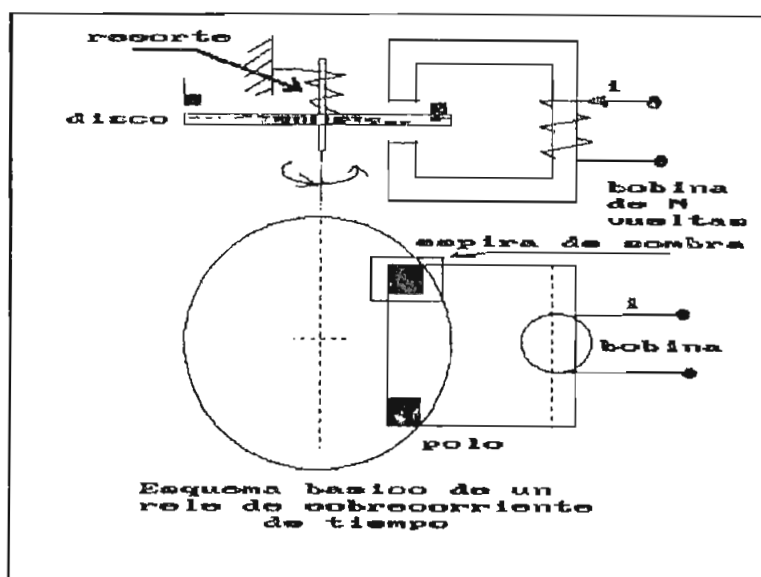


Figura 2.1.8

Para analizar el relé bajo condiciones no sinusoidales, se parte de la figura 2.1.8.

En la sección 2.2 de este capítulo se analiza la influencia

de los armónicos de voltaje y corriente sobre un medidor de watt-hora de disco de inducción , en el cual se desarrollan varias ecuaciones con el fin de obtener la velocidad de giro del disco bajo influencia de los armónicos. Puesto que existe una gran similitud con el caso del relé de sobrecorriente de tiempo inverso entonces se puede considerar el mismo desarrollo matemático para encontrar la relación de la velocidad , salvo que se deben hacer las siguientes consideraciones :

- El flujo generado por la espira de sombra , se considera similar al generado por el voltaje aplicado en el medidor de watt-hora de disco de inducción.
- El efecto de frenado del resorte en el relé de sobrecorriente de tiempo inverso es análogo al efecto producido por el imán permanente en el medidor.

Para un desarrollo matemático algo más particularizado hacia el relé de tiempo inverso , la referencia [3] es una buena guía con este objetivo. Por mencionar este trabajo tenemos que al igual que en el caso del relé de sobrevoltaje , se llega a establecer que la corriente de puesta en trabajo del relé está limitada por el siguiente rango.

$$I_a \leq I_{rms} \leq \frac{I_a}{\sqrt{1 - P_h^{2l}}} \quad \{2.1.19\}$$

Aquí el valor  $I_{rms}$  nunca es menor que la corriente a

frecuencia fundamental  $I_a$  y puede ser apreciablemente mayor que  $I_a$  dependiendo del contenido armónico de  $i$ . Entonces es de esperarse que una corriente con cierto contenido armónico que circule durante una falla sea lo suficientemente mayor a la esperada a frecuencia fundamental.

Con respecto al análisis que se puede hacer tomando el modelo del medidor de watt-hora, se puede decir que si bien la respuesta de frecuencia indica una tendencia hacia la disminución<sup>1</sup> de la velocidad de giro de disco, al hacer analogía con el relé de tiempo inverso, lo que se espera es que el tiempo que se calibró para que el relé despeje la falla, se vea incrementado en cierto porcentaje; este porcentaje puede ser muy crítico en un relé de protección de tiempo inverso.

Además como se puede apreciar en las figuras 2.2.8 c,d de la sección 2.2, para un mismo valor rms de corriente la tendencia de la velocidad de giro es ha disminuir su valor a medida que la distorsión de la onda se hace más pronunciada, lo que confirma los resultados obtenidos por la referencia [3].

En la figura 2.1.9 se puede apreciar la respuesta de un relé de sobrecorriente de tiempo inverso a diferentes frecuencias como la correspondiente al tercer armónico y a la frecuencia fundamental, además también se incluye la respuesta de una forma de onda en la cual se tiene la componente fundamental y un armónico de tercer orden.

---

<sup>1</sup> Esta tendencia puede ser función del valor rms como de la amplitud de la forma de onda de entrada ya que dependiendo de estos parámetros puede darse el efecto contrario.

En la figura 2.1.9 se nota que la curva característica de tiempo del relé sube significativamente cuando se tiene la frecuencia correspondiente al tercer armónico. La curva de

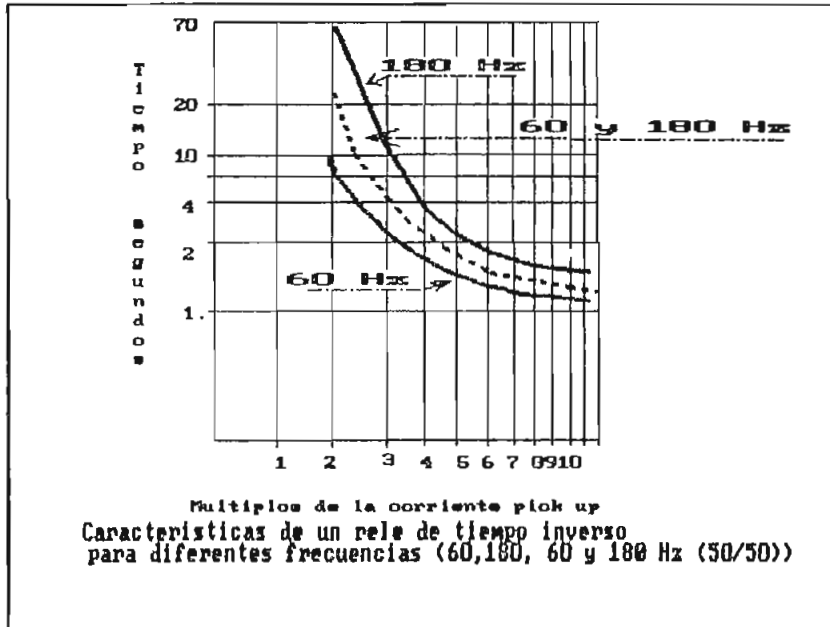


Figura 2.1.9

tiempo obtenida cuando se superponen las dos frecuencias (60 y 180 Hz) tiene la tendencia a ser la curva promedio de las dos individuales, esta característica se debe a que existe una relación de frecuencias componentes de un 50 % para cada la corriente inyectada.

Se puede decir que para un diferente contenido de armónico en la corriente , la curva esperada de tiempo inverso tendrá una envolvente similar a la proporcionada por el fabricante a frecuencia fundamental pero desplazada hacia arriba dependiendo de la relación que guarde la componente fundamental con los armónicos más severos. Lo que indica que los tiempos se incrementan.

Es por esta razón que se hace importante el conocer el contenido armónico de la corriente para así proporcionar una adecuada coordinación de las protecciones.

#### *2.1.2.4 Relés electromecánicos de dos magnitudes de entrada*

Estos relés pueden estar sujetos a los efectos de la distorsión como los relés de una sola magnitud de entrada más otras, que involucran las relaciones del ángulo de fase de los respectivos armónicos de entrada. Dentro de esta clasificación se incluyen los relés direccionales, producto, impedancia, mho, y otras formas de relés de distancia.

Dos señales de entrada de diferente frecuencia producen un torque de operación sinusoidal, el cual alterna entre un torque positivo y negativo; por lo que el par neto para cada ciclo será cero. Por ejemplo en un relé de voltaje-corriente donde la expresión del torque viene dada por:

$$\tau = K_1 * \phi_v * \phi_i * \text{sen}(\theta)$$

donde  $\phi_v$  y  $\phi_i$  son los valores eficaces de los flujos actuantes,  $\theta$  es el ángulo de fase entre los flujos que atraviesan el rotor producidos por el voltaje  $v$  y la corriente  $i$ .

Notese que si  $\theta$  tiene un valor de  $90^\circ$ , el torque será máximo, en cambio si  $\theta$  es igual a cero el torque promedio será cero, ver figura 2.1.10a y 2.1.10b.

Sin embargo, la interacción de las diferentes frecuencias



debido a las no- linealidades en el interior de un relé puede resultar en un torque de operación positivo o negativo. También , las formas de onda distorsionadas especialmente como las que se producen desde un transformador de corriente

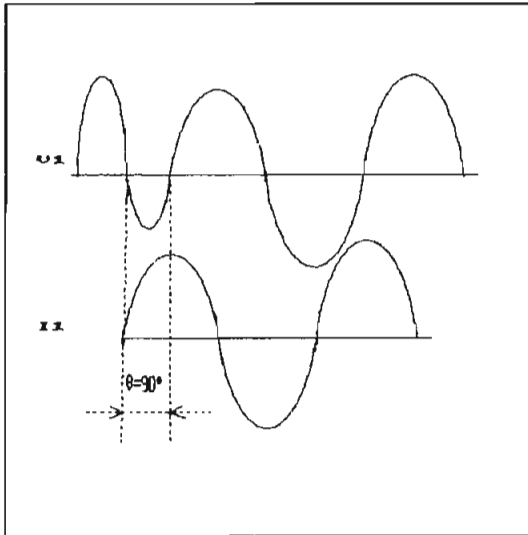


Figura 2.1.10a

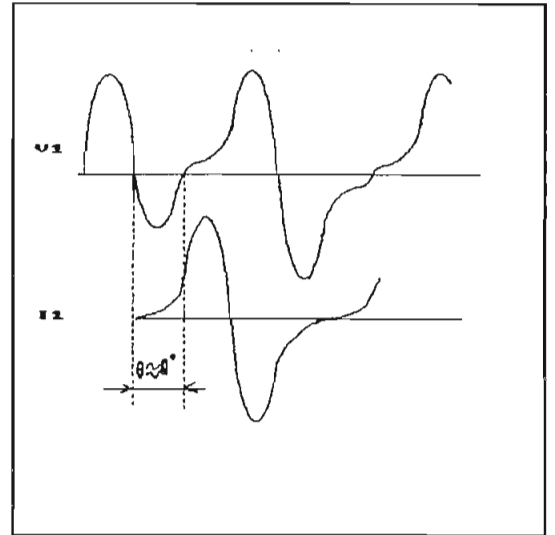


Figura 2.1.10b

saturado , pueden contener un desfase de la componente fundamental. Entonces si existe distorsión en una sola de las magnitudes de entrada está puede afectar el funcionamiento de los relés de doble entrada especialmente los de tipo electromecánico.

Cuando una de las señales de un relé de dos magnitudes tipo producto (multiplicación) es una onda sinusoidal , el relé tiende a ignorar la distorsión en la otra señal de entrada y responde casi solamente a la componente fundamental. En las figuras 2.1.11a,b,c,d se tienen diferentes formas de onda de entrada , las cuales luego de realizar el producto con la onda de forma sinusoidal , dá como resultado una forma de

onda casi semi-sinunoidal (positiva).

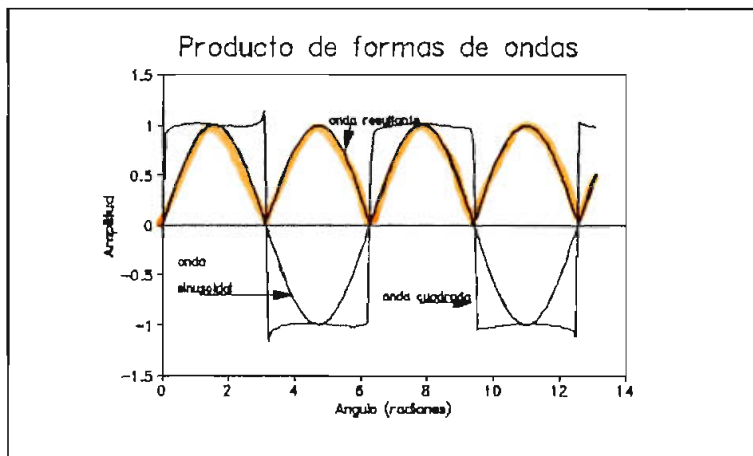


Figura 2.1.11a

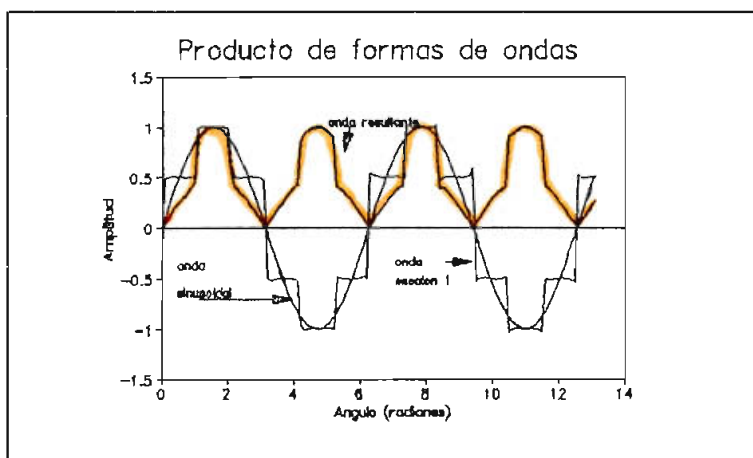


Figura 2.1.11b

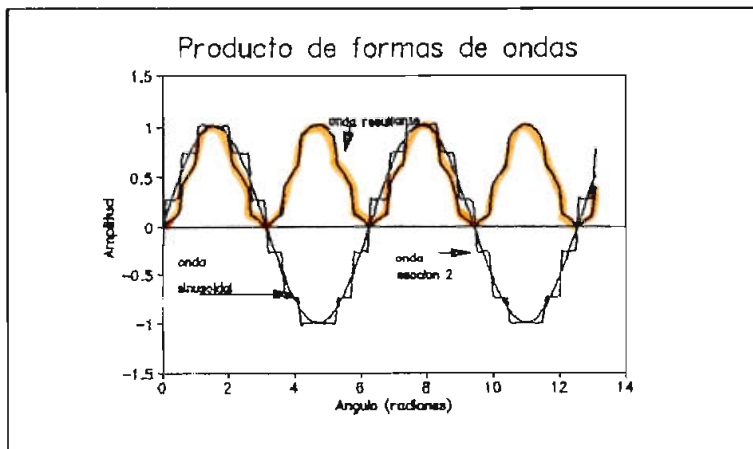


Figura 2.1.11c

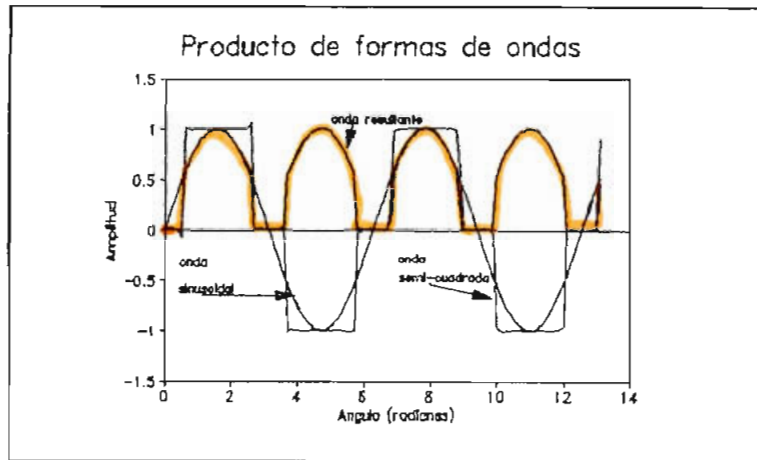


Figura 2.1.11d

De las figuras 2.1.11 a,b,c,d se aprecia a una magnitud de entrada sinusoidal y otra forma de onda distorsionada. Como se puede ver, el tener una onda sinusoidal en una de las magnitudes de entrada provoca que la forma de onda resultante del producto de las dos formas de onda de entrada tenga una similitud con la forma de onda del semiperíodo de una onda sinusoidal, y como consecuencia se puede decir que la onda sinusoidal de entrada tiene una gran influencia en la puesta de trabajo del relé en un alto porcentaje. Hay que tomar en cuenta que adicionalmente a lo anterior es posible que se dé un desfase significativo en la componente fundamental como consecuencia de este producto. La coordinación con un dispositivo rms o un dispositivo mucho más sensible a los armónicos podría perderse si estos factores no son tomados en cuenta.

Por otro lado esta característica del relé de producto (multiplicación) puede ser usada como el equivalente de un filtro de señal de 60 Hertz y crear un relé que responda solamente a la componente fundamental. En esta aplicación

uno de los bobinados debería estar suministrado con una onda sinusoidal de voltaje de fase propia relacionada con la corriente bajo medida.

Los relés direccionales son construidos para una variedad de diseños. De ahí que no es muy práctico generalizar su respuesta a corrientes y voltajes distorsionados. Sin embargo, aplicando principios básicos a un relé específico uno debería estar posibilitado en predecir el efecto general de la distorsión de la forma de onda sobre ese relé. Por ejemplo un relé de distancia de tipo particular contiene en su interior una réplica de la sección de la línea bajo protección. Por lo tanto el relé debería trabajar con propiedad con voltajes y corrientes del sistema distorsionados. Sin embargo las distorsiones producidas desde los transformadores de potencial y corriente, y especialmente transformadores acoplados capacitivamente, que no tienen su similar desde el sistema primario, pueden afectar la precisión del relé.

Los relés direccionales están afectados de igual manera que los relés de una sola magnitud por cambios en la frecuencia. El ángulo del torque máximo es afectado debido a cambios en la relación  $X/R$  en circuitos que contienen inductancias o capacitancias. El efecto de ligeros cambios en la frecuencia como los encontrados normalmente, pueden, no obstante despreciarse.

En un relé de impedancia el par positivo ( puesta en

trabajo ) es producido por un elemento de corriente en cambio el elemento de tensión produce un torque negativo (reposición). En otras palabras , un relé de impedancia es un relevador de sobrecorriente de tensión de retención . La ecuación básica de funcionamiento está dada por :

$$\tau = k_1 I^2 - k_2 V^2 - K_3$$

donde I y V son magnitudes eficaces de la corriente y de la tensión , respectivamente. En el punto de equilibrio , cuando el relé está en el limite del funcionamiento , el par neto es cero y por lo tanto :

$$K_2 V^2 = K_1 I^2 - K_3$$

Dividiendo entre  $K_2 I^2$  , se obtiene :

$$\frac{V^2}{I^2} = \frac{K_1}{K_2} - \frac{K_3}{K_2 * I^2} \quad \{2.1.20\}$$

$$\frac{V}{I} = Z = \sqrt{\frac{K_1}{K_2} - \frac{K_3}{K_2 * I^2}} \quad \{2.1.21\}$$

puesto que se suele despreciar el efecto del resorte de control , ya que su efecto es notorio a magnitudes de corrientes razonablemente bajas de aquellas encontradas de ordinario . Por lo que si se hace  $K_3$  , igual a cero , la ecuación anterior se transforma en :

$$Z = \sqrt{\frac{K_1}{K_2}} \quad \{2.1.22\}$$

En otras palabras , un relé de impedancia está en el limite del funcionamiento a un valor constante dado de la relación de V e I , que puede expresarse como una impedancia. Otra forma de expresar la zona de trabajo del relé está dada para cuando :

$$\left| \frac{V}{I} \right| \leq Z$$

{2.1.22a}

En base de la anterior relación se suele mostrar la característica de funcionamiento en el diagrama de impedancia o bien diagrama R-X (Figura 2.1.12).

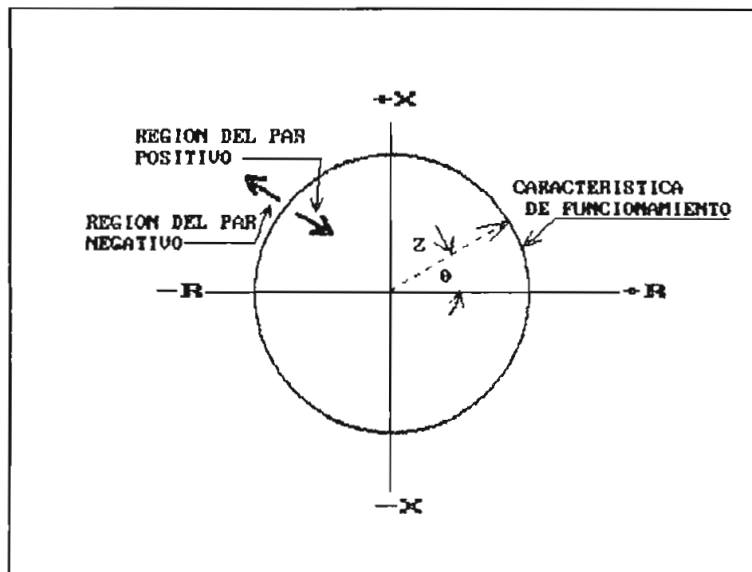


Figura 2.1.12

En anterior análisis se lo ha realizado considerando un medio sin distorsión en las ondas de corriente y voltaje.

Al incluir el efecto de los armónicos es posible que se dé el sobre-alcance o sub-alcance dependiendo del contenido armónico (Ph) de las magnitudes de entrada.

Ya que el factor de distorsión (Ph) viene dado en función del

valor medio cuadrático y de la componente fundamental se puede incluir este factor en la ecuación 2.1.22 de donde se tiene que :

$$Z = \sqrt{\frac{K1}{K2}} * \sqrt{\frac{(1 - P_{hv}^2)}{(1 - P_{hi}^2)}} \quad \{2.1.23\}$$

Aquí Phi y Phv son los factores de distorsión de la onda de corriente y voltaje de entrada respectivamente.

Esta ecuación indica que el radio vector que describe la característica de funcionamiento de un relé de impedancia en un diagrama R-X puede crecer o disminuir , consecuentemente darse el sub-alcance como el sobre-alcance del relé dependiendo del contenido armónico de las ondas de entrada (figura 2.1.13).

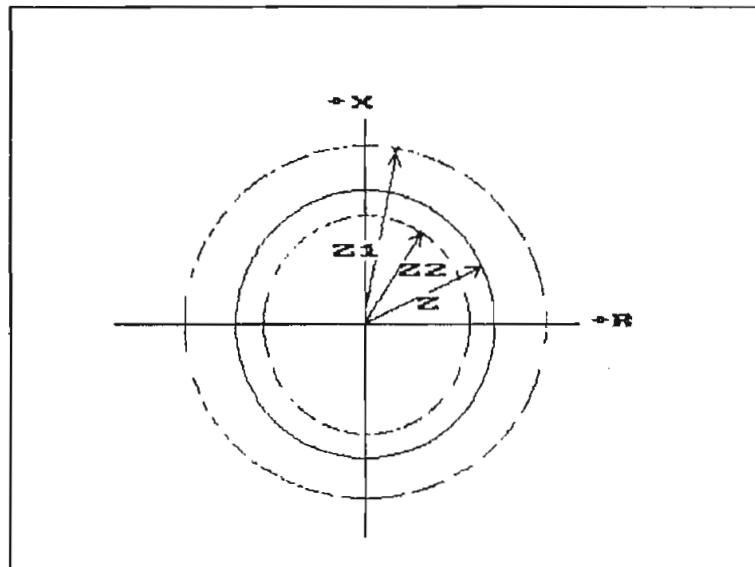


Figura 2.1.13

El ángulo de fase entre V e I no tiene relevancia en este tipo de relé.

Los relés tipo reactancia tienen un elemento de sobrecorriente al igual que el relé de impedancia que desarrolla el par positivo y un elemento direccional corriente-tensión que se opone o ayuda al elemento de sobrecorriente, según sea el ángulo de fase entre la corriente y la tensión. En otras palabras, un relé de reactancia es un relevador de sobrecorriente con retención direccional.

Si se deja que el efecto del resorte de control sea  $-K_3$ , la ecuación del torque será:

$$\tau = K_1 I^2 - K_2 V I \sin \theta - K_3 \quad \{2.1.24\}$$

Donde  $\theta$  está definido como positivo cuando  $I$  se atraza de  $V$ . En el punto de equilibrio el par neto es cero, y de aquí:

$$K_1 I^2 = K_2 V I \sin \theta + K_3 \quad \{2.1.25\}$$

Dividiendo ambos lados de la ecuación entre  $I^2$  se tiene:

$$K_1 = K_2 * \frac{V}{I} * \sin(\theta) + \frac{K_3}{I^2} \quad \{2.1.26\}$$

o bien

$$\frac{V}{I} * \sin(\theta) = Z \sin(\theta) = X = \frac{K_1}{K_2} - \frac{K_3}{K_2 * I^2} \quad \{2.1.27\}$$

si se desprecia el efecto del resorte de control queda

$$X = \frac{K_1}{K_2} = \text{constante} \quad \{2.1.28\}$$

En otras palabras, este relevador tiene una característica de funcionamiento tal que todos los radios vectores de



impedancia cuya punta se encuentra situada en esta característica tiene una componente X constante. Esto describe una línea recta de la figura 2.1.14

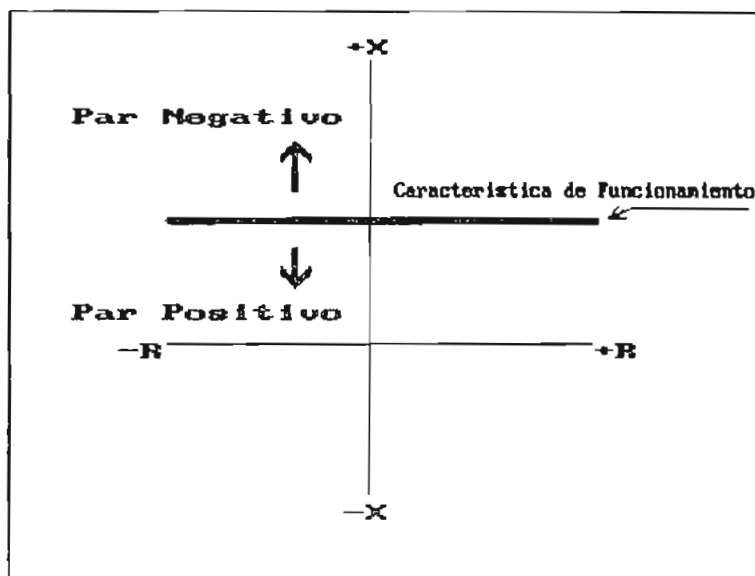


Figura 2.1.14

Un aspecto significativo sobre de esta característica es que la resistencia componente de la impedancia no tiene efecto en el funcionamiento del relé ; este responde solamente a la reactancia. Cualquier punto bajo de esta característica de funcionamiento sea arriba o abajo del eje R se situará en la región del par positivo. Esto bajo el régimen sinusoidal.

Experimentalmente en la referencia [12] se ha encontrado que la característica de trabajo de un relé tipo reactancia bajo condiciones no sinusoidales tiende a reducir la zona de torque positivo , creando una zona donde se hace impredecible conocer con certeza si va o no a operar el relé en condiciones de falla. En la figura 2.1.15 se puede apreciar las zonas que se describen cuando a una onda sinusoidal se le

añade un armónico de orden 2º y 3º respectivamente.

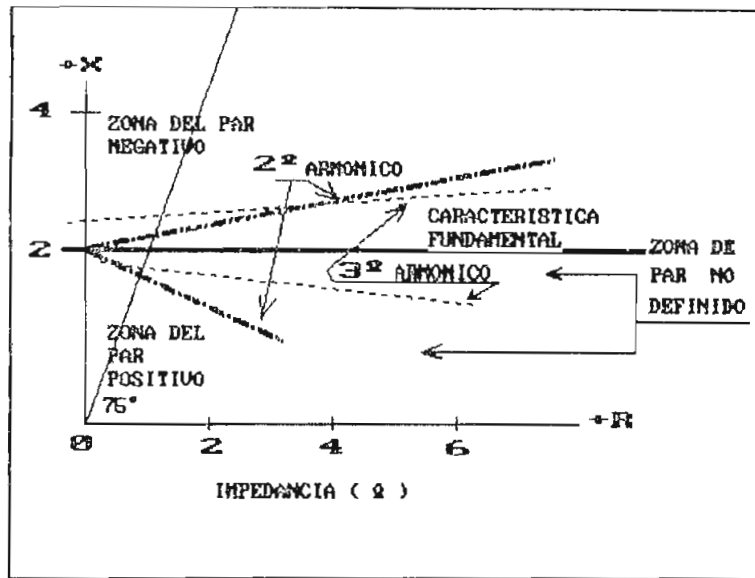


Figura 2.1.15 Características de fase de un relé estático convencional

Notese que la zona de operación incierta corresponde a un rango entre 86 % a 104 % en 75°. Quizá en el gráfico esta zona se encuentra algo exagerada pero se lo ha hecho con el fin de que se logre apreciar el efecto de los armónicos.

Cuando se tiene el segundo armónico en la entrada ( $2 \cdot f$  donde  $f$  es la frecuencia fundamental) la zona de operación desconocida es relativamente mayor que la zona descrita por el tercer armónico.

Se puede concluir *a priori*, que la zona de operación impredecible se va acortando mucho más conforme aumenta el grado del armónico ( $n \cdot f$ ). Cabe anotar que el efecto de los armónicos de bajo orden son más gravitantes en el comportamiento del relé de reactancia.

Hay que tomar en cuenta que al darse la zona de operación

incierto , trae como consecuencia que se dé un sub-alcance del relé , aspecto que es muy importante en la calibración de las diferentes zonas a proteger.

Si se incluye el efecto de la distorsión de las formas de onda de entrada se tendría que la ecuación 2.1.28 se la podría reformular de la siguiente manera :

$$X = \frac{K1}{K2} * \sqrt{\frac{(1-Ph_v^2)}{(1-Ph_i^2)}} \quad \{2.1.28a\}$$

Esta relación tiene cierta similitud con la característica mostrada en la figura 2.1.15 , la cual puede mostrar un valor mayor o menor de la reactancia , dependiendo del contenido armónico de las formas de onda de entrada.

El relé tipo MHO es inherentemente direccional , tiene esta unidad una característica direccional de tensión de retención. En el cual el torque de viene dado por :

$$\tau = K1 V I \cos(\theta - \Gamma) - k2 V^2 - K3 \quad \{2.1.29\}$$

el ángulo  $\Gamma$  se muestra en la figura 2.1.16 ,  $\Gamma$  y  $\theta$  se definen como positivos cuando I se atraza de V. En el punto de equilibrio el par neto es cero , y de aquí :

$$K2 V^2 = K1 V I \cos(\theta - \Gamma) - K3 \quad \{2.1.30\}$$

Dividiendo ambos lados entre  $(K2 V I)$  , se tiene :



ya que la operación<sup>1</sup> del relé dentro de esta zona no está bien definida.

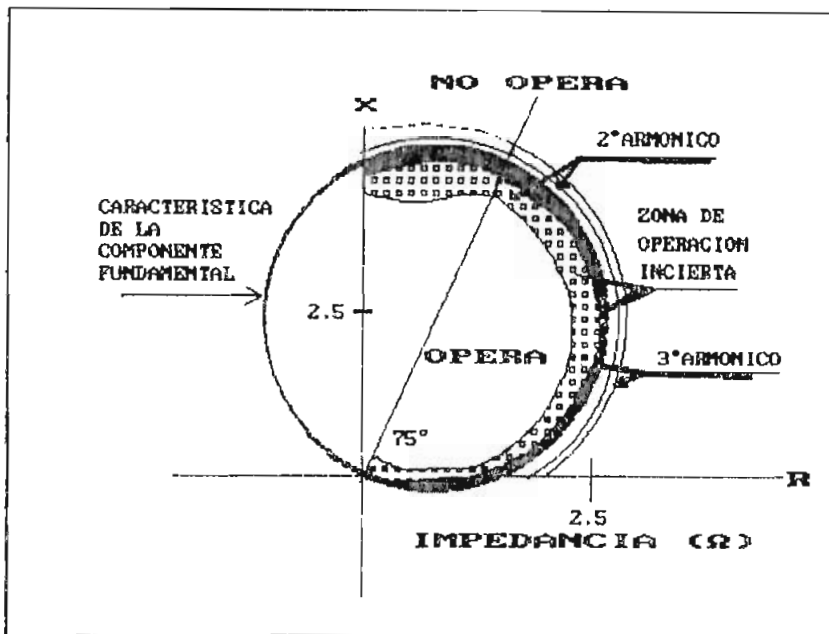


Figura 2.1.17

Según la ref.[12] se indica que esta zona corresponde a un rango entre el 86% al 101% de la característica de funcionamiento fundamental cuando se incluyen armónicos de segundo y tercer orden. Como se puede ver en la figura, la zona a la que protege el relevador se acorta produciéndose el sub alcance e inclusive probablemente el sobrealcance.

La zona descrita por la inclusión del segundo armónico es mayor en relación a la descrita por el tercer armónico.

Esta característica de funcionamiento sugiere una reformulación de la ecuación 2.1.70, en la cual se tome en cuenta el contenido armónico de las formas de ondas de

<sup>1</sup> Como se indicó anteriormente no todos los relés de este tipo van a tener un funcionamiento similar bajo estas condiciones, pues el comportamiento del relé varía de un fabricante a otro. Sin embargo la tendencia a tener este funcionamiento es el que se señala.

entrada , de la siguiente manera :

$$E = \frac{K1}{K2} * \cos(\theta - \Gamma) * \sqrt{\frac{(1 - Ph_v^2)}{(1 - Ph_i^2)}} \quad \{2.1.31a\}$$

Phi y Phv son los factores de distorsión de las ondas de entrada. Si la distorsión es mayor en la corriente , el radio de la característica del relé será mayor consecuentemente se podría dar el sobre alcance de la unidad; de darse sólo en el voltaje la distorsión de la forma de onda se tendría el sub alcance del relé.

La tendencia actualmente es ha utilizar filtros de entrada para atenuar ciertos armónicos que ingresan al relé especialmente en los relés tipo estáticos , ciertamente que se obtienen resultados muy buenos , pues las zonas de operación no definida se acorta a casi la mitad. Sin embargo nada es perfecto ya que de darse una gran atenuación de estos armónicos con estos filtros de entrada provocaría mayores retardos de tiempos en la puesta de trabajo, consecuentemente una lenta operación del relé. Por lo que la utilización de estos filtros debe ser muy bien estudiada para minimizar los tiempos de operación del dispositivo.

El efecto de retardo de tiempo en la puesta de trabajo del relé debe ser seriamente analizada puesto que el margen de estabilidad podría verse afectado.

Los relés diferenciales restringen su operación por el contenido armónico en la corriente inrush de energización del

transformador. Como consecuencia de esto, los componentes de distorsión producidos por un transformador de corriente saturado durante una falla interna podrían provocar que el relé no opere. Cada fabricante usualmente provee de soluciones empíricas para evitar el mal funcionamiento.

Un caso especial son los relés diferenciales de protección de barras los cuales pueden trabajar bajo severas distorsiones de la corriente.

Los relés estáticos como se comentó anteriormente han desplazado en gran manera a los relés tipo electromecánico aunque no en su totalidad. Existe una diversidad de diseños los cuales varían de un fabricante a otro.

El relé estático de simple magnitud suele responder a valores pico, valores promedios y valores medio cuadráticos de la forma de onda de entrada. Dependiendo del valor que se escoja se dan las características de los elementos que conforman su estructura. Estos se ven afectados en sus valores de corriente pick up y en sus características de tiempo de manera algo similar a los relés tipo electromecánicos. Cuando se utiliza el cruce por cero de la forma de onda de entrada para censar la magnitud ingresada, como en algunos relés de frecuencia, la distorsión puede afectar significativamente la respuesta del dispositivo, por efecto del desfase que provocan los armónicos en la componente fundamental.

Los relés estáticos de doble magnitud de entrada suelen responder a las formas de onda distorsionadas dependiendo del

diseño de transformador de entrada , de los circuitos análogos utilizados y del diseño del detector el cual puede basarse en una magnitud o en el ángulo de fase. Al igual que los relés de entrada simple se ven afectados por el desfase que provocan los armónicos en la componente fundamental.

Los sistemas de relés basados en computadoras digitales no caen , *per se* , ante cualquier problema de forma de ondas común a los relés estáticos como electromecánicos. La respuesta de estos sistemas digitales es única a los armónicos y a otro tipo de distorsiones , pues están basados en la relación de muestreo de la señal análoga de entrada. Esta técnica es llamada muestreo /retención (sample/hold) la cual debe tener una frecuencia adecuada para realizar convenientemente la conversión analoga/digital. Una vez que la señal es digitalizada la función del computador será totalmente el resultado de la calidad del software instalado en el computador. Por ende que la respuesta a las formas de ondas distorsionadas está substancialmente bajo control del programador.

Como comentario final se hace notar que si bien las distorsiones causadas por fallas afectan a los relés de protección primarios (estos más cerca de la falla) más que a los relés de respaldo. Los relés de respaldo pueden tener una significativa componente de corriente de carga lineal tanto como la corriente de falla no-lineal. Sin embargo , si la corriente de carga es no lineal , los relés de respaldo pueden estar sujetos a los efectos de esta distorsión tanto



como a la distorsión producida por la falla.

## *2.2 Análisis de la influencia de los armónicos en los medidores de watt-hora de disco de inducción.*

La necesidad de investigar la exactitud de las lecturas realizadas por el medidor de watt-hora , frente a ondas no sinusoidales ha sido motivo de mucha preocupación en otros países. En nuestro país todavía se le da poca importancia frente a este hecho según lo respalda un sondeo realizado para este trabajo. Quizá por falta de recursos para efectuar monitoreo de las formas de onda de voltaje y corriente en ciertos sectores industriales o simplemente por el poco interés que se dá a la investigación de campo.

Por lo general los registradores de watt-hora de disco de inducción son probados y ajustados para uso sobre circuitos AC en los cuales el voltaje y corriente son esencialmente sinusoidales. A pesar de que muchos fabricantes aseguran que la precisión en la lectura de consumo se encuentra dentro de los límites permitidos comercialmente frente a ondas no sinusoidales sin embargo existen varios reportes los cuales señalan que si hay un cierto grado de error en las lecturas proporcionadas por este tipo de medidor de watt-hora frente a ondas distorsionadas.

### 2.2.1 Principio de Operación

El medidor de inducción de watt-hora de disco de inducción tanto trifásico como monofásico tienen un comportamiento similar frente a los armónicos, por lo que un análisis del medidor tipo monofásico se estima que es suficiente.

La interacción de flujos efectivos de corriente y voltaje con las corrientes de eddy<sup>1</sup> inducidas por estos flujos alternos en el disco, resulta en un torque acelerante sobre este, el cual en ausencia de un torque opuesto hace que se dé una alta velocidad de giro del disco fig(2.2.1).

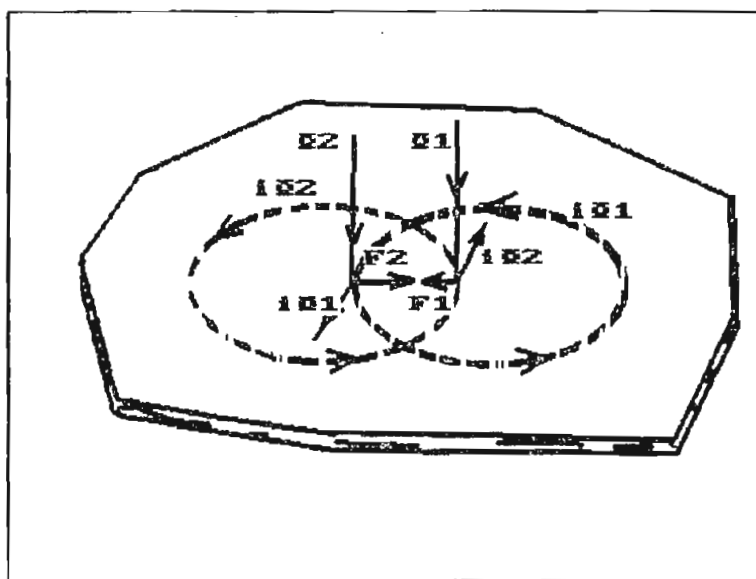


Figura # 2.2.1

Las magnitudes que tienen en la figura 2.2.1 pueden expresarse de la siguiente manera

$$\Phi_1 = \Phi_1' * \sin(\omega t) \quad \{2.2.1\}$$

$$\Phi_2 = \Phi_2' * \sin(\omega t + \delta) \quad \{2.2.2\}$$

---

<sup>1</sup> Las corrientes inducidas en el disco por los flujos de las bobinas de voltaje y corriente. Este efecto es análogo al que ocurre en los motores de inducción

de donde  $\delta$  es el ángulo de fase por el que el flujo  $\Phi_2$  adelanta  $\Phi_1$ . Asumiendo que las corrientes sobre el disco están en fase con sus tensiones, se tiene que

$$i\Phi_1 \equiv d\Phi_1/dt \equiv \Phi_1 * \cos(\omega t) \quad \{2.2.3\}$$

$$i\Phi_2 \equiv d\Phi_2/dt \equiv \Phi_2 * \cos(\omega t + \delta) \quad \{2.2.4\}$$

Como se puede notar en la figura 2.2.1, existen dos fuerzas actuantes opuestas, lo que sugiere que puede darse una fuerza neta la cual podría estar definida como:

$$F = (F_2 - F_1) \propto (\Phi_2 * i\Phi_1 - \Phi_1 * i\Phi_2) \quad \{2.2.5\}$$

de donde si reemplazamos las anteriores ecuaciones se obtiene lo siguiente:

$$F \equiv \Phi_1 * \Phi_2 * \text{sen}(\delta) \quad \{2.2.6\}$$

de esta última relación fundamental se puede apreciar que la actuación de cada flujo y su ángulo de desfase influye en el movimiento del disco y así como en la dirección de giro.

### 2.2.2 Elementos básicos

Un medidor de watt-hora de disco de inducción consta básicamente de los siguientes elementos (figura 2.2.2).

- 1) bobina de voltaje
- 2) bobina de corriente

- 3) imán permanente
- 4) bobina de retardo
- 5) lazo interno de ajuste (carga ligera)
- 6) puente magnético saturable
- 7) disco de aluminio
- 8) lazo interno de compensación de sobrecarga
- 9) núcleo ferromagnético

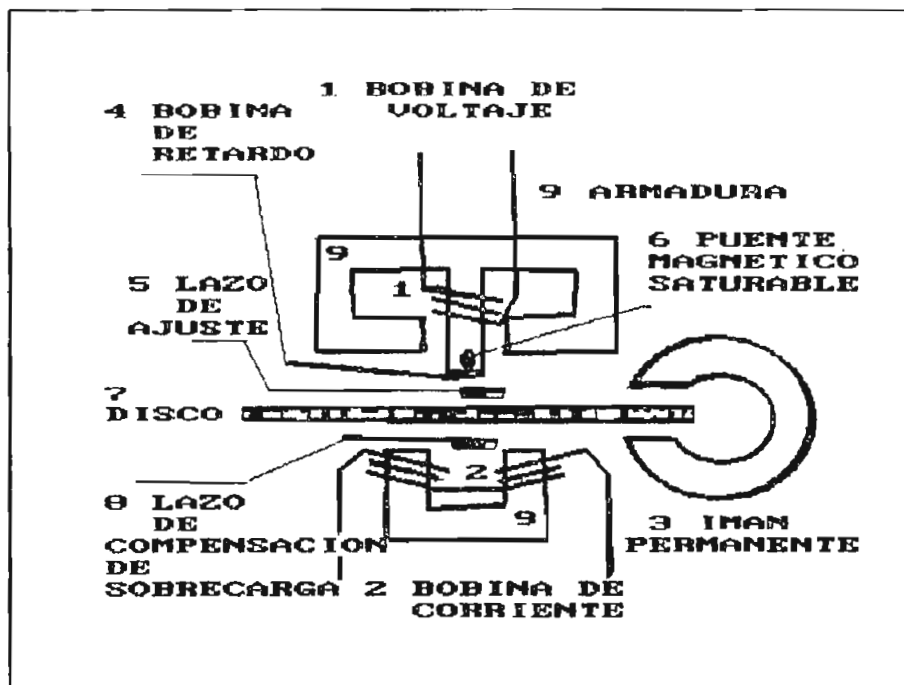


Figura # 2.2.2

Las bobinas de voltaje y corriente son energizadas por el voltaje terminal y la corriente de línea respectivamente, las cuales generan flujos cuyos trayectorias son similares a las que se tienen en las figuras 2.2.3 a,b.

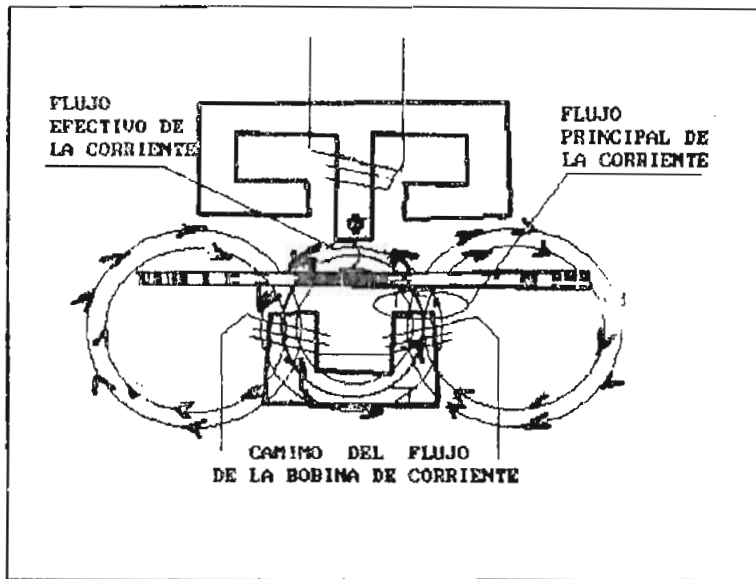


Figura # 2.2.3 (a)

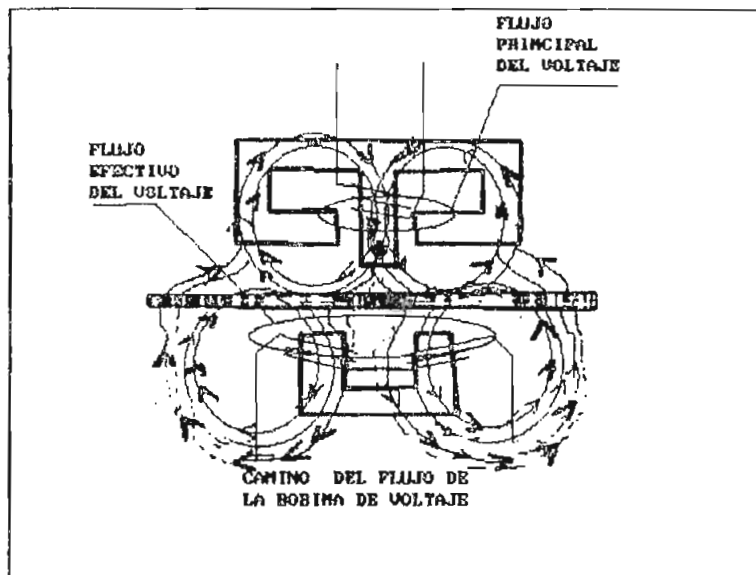


Figura # 2.2.3 (b)

Para registrar las lecturas correctamente bajo diferentes factores de potencia y a la frecuencia nominal se provee la bobina de retardo , la cual proporciona una cierta corrección del ángulo de desfase del flujo efectivo de voltaje que cruza el espacio entre armadura y disco hacia 90 grados eléctricos.

El disco en el cual las corrientes de eddy son inducidas , constituyen la parte esencial del sistema de movimiento ,

este a su vez mediante un sistema de tornillo sinfín acoplado al eje mueve el mecanismo de registro del consumo de energía del usuario.

Este disco es de material no-magnético y de muy alta conductividad , debe tener un diámetro mucho mayor que las bobinas inductoras primarias para que crucen por él la mayor cantidad de líneas del campo efectivo presente en su plano . La corriente de eddy se puede considerar que fluye por la superficie del disco.

Para hacer la velocidad de giro del disco proporcional a la potencia a ser medida un imán permanente es introducido , el cual además provee un torque de frenado , pues sin este elemento la velocidad de giro sería muy alta.

Cuando se tienen pequeñas potencias la fricción en los puntos de apoyo del eje del disco , así como en los mecanismos de registro tienden a frenar la rotación del disco. Dado que es necesario registrar estas pequeñas potencias , la fricción se compensa mediante un lazo de ajuste , el cual consiste en una pequeña carga internamente conectada que genera un torque que 'anula' este frenado producidos por los diversos mecanismos internos.

La fuerza electromotriz FEM , producida por el movimiento del disco en el flujo puede ocasionar un efecto de amortiguamiento en el torque acelerante <sup>1</sup> , consecuentemente se convierte esto en una limitación para el medidor de watt-hora , esto se puede apreciar mucho más cuando se tienen

---

<sup>1</sup> Notese la similitud que existe con un motor de inducción a frecuencias del rotor cercanas a la de la red , donde se produce una reducción de la velocidad.

altas corrientes de carga. Para mejorar el funcionamiento del medidor se provee de un lazo de compensación de sobrecarga como se muestra en la figura 2.2.2. Este lazo interno permite al medidor, en caso de darse la sobrecarga, acelerarse proporcionalmente de acuerdo a la corriente de carga.

Cuando se dá un sobrevoltaje el mismo principio es utilizado en muchos medidores donde la compensación se obtiene por medio de un puente magnético saturable.

Si bien estos lazos internos de compensación contribuyen a mejorar el funcionamiento del medidor, estos provocan una distorsión de la forma de onda del flujo magnético de las magnitudes de entrada, en otras palabras el circuito magnético se vuelve no-lineal.

En algunos medidores de watt-hora de disco de inducción se suele hacer agujeros en el disco metálico con el fin de prevenir el deslizamiento (giro) cuando ninguna corriente esta fluyendo en la línea.

### *2.2.3 Análisis de Respuesta de Frecuencia*

Una señal distorsionada periódica se la puede descomponer mediante series de Fourier en sus diferentes componentes, donde cada armónico contienen una frecuencia que es múltiplo de la frecuencia fundamental. Viendola de manera global esta forma de onda se puede asumir como formada por la 'unión' de varias fuentes en serie, cada una con su respectiva amplitud y frecuencia armónica característica. Al realizar un

altas corrientes de carga. Para mejorar el funcionamiento del medidor se provee de un lazo de compensación de sobrecarga como se muestra en la figura 2.2.2. Este lazo interno permite al medidor, en caso de darse la sobrecarga, acelerarse proporcionalmente de acuerdo a la corriente de carga.

Cuando se dá un sobrevoltaje el mismo principio es utilizado en muchos medidores donde la compensación se obtiene por medio de un puente magnético saturable.

Si bien estos lazos internos de compensación contribuyen a mejorar el funcionamiento del medidor, estos provocan una distorsión de la forma de onda del flujo magnético de las magnitudes de entrada, en otras palabras el circuito magnético se vuelve no-lineal.

En algunos medidores de watt-hora de disco de inducción se suele hacer agujeros en el disco metálico con el fin de prevenir el deslizamiento (giro) cuando ninguna corriente esta fluyendo en la línea.

### *2.2.3 Análisis de Respuesta de Frecuencia*

Una señal distorsionada periódica se la puede descomponer mediante series de Fourier en sus diferentes componentes, donde cada armónico contienen una frecuencia que es múltiplo de la frecuencia fundamental. Viendola de manera global esta forma de onda se puede asumir como formada por la 'unión' de varias fuentes en serie, cada una con su respectiva amplitud y frecuencia armónica característica. Al realizar un



análisis de la respuesta de frecuencia del medidor , para diferentes valores de frecuencias típicas de armónicos , lo que se espera es conocer su comportamiento a estas frecuencias particulares, para que en base de estos resultados se pueda estimar la posible respuesta del medidor ante frecuencias armónicas simultáneas como ocurre en las formas de ondas distorsionadas periódicas. Obviamente este análisis no es muy correcto , ya que se trata de circuitos con características no lineales , sin embargo dentro de ciertos límites el principio de superposición puede ser aplicado.

Adicionalmente se tomarán las siguientes consideraciones :

- Las fuentes de voltaje y corriente serán de igual magnitud y contendrán frecuencias múltiplos y no múltiplos de la fundamental.

ejem. :  $v_3 = V \cdot \cos(3 \cdot \omega \cdot t)$        $i_3 = I \cdot \cos(3 \cdot \omega \cdot t - \theta)$

- Se omite la componente de continua
- Las magnitudes se las aplicará individualmente y no en conjunto.

Para el medidor :

- El flujo magnético producido por los lazos de compensación no se asumen despreciables.
- Las pérdidas en el núcleo son despreciables
- Las impedancias equivalentes del disco para las corrientes de eddy causadas por los flujos de de voltaje y corriente son iguales.

- Se desprecian pérdidas por fricción del disco y mecanismos asociados.
- El entrehierro se considera uniforme.
- Se toma en cuenta el factor de potencia.

### 2.2.3.1 Modelo matemático

Con el fin de facilitar los cálculos, se ha considerado conveniente el trabajar con valores en por unidad. El modelo toma en cuenta la no linealidad del circuito magnético.

Asumiendo que se tienen valores instantáneos de voltaje y corriente  $v$  e  $i$  respectivamente, los cuales están dados por:

$$v = V * \cos(\omega t) \quad \{2.2.7\}$$

$$i = I * \cos(\omega t - \theta) \quad \{2.2.8\}$$

de donde  $\theta$  es el ángulo del factor de potencia.

Las bobinas de voltaje y corriente producen respectivamente un flujo magnético, los cuales son:

$$\phi_v = \Omega_v * \cos(\omega t - \alpha_v) \quad \{2.2.9\}$$

$$\phi_i = \Omega_i * \cos(\omega t - \theta) \quad \{2.2.10\}$$

donde

$$\Omega_v = v * \sqrt{\frac{1 + (\omega \frac{L_v}{R_v})^2}{1 + (\omega \frac{L_v}{R_v})^2}}$$

y  $\Omega_i = I$

también  $\alpha_v = \arctang(\omega * L_v / R_v)$

donde  $\omega$  es la frecuencia referencial (60 Hz) ,  $L_v / R_v$  representa la relación de la inductancia para la resistencia de la bobina de voltaje.

Debido a los lazos internos de compensación las curvas de magnetización son no lineales luego entonces los flujos magnéticos efectivos no serán linealmente proporcionales a los flujos principales producidos por las bobinas de voltaje y corriente. Según [24] esta relación está dada aproximadamente por:

$$\phi_{j'} = a_{j1} * \phi_j + a_{j3} * \phi_j^3 + a_{j5} * \phi_j^5 \quad \{2.2.11\}$$

para  $j=v,i$

Esta es una serie de donde los términos de orden superior se han despreciado , los  $a_{ji}$  son los parámetros de la saturación del circuito magnético para los flujos de voltaje y corriente. De aquí que los flujos efectivos se obtienen de la siguiente manera :

$$\phi_{v'} = \sum \Phi_{vk'} \cos(k\omega t - k\alpha_v) \quad k=1,3,5 \quad \{2.2.12\}$$

$$\phi_{i'} = \sum \Phi_{ik'} \cos(k\omega t - k\theta) \quad k=1,3,5 \quad \{2.2.13\}$$

de donde se los términos  $\Phi_{jk'}$  se les define como:

$$\Phi_{j1} = a_{j1} * \Phi_j + \frac{3}{4} * a_{j3} * \Phi_j^3 + \frac{5}{8} * a_{j5} * \Phi_j^5$$

$$\Phi_{j3}' = \frac{1}{4} * a_{j3} * \Phi_j^3 + \frac{5}{16} * a_{j5} * \Phi_j^5$$

$$\Phi_{j5}' = \frac{1}{16} * a_{j5} * \Phi_j^5$$

Se asume que la bobina de retardo si afecta al flujo de voltaje  $\Phi_v'$  en magnitud y en fase pero que no afecta al flujo  $\Phi_i'$ . Luego entonces el flujo efectivo resultante se convierte en:

$$\Phi_v'' = \sum \Phi_{vk}'' \cos(k\omega t - k\alpha_v - \delta_k) \quad k=1,3,5 \quad \{2.2.14\}$$

$$\Phi_i'' = \Phi_i' \quad \{2.2.15\}$$

de donde

$$\Phi_{vk}'' = \frac{\Phi_{vk}'}{\sqrt{1 + Mk^2 + 2 * Mk * \sin(\alpha * lk)}} \quad \{2.2.16\}$$

$$\delta_k = \arcsin\left(\frac{\Phi_{lk}' * \cos(\alpha lk)}{\Phi_{vk}'}\right)$$

$$\Phi_{ik}'' = \Phi_{ik}' \quad \{2.2.17\}$$

$$Mk = \frac{k * \sin(\delta_k \omega) * C}{\omega * \sin\left(\frac{\pi}{2} - \alpha lk \omega - \delta_k \omega\right)}$$

$$C = \sqrt{\frac{1 + \left(\omega * \frac{L_v}{R_v}\right)^2}{1 + \left(k * \omega * \frac{L_v}{R_v}\right)^2}}$$

$$\alpha_k = \arctan(k * w * \frac{L_1}{R_1})$$

se define también a  $\Phi_{lk}$  como:  $\Phi_{lk} = M_k * \Phi_{vk}$

En las anteriores relaciones se tiene que  $\delta_{ko}$  y  $\alpha_{ko}$  son las variables  $\delta_k$  y  $\alpha_k$  evaluadas a frecuencia nominal (60 Hz)  $w=w_o$  y así también  $(L_1/R_1)$  representan la relación de la inductancia de dispersión y resistencia de la bobina de retardo.

La fuerza electromotriz (FEM) inducida en el disco debido a los flujos  $\Phi_v$  y  $\Phi_i$  es :

$$e_j = - \frac{d\Phi_{j//}}{dt} = \sum_{k=1,3,5} k * w * \Phi_{jK//} * \text{sen}(kwt - \beta_{jk}) \quad \{2.2.18\}$$

para  $j=v, i$

$$y \quad \beta_{vk} = k * \alpha_v + \delta_k$$

$$\beta_{ik} = k * \theta$$

Considerando la relación {2.2.18} se puede expresar las corrientes inducidas en el disco como:

$$i_j = \sum_{k=1,3,5} \frac{k * w * \Phi_{jK//}}{|Z_{dk}|} * \text{sen}(kwt - \beta_{jk} - \alpha_{dk}) \quad \{2.2.19\}$$

para  $j=v, i$

donde  $\alpha_{dk}$  se la define como :

$$\alpha_{dk} = \arctan(k * w * L_d / R_d) \quad \{2.2.20\}$$

En la ecuación 2.2.20  $(L_d/R_d)$  representa la relación de la inductancia equivalente para la resistencia de los caminos que recorre la corriente de eddy sobre el disco , y  $z_{dk}$  en

2.2.19 es la impedancia equivalente del camino recorrido por la corriente de k-ésimo orden sobre el disco.

El torque promedio actuante sobre el disco es:

$$\tau_d = \frac{w}{2 * \pi} * \int_0^{2 * \frac{\pi}{w}} (\phi_{v //} * i_j - \phi_{i //} * i_v) dt \quad \{2.2.21\}$$

Si se toma las ecuaciones {2.214}{2.215}{2.219} y se desarrolla la integral dentro de los límites respectivos se obtiene :

$$\tau_d = \sum_{k=1,3,5} k * w * C_k * \Phi_{vk}'' * \Phi_{ik}'' * \text{sen}(\beta_{vk} - \beta_{ik}) \quad \{2.2.22\}$$

donde

$$C_k = \frac{1}{R_d * \sqrt{(1 + (k * \omega_0 * \frac{L_d}{R_d})^2)}}$$

Si  $i_m$  es la corriente equivalente del disco debida a la rotación del disco y a la presencia del imán permanente , la cual producirá el flujo  $\phi_m$  ; también se define a  $i_{vb}$  e  $i_{ib}$  como las corrientes inducidas en el disco por los flujos efectivos del voltaje y la corriente respectivamente .

Entonces el torque de frenado  $\tau_b$  debido a la presencia del imán permanente será :

$$\tau_b = \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi} (k_1 * \dot{\Phi}_m * i_m + k_2 * \dot{\Phi}_v // * i_{vb} + k_3 * \dot{\Phi}_i // * i_{ib}) dt \quad \{2.2.23\}$$

K1, K2, K3 son constantes internas del medidor.

$$i_m = S * \frac{\Phi}{R_m}$$

$$i_{jb} = \frac{S * \dot{\Phi}_{jk} // * \sin(k\omega t - \beta_{jk} - \alpha_{dk})}{|Z_{dk}|} \quad \{2.2.24\}$$

para  $k=1,3,5$   $j=v,i$

S representa la velocidad del disco.  $R_m$  es la resistencia equivalente del camino que recorre sobre el disco la corriente  $i_m$  inducida por el imán permanente. Substituyendo {2.2.24} en {2.2.23} se tiene

$$\tau_b = S^2 * (K_1' + \sum_{k=1,3,5} C_k * (K_2' * \dot{\Phi}_{vk} //^2 + K_3' * \dot{\Phi}_{ik} //^2)) \quad \{2.2.25\}$$

donde

$$K_1' = k_1 * \frac{\Phi^2}{R_m}$$

$$K_2' = \frac{k_2'}{R_d * (1 + (\omega * \frac{L_d}{R_d})^2)}$$

$$K_3 f = \frac{k^3}{R\alpha * (1 + (w_0 * \frac{Ld}{Rd})^2)}$$

La velocidad del disco  $S$  en estado estable se obtiene al igualar las ecuaciones {2.222} y {2.225} es :

$$S = \frac{s_1}{k_1 f + s_2} \quad \{2.2.26\}$$

donde  $s_1$  y  $s_2$  son :

$$s_1 = \sum (k * w * C_k * \Phi_{vk}'' * \Phi_{ik}'' * \text{sen}(\beta_{vk} - \beta_{ik})) \quad k=1,3,5$$

$$s_2 = \sum (C_k * (K_2' * (\Phi_{vk}'')^2 + K_3' * (\Phi_{ik}'')^2)) \quad k=1,3,5$$

Si se evalúa {2.2.26} para una frecuencia nominal  $w = w_0$ , obtenemos  $S_0$ .

El error relativo porcentual en la velocidad de giro del disco se lo define como :

$$\%E = \frac{(S - S_0) * 100\%}{S_0} \quad \{2.2.27\}$$

Si en {2.2.27} se produce un error con signo positivo, esto implica que existe un sobre-lectura en el medidor de watt-hora y al contrario un error negativo indicará que se tiene un lectura incorrecta en defecto.

Se desarrolló un programa en Quick Basic en base a estas relaciones para simular la respuesta del medidor de watt-hora de disco de inducción las curvas obtenidas se pueden



notar en la figura 2.2.4. En el programa se tomarón datos sugeridos por la ref.[24] y los factores de potencia indicados , tanto en adelanto como en atraso.

los valores tomados son los siguientes:

$\omega_0=60 \text{ Hz.}$	$60 \leq \omega \leq 2000 \text{ [Hz]}$	
$V=1 \text{ pu.}$	$I=0.1 \text{ pu.}$	
$L_v/R_v=0.0303$	$L_d/R_d=0.06$	$L_1/R_1=0.015$
$k_1'=0.945$	$k_2'=0.05$	$k_3'=0.005$
$av_1=0.96$	$av_3=0.06$	$av_5=-0.02$
$ai_1=0.97$	$ai_3=0.05$	$ai_5=-0.02$

Los valores del factor de potencia son : 0.9 en adelanto como en atraso y factor de potencia unitario (1). El voltaje y la corriente aplicados se asumen de características sinusoidales.

Como se puede notar en la figura 2.2.4 , para un factor de potencia en atraso el error relativo puede ser positivo , lo que implica que puede producirse el sobre registro de la lectura en el medidor , si bien en un intervalo dado de bajas frecuencias. La tendencia de las curvas en valores relativamente superiores de frecuencia es a producir un efecto de frenado , lo que provoca que un error en defecto en las lecturas del medidor. Obviamente este análisis no particulariza ninguna marca comercial especifica de medidor de watt-hora pero es de esperarse que se produzcan resultados similares a los encontrados de este análisis , ya que su

principio de funcionamiento es el mismo. Sin embargo eventualmente podrian darse diferencias en la respuesta de frecuencia de un medidor de watt-hora de un fabricante con respecto a otro.

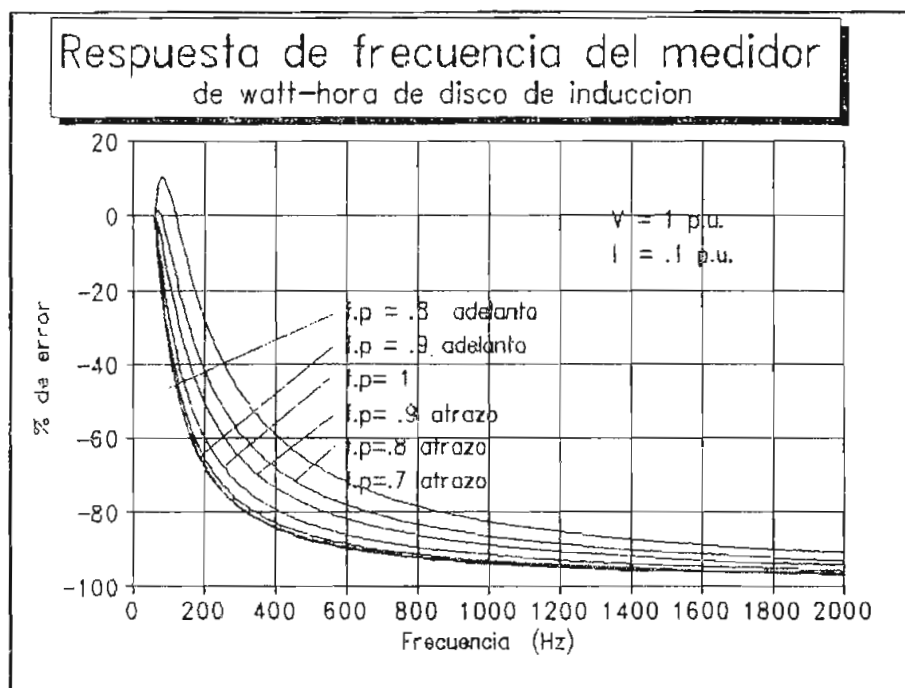


Figura # 2.2.4

Se puede notar que la respuesta del medidor de watt-hora para altas frecuencias aparentemente no le afectaría al usuario ya que la respuesta por parte del medidor es muy pobre según este análisis. Este efecto se debe a que la impedancia equivalente del disco por la cual la corriente de eddy recorre se incrementa en forma paralela a la frecuencia, esto a su vez provoca que el medidor de watt-hora tienda a disminuir su velocidad.

El medidor registra aproximadamente un 9 % de la energía a 1 KHz y casi un 4 % cerca de los 2 KHz.

El hecho de que registre una sobrelectura en un cierto rango

de frecuencias (  $60 < \omega < 200 \text{ Hz}$  ) es motivo de preocupación, pues hay que tomar en cuenta que el factor de potencia en muchos hogares como en las industrias es inductivo.

Relacionando las frecuencias de los armónicos con las utilizadas para este análisis, se tiene que el tercer armónico (180 Hz) produce mucho más sobrelectura que un quinto o séptimo armónico, para un factor de potencia inductivo.

El inyectar en el medidor magnitudes de corriente y/o voltaje conteniendo varias frecuencias como ocurre en una onda distorsionada periódica, podrían producir resultados diferentes a los que se dan de un análisis de respuesta de frecuencia, sin embargo puede considerarsele como una buena referencia para el estudio de casos más generales.

#### ***2.2.4 Respuesta del medidor de watt-hora a ondas de voltaje y corriente distorsionadas periódicas .***

En el análisis de respuesta de frecuencia del medidor de watt-hora se pudo notar una cierta tendencia en el comportamiento a frecuencias relativamente altas. En este punto se analizará la inyección de voltajes y corrientes conteniendo armónicos al medidor de watt-hora de disco de inducción.

En este desarrollo se harán algunas simplificaciones con respecto al modelo anterior con el fin de facilitar las

operaciones. Las consideraciones tomadas para el análisis de respuesta de frecuencia se las aplicará también aquí, además se asume que el factor de potencia es igual a la unidad ( carga resistiva ).

Suponiendo que se tiene un voltaje  $v$  y una corriente  $i$ , los cuales están dados por :

$$v = \sum_{n=1}^{\infty} V_n \text{sen}(n\omega t + \theta_{nv}) \quad \{2.2.28\}$$

asumiendo que se tiene una carga resistiva :

$$i = \sum_{h=1}^{\infty} I_h \text{sen}(h\omega t + \theta'_{hi}) \quad \{2.2.29\}$$

de donde  $\theta'_{hi} = \theta_{hi} + \theta_{fp}$ ,  $\theta_{fp}$  es el ángulo del factor de potencia.

Si se asume que la resistencia  $R_v$  de la bobina de voltaje es despreciable frente a la reactancia  $X_v$  tendremos que el flujo generado por la bobina de voltaje es :

$$\phi_v = 2 \frac{K_v}{L_v} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n}{n \omega} \text{sen}(n\omega t + \theta_{nv} - \frac{\pi}{2}) \quad \{2.2.30\}$$

donde  $K_v = L_v / (2 N_v)$ ,  $L_v$  inductancia de la bobina de voltaje,  $N_v$  número de vueltas de la bobina.

el flujo generado por la bobina de corriente es

$$\phi_i = K_i \sum_{h=1}^{\infty} I_h \text{sen}(h\omega t + \theta'_{hi}) \quad \{2.2.31\}$$

aquí  $K_i = L_i / N_i$  donde  $L_i$  es la inductancia de la bobina de corriente,  $N_i$  es el número de vueltas de la bobina. Por lo general los fabricantes suelen proporcionar estos valores.

En el espacio comprendido entre los ramales que contienen las bobinas de voltaje y de corriente existen los flujos  $\phi_A$ ,  $\phi_B$  que atraviesan el disco ( figura 2.2.5 ), y que son producidos por estas bobinas los cuales están relacionados por:

$$\begin{aligned} \phi_A &= \phi_v/2 - \phi_i \\ \phi_B &= \phi_v/2 + \phi_i \end{aligned} \quad \{2.2.32 \text{ a,b}\}$$

de donde se obtiene

$$\phi_A = \frac{K_v}{L_v} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n}{n w} \text{sen}(nwt + \theta_{nv} - \frac{\pi}{2}) - K_i \sum_{h=1}^{\infty} I_h \text{sen}(hwt + \theta_{hi}') \quad \{2.2.33\}$$

$$\phi_B = \frac{K_v}{L_v} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n}{n w} \text{sen}(nwt + \theta_{nv} - \frac{\pi}{2}) + K_i \sum_{h=1}^{\infty} I_h \text{sen}(hwt + \theta_{hi}') \quad \{2.2.34\}$$

Según la ley de Lenz los flujos cambiantes inducen corrientes de eddy sobre el disco, si se considera que el camino recorrido por las corrientes de eddy sobre el disco tiene una impedancia  $Z_{dk}$  igual a  $(R_d + j\omega L_d)$  ( $R_d$  se asume que no cambia significativamente con la frecuencia al igual que la inductancia  $L_d$ , en otras palabras el efecto piel se asume que no es muy significativo). La distribución

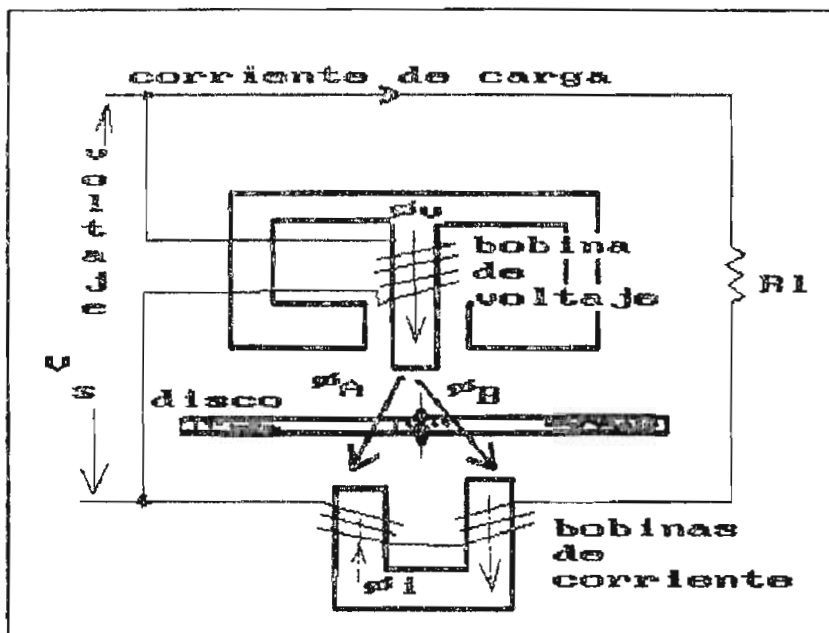


Figura # 2.2.5

espacial de corriente con respecto a un eje de referencia , será idéntica que la fem creada , entonces se tiene un circuito similar a

$$L_d \frac{di(t)}{dt} + R_d i(t) = e(t)$$

{2.2.35}

que al resolverla proporciona las corrientes inducidas debido a los flujos producidos por las bobinas de voltaje y corriente de la siguiente manera:

$$i_A = \frac{-K_v}{L_v} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n}{Z_{nd}} + K_i \sum_{h=1}^{\infty} \frac{h w I_h}{Z_{hd}}$$

{2.2.36}

$$i_B = -\frac{K_v}{L_v} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n}{Z_{nd}} - K_i \sum_{h=1}^{\infty} \frac{h w I_h}{Z_{hd}}$$

{2.2.37}

donde  $Z_{nd}$  , y  $Z_{hd}$  están definidas como

$$Z_{nd} = \frac{(R_d \cos(nwt + \theta_{nv} - \alpha_{nd} - \frac{\pi}{2}) + nwL_d \operatorname{sen}(nwt + \theta_{nv} - \alpha_{nd} - \frac{\pi}{2}))}{R_d^2 + (nwL_d)^2} \quad \{2.2.38\}$$

$$Z_{hd} = \frac{(R_d \cos(hwt + \theta'_{hi} - \alpha_{nd}) + hwL_d \operatorname{sen}(hwt + \theta'_{hi} - \alpha_{nd}))}{R_d^2 + (hwL_d)^2} \quad \{2.2.39\}$$

el ángulo de impedancia del disco  $\alpha_d$  está dado por

$$\alpha_{d k} = \arctan\left(\frac{kwL_d}{R_d}\right) \quad K = n, h$$

Estas corrientes inducidas producen fuerzas al interactuar con los flujos producidos por las bobinas, esta fuerza se la puede obtener al aplicar la ecuación de Coulomb-Lorentz a los flujos y corrientes inducidas de la siguiente manera

$$\bar{F} = i \bar{X} \times \bar{B} \quad \text{de donde} \quad \bar{F} = K_S (\bar{i} \times \bar{\phi}) \quad \{2.2.40\}$$

entonces se tiene que

$$\bar{F}_A = K_S (\bar{i}_A \times \bar{\phi}_B) \quad \bar{F}_B = K_S (\bar{i}_B \times \bar{\phi}_A) \quad \{2.2.41\}$$

luego la fuerza total sobre el disco es

$$\bar{F}_{total} = \bar{F}_B - \bar{F}_A \quad \{2.2.42\}$$

el coeficiente  $K_S$  se utiliza para representar la longitud del camino recorrido por la corriente de eddy inducida sobre el disco y así como para tomar en cuenta la área cubierta por el campo magnético sobre el disco.

De esta última relación se puede obtener la fuerza promedio

sobre el disco realizada por esta fuerza total

$$f_{promedio} = \frac{1}{T} \int_{kl}^{kl+T} F_{total}(t) dt \quad \{2.2.43\}$$

El torque diferencial que actúa sobre el disco puede ser expresado por la multiplicación de las fuerzas actuantes sobre el  $l$ -ésimo elemento elemento de corriente de la figura 2.2.6 , por la distancia  $dl$  desde el centro del disco al centro del  $l$ -ésimo elemento de corriente.

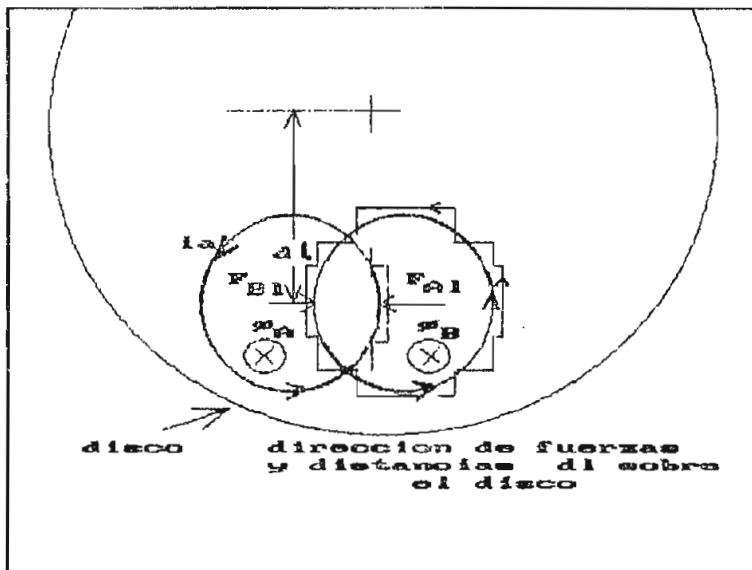


Figura # 2.2.6

El torque total promedio sobre el disco será entonces

$$T_d = \sum_{l=1}^N (F_{promedio}) dl \quad \{2.2.44\}$$

La fuerza de retención que produce la presencia del imán permanente , así como las corrientes producidas debido a la rotación del disco , se ha encontrado que está dada



aproximadamente por

$$f_b = \frac{S}{T} \int_{k1}^{k1+T} \left( K1 \frac{\phi_m^2}{R_m} + K2 \frac{|\phi_v|^2}{Z_{nd}} + K3 \frac{|\phi_l|^2}{Z_{hd}} \right) dt \quad (2.2.45)$$

donde S es la velocidad de giro del disco, K1, K2, K3 son constantes del medidor.

El torque de frenado promedio sobre el disco es entonces

$$T_b = \sum_{i=1}^N (f_b) dl \quad (2.2.46)$$

Como se pudo observar en el punto anterior de este capítulo, el torque de frenado ( $T_b$ ) producido por la presencia del imán permanente y las corrientes debidas a la rotación del disco, es comparable con el torque ( $T_d$ ) desarrollado en el disco por la interacción de los flujos de las bobinas de voltaje y las corrientes inducidas en el disco; luego entonces de esta igualdad ( $T_d = T_b$ ) se puede obtener la velocidad S de giro del disco.

Analizando un caso particular ( $n=h$ ) en base del modelo anterior para una carga resistiva se tiene lo siguiente:

Se define en base de las ecuaciones 2.2.38 y 2.2.39 las siguientes sub-ecuaciones  $Z1h$ ,  $Z2h$

$$Z1h = \frac{\text{sen}(hwt + \theta_h - \alpha_{dh})}{R_d^2 + (hwL_d)^2} \quad Z2h = \frac{\text{cos}(hwt + \theta_h - \alpha_{dh})}{R_d^2 + (hwL_d)^2}$$

donde adh esta en función de los valores  $R_d$  y  $L_d$  del disco

$$\alpha_{dh} = \arctangl \left( \frac{h w L_d}{R_d} \right)$$

Reemplazando las anteriores relaciones en las ecuaciones 2.2.36 y 2.3.37 se obtiene las ecuaciones de corrientes inducidas en el disco

$$i_A = a + b \qquad i_B = a - b$$

de donde a y b se ha definido como

$$a = \frac{K_v}{L_v} \sum_{h=1}^{\infty} V_h ( - R_d Z_{1h} + h w L_d Z_{2h} )$$

$$b = K_i \sum_{h=1}^{\infty} h w I_h ( R_d Z_{2h} - h w L_d Z_{1h} )$$

con estas simplificaciones se puede obtener los productos

$$\overline{F_A} = K_S ( \overline{i_A} \times \overline{\phi_B} ) \qquad \overline{F_B} = K_S ( \overline{i_B} \times \overline{\phi_A} )$$

de donde la fuerza total sobre el disco  $F_{total} = F_B - F_A$  resulta en

$$F_{total} = - K_S ( 2 * a * \phi_i + b * \phi_v )$$

Reemplazando los valores de  $a$  ,  $b$  ,  $\phi_i$  ,  $\phi_v$  se obtienen las siguientes relaciones.

$$F_{total} = F'_{h+1} + F''_{h+1}$$

$$F'_{h+1} = - \frac{2 K_S K_V K_i}{L_V} \sum_h^{\infty} V_h I_h ( - R_d Z_{1h} + h w L_d Z_{2h} ) \text{sen}(h w t + \theta_h)$$

$$F''_{h+1} = - \frac{2 K_S K_V K_i}{L_V} \sum_h^{\infty} V_h I_h ( R_d Z_{2h} + h w L_d Z_{1h} ) \text{sen}(h w t + \theta_h - \frac{\pi}{2})$$

con los valores de  $Z_{1h}$  y  $Z_{2h}$  y realizando las respectivas operaciones se obtiene el siguiente resultado

$$F_{total} = \frac{2 K_S K_V K_i}{L_V} \sum_{h=1}^{\infty} V_h I_h \frac{ ( R_d \cos(\alpha_{dh}) - h w L_d \text{sen}(\alpha_{dh}) ) }{ R_d^2 + ( h w L_d )^2 } \quad \{2.2.42a\}$$

puesto que esta ecuación no es dependiente del tiempo entonces además de indicar la fuerza total , representa la fuerza promedio desarrollada en el disco.

Si se toma la ecuación 2.2.42a y se evalúa para  $h=1$  de tal modo de obtener la componente fundamental de la fuerza promedio , entonces se tiene

$$F_1 = \frac{2 K_S K_V K_i}{L_V} V_1 I_1 \frac{ ( R_d \cos(\alpha_d) - w L_d \text{sen}(\alpha_d) ) }{ R_d^2 + ( w L_d )^2 }$$

el resto de valores que contiene la fuerza total corresponden a la fuerza promedio desarrollada por los componentes armónicos , de donde el torque promedio total es

$$T_d = \frac{2 K_S K_V K_i}{L_V} \sum_{l=1}^{\infty} ( F_1 + \sum_{h=2}^{\infty} V_h I_h \frac{ ( R_d \cos(\alpha_{dh}) - h w L_d \text{sen}(\alpha_{dh}) ) }{ R_d^2 + ( h w L_d )^2 } )$$

El torque de frenado produce una fuerza dada por

$$F_b = K_1 \phi_m I_m + K_2 a \phi_v - 2 b \phi_i$$

que al desarrollarlo y al obtener el valor promedio resulta en lo siguiente

$$F_b = S \left( -K_1 \frac{\phi_m^2}{R_m} - K_{23} \sum_{h=1}^{\infty} \left( K_i^2 I_h^2 + \left( \frac{K_v}{hw L_v} \right)^2 V_h^2 \right) \frac{(R_d \text{sen} \alpha_{dh} + h w L_d \text{cos} \alpha_{dh})}{R_d^2 + (hw L_d)^2} \right) \quad \{2.2.45a\}$$

$K_{23}$  es una constante mucho menor que la unidad,  $(K_1 \phi^2 m / R_m)$  tiene un valor númerico aproximado a la unidad (1).

A partir de las anteriores ecuaciones obviamente se puede encontrar el torque de frenado e igualar al torque desarrollado en el disco. Pero también se pueden equiparar las fuerzas que actúan sobre el disco, tanto las fuerza que hacen que se produzca la rotación, así como las fuerzas que producen un efecto de frenado, y en base de estas encontrar la velocidad  $S$  de giro del disco

$$S = \frac{\frac{2K_s K_v K_i}{L_v} (F_1 |Z_{dh}|^2 + \sum_{h=2}^{\infty} V_h I_h (R_d \text{cos}(\alpha_{dh}) - h w L_d \text{sen}(\alpha_{dh}))}{-K_1' |Z_{dh}|^2 - K_{23} \sum_{h=1}^{\infty} \left( K_i^2 I_h^2 + \left( \frac{K_v}{hw L_v} \right)^2 V_h^2 \right) (R_d \text{sen} \alpha_{dh} + hw L_d \text{cos} \alpha_{dh})} \quad \{2.2.26a\}$$

donde  $|Z_{dh}|^2 = (R_d^2 + (h w L_d)^2)$

Desde la ecuación de la velocidad se pueden extraer varias

conclusiones importantes , como las siguientes :

- Existe un término adicional ( $\Sigma$ ) en el numerador que corresponde al 'aporte' de los armónicos contenidos en la forma de onda , los cuales producen un incremento en la velocidad de rotación del disco del medidor , lo que se traduce en un aumento del registro de consumo de energía eléctrica.
- En el análisis de respuesta de frecuencia del medidor se pudo observar que para altas frecuencias la tendencia el disco tiende a frenarse. Según la ecuación encontrada en esta tesis esto se debe al incremento de la reactancia que se hace mucho más significativa que la resistencia ( $R_d$ ) del disco a altas frecuencias.
- El torque de frenado es proporcional al flujo producido por el imán permanente , así como a la amplitud elevada al cuadrado de las componentes de voltaje y corriente.

En base a las ecuaciones encontradas en este trabajo se ha desarrollado un programa digital en Quick-basic (ver listado en el anexo D) en el cual se simula la inyección de voltajes con diferentes formas de ondas ( Figuras 2.2.7 a,b,c,d ) , en el medidor de watt-hora de disco de inducción.

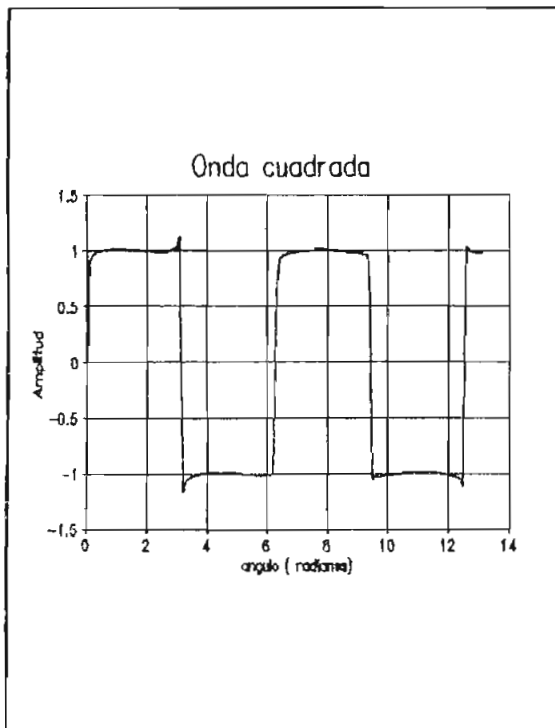


Figura 2.2.7 a

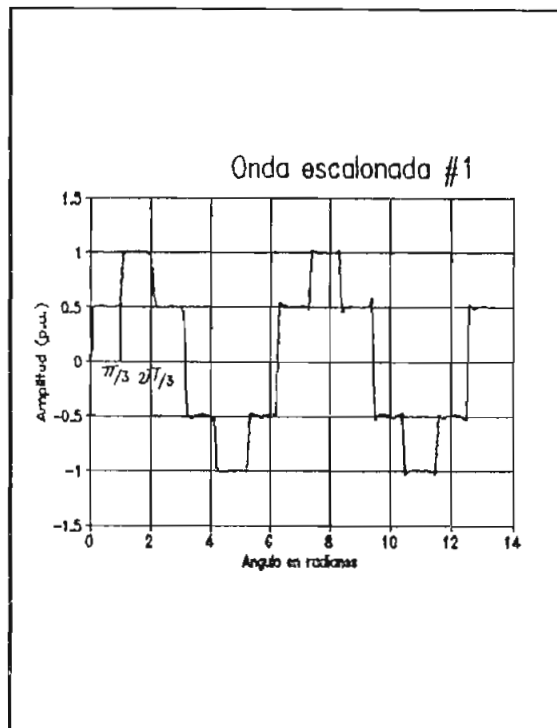


Figura 2.2.7 b

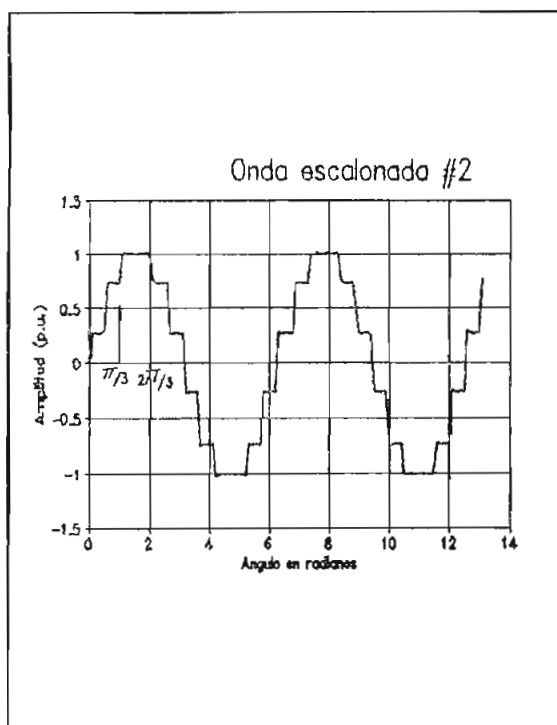


Figura 2.2.7 c

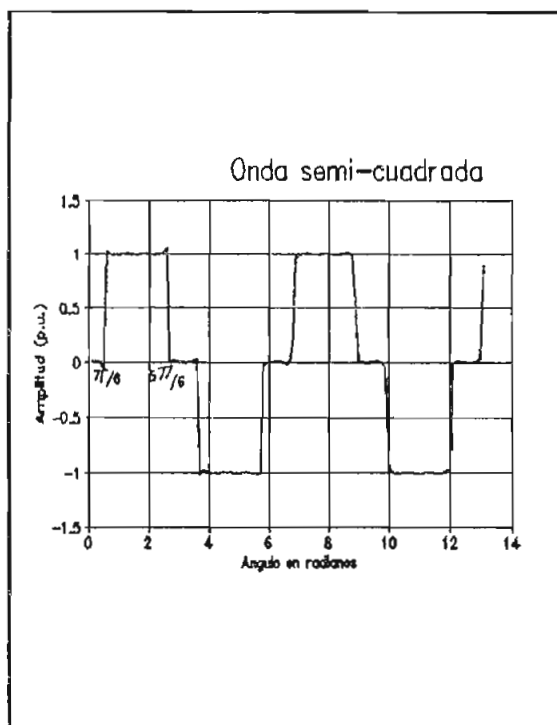


Figura 2.2.7 d

Se han obtenido las siguientes curvas , como resultado de la simulación digital (Figuras 2.2.8 a,b,c,d).

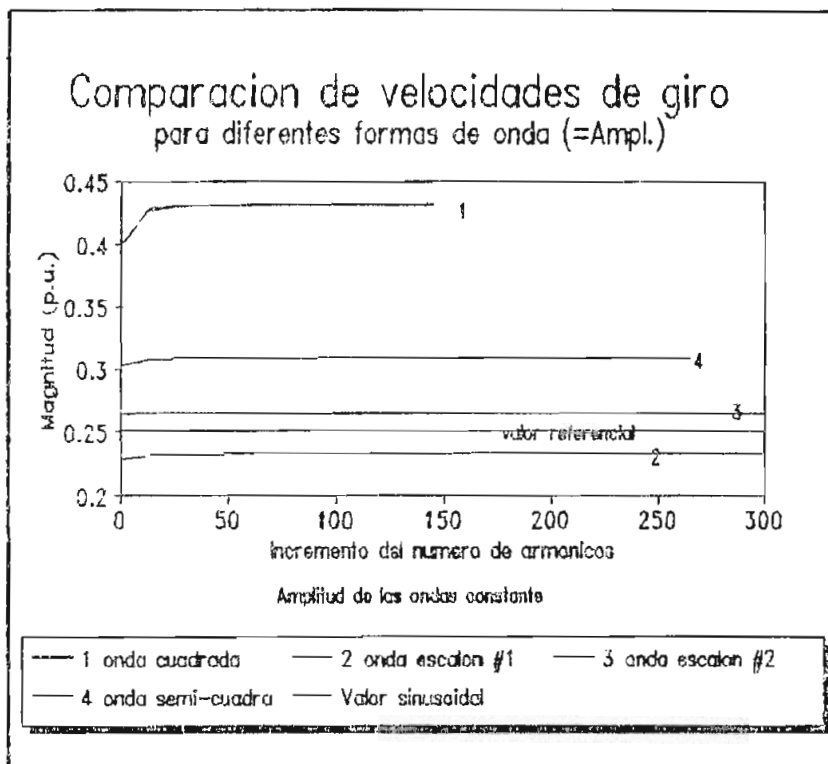


Figura 2.2.8a Amplitud constante de  $v$  e  $i$

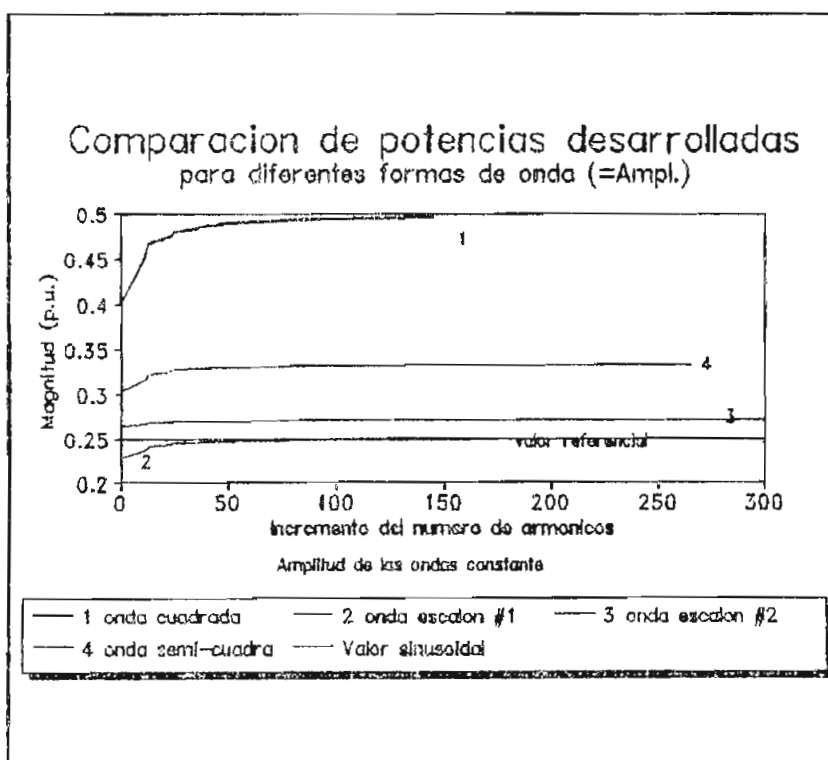


Figura 2.2.8b Amplitud constante de  $v$  e  $i$

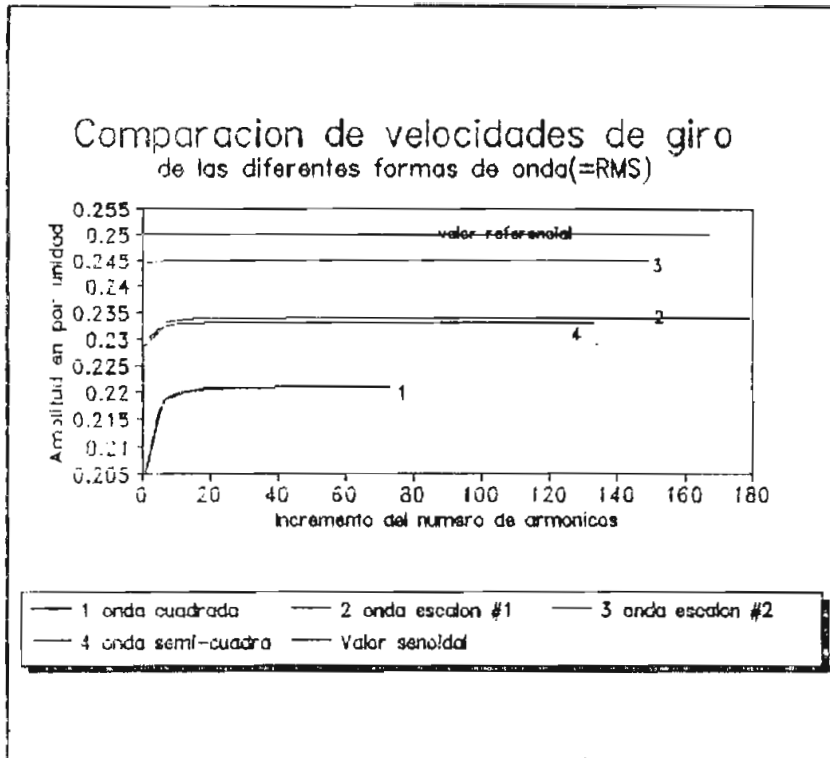


Figura 2.2.8c Valores rms constantes de  $v$  e  $i$

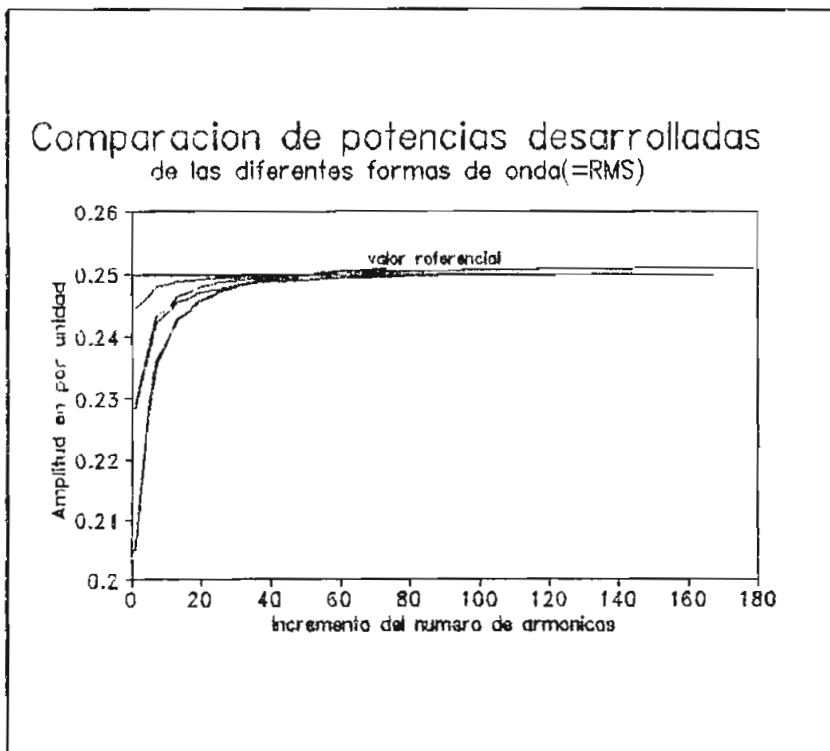


Figura 2.2.8d Valores rms constantes de  $v$  e  $i$



Todas las formas de onda de los dos primeros gráficos (figuras 2.2.8 a,b) se las ha considerado con una amplitud constante (1 p.u.) al igual que con igual período. Las formas de onda de las figuras 2.2.8 c,d tienen igual valor rms ( $1/\sqrt{2}$  p.u.) y también similar período. Los valores totales acumulados de las velocidades corresponden al valor constante que muestran cada una de las curvas.

Los valores asumidos para el voltaje y la corriente de carga son  $v=1$  p.u.  $i=0.5$  p.u.

De las figuras 2.2.8 a,b se puede extraer las siguientes conclusiones :

- La onda cuadrada de voltaje es la que provoca mayor sobrelecturas en el medidor de watt-hora de disco de inducción, seguida de la onda semicuadrada luego de la onda escalón #2, y por último de la onda escalón #1. Hay que notar que las ondas semicuadrada y escalón #1 son similares a las que se pueden dar en un convertidor de seis (6) pulsos, se diferencian entre sí por el ángulo de disparo de los tiristores; en cambio la onda escalón #2 es similar a las formas de onda que se pueden dar en un convertidor de doce (12) pulsos. En estas ondas se ha omitido al ángulo de traslape.

Es interesante notar que la forma de onda escalón #1 según la figura 2.2.8a provoca una disminución de la velocidad de giro con respecto a la que puede producir una onda

sinusoidal (0.25 p.u.) con igual amplitud , en cambio la onda escalón #2 incrementa la velocidad en comparación a la sinusoidal , a pesar de que en cierto modo se 'parece' mucho más a una onda sinusoidal.

La onda semicuadrada en cierto modo se parece mucho a la onda cuadrada (que se pueden producir en rectificadores tipo monofásicos o trifásicos de tres pulsos) y de ahí que sus efectos sobre el incremento de la velocidad de giro del disco tienen una misma tendencia.

- Los errores porcentuales en la velocidad son los siguientes:

72 % para la onda cuadrada
-8 % para la onda escalón #1
6 % para la onda escalón #2
26 % para la onda semi-cuadrada

- Las figuras de las potencias desarrolladas muestran la misma tendencia que las curvas de la velocidad. En la proceso de cálculo se ha considerado una constante que relaciona las revoluciones del disco con la potencia medida igual a la unidad. La potencia desarrollada por la onda cuadrada como se esperaba posee el mayor valor , aún cuando su potencia es algo mayor que la velocidad ; quizá debido al efecto de las impedancias y las constantes que se han asumido la velocidad no registra fielmente los valores de potencia , sin embargo el resultado obtenido es

satisfactorio. Se nota además que la potencia de la onda escalón #1 es similar a la producida por una onda sinusoidal.

- Los errores con respecto a la potencia son los siguientes :

96 % para la onda cuadrada
0 % para la onda escalón #1
6.8 % para la onda escalón #2
30 % para la onda semi-cuadrada

Al analizar las figuras 2.2.8 c,d se tiene :

- Todas las formas de onda en este caso tienen igual valor medio cuadrático (rms) con respecto a la onda sinusoidal de amplitud máxima unitaria (1 p.u. máx.) .

Según la figuras obtenidas se tiene que la onda cuadrada provoca una menor velocidad de rotación , seguida por la onda semi-cuadrada luego de la onda escalón #1 y por último de onda escalón #2.

Quizá para el usuario esta característica puede resultar 'conveniente' desde el punto de vista económico , aunque desde el punto de vista técnico resulte contra productivo para sus equipos.

Las ondas semicuadrada y escalón #1 tienen similar velocidad de rotación del disco , debido a que sus componentes armónicos son algo similares .

- los errores porcentuales de la velocidad son los siguientes:

11.2 % para la onda cuadrada
-6 % para la onda escalón #1
-2 % para la onda escalón #2
-6.4 % para la onda semi-cuadrada

- Las curvas de las potencias desarrolladas como se esperaba muestran una convergencia hacia el valor referencial ( de la onda sinusoidal ). Si bien aquí los errores son despreciables , los errores para las curvas de las velocidades son relativamente bajos , aún cuando sean en defecto.

En base del análisis anterior y de la respuesta de frecuencia se pueden hacer los siguientes comentarios :

- Los armónicos de bajo orden son los que tienen mayor influencia en la velocidad de giro del disco. Las figuras 2.2.4 y 2.8.8 c,d muestran con mayor claridad lo indicado.
- El análisis de respuesta de frecuencia realizado en base de la referencia [24] , no muestra la tendencia que se podría esperar al considerar todos los armónicos simultáneamente en la velocidad de giro del disco . Sería muy interesante tomar en cuenta el efecto de la no linealidad del campo magnético para frecuencias armónicas

simultáneas , adicionalmente al modelo desarrollado en este trabajo en forma similar que la respuesta de frecuencia , aún cuando creo , a priori , que los resultados que se puedan obtener no varien en forma sustancial a los obtenidos aquí.

Del análisis realizado se puede observar :

- Cuando se tienen armónicos de corriente como de voltaje , los armónicos más cercanos a la fundamental son los que provocan sobrelecturas en el registro. Además aún cuando se tenga un pequeño factor de distorsión de voltaje el error puede ser significativo.
- Los armónicos producidos por la no linealidad del campo magnético debido a los lazos internos de compensación , no constituyen una fuente de errores significativa.
- El efecto skin (piel) podría considerarsele como un fenómeno que evita que se produzcan torques transitorios cuando se producen cambios bruscos en el flujo de corriente.

Su efecto sobre la variación de la resistencia DC del disco al igual que en la inductancia podría ser algo significativo (60 % para  $R_d$  a 2000 Hz) , sin embargo en los resultados obtenidos la variación puede resultar en un 5 % de error con respecto a los que se deberían esperar.

- Si se tienen varios medidores de watt-hora de disco de inducción de rango similar pero de diferentes constantes internas , el medidor que posea una constante de valor superior será normalmente el que requiere de menor factor de compensación y mostrará menor error en la lectura frente a armónicos producidos en la carga. La constante que se menciona está dada en (Wh/revoluciones) , valores típicos son 0.36 Wh/rev , 0.5 Wh/rev. , 0.6 Wh/rev.
  
- Se debe tomar muy en cuenta la dirección de flujo armónicos de potencia , ya sea este que se dé desde la carga o desde el sistema de distribución , ya que el signo del error relativo depende mucho de la dirección de este flujo.
  
- Si bien en este punto se realizó un análisis en base de los armónicos provenientes desde el sistema de potencia, el análisis de la influencia de los armónicos provenientes desde la carga sobre el medidor tiene cierta similitud con los resultados obtenidos aquí. Puesto que las corrientes distorsionadas tienen la tendencia a incrementar la velocidad de giro del disco . En cambio los voltajes con características no sinusoidales tienen la tendencia a disminuir la velocidad de giro del disco.

### *2.3 Análisis de la influencia de los armónicos en transformadores*

Dentro de un sistema de potencia , el transformador es un elemento importante al igual que otros equipos eléctricos. En las ciudades se distribuye la energía generada desde sitios lejanos gracias a los grandes transformadores elevadores y reductores de voltaje que permiten la transmisión con relativamente bajo margen de pérdidas de la energía. Dentro del sistema de distribución de una urbe existen también transformadores de moderada potencia que son utilizados para reducir a un nivel adecuado de voltaje a fin de proporcionar al usuario el servicio eléctrico. En este tipo de transformadores existen también pérdidas, ya sean estas debidas al cobre , por histéresis , o corrientes parásitas. Estas pérdidas influyen en la vida útil del transformador , pues al producirse la elevación de la temperatura fuera de los limites recomendados por los fabricantes se disminuye en un cierto porcentaje el tiempo esperado de vida útil del equipo.

En un sistema de distribución en el que los armónicos tanto de voltaje como de corriente esten presentes , se debe tomar en cuenta el efecto que éstas formas de onda distorsionadas periódicas producen sobre los transformadores. Si bien muchas veces los transformadores trabajan con sobrecarga durante tiempos limitados sumado al hecho de tener armónicos en las ondas de voltaje y corriente esto a la postre

influirá en el periodo de utilización del elemento el cual se verá disminuido mucho más por efectos del aumento de las pérdidas debido a los armónicos.

### *2.3.1 Revisión del circuito equivalente del transformador bajo influencia de los armónicos.*

En este trabajo no se analizará en forma detallada el circuito equivalente clásico , bajo condiciones sinusoidales pues existe un amplísimo número de publicaciones que tratan de una manera más completa todo este estudio , más bien el objetivo es revisar los parámetros principales del circuito equivalente del transformador que se ven afectados debidos a las ondas distorsionadas periódicas.

Para determinar las constantes de los circuitos equivalentes de la figura 2.3.1 y medir las pérdidas de potencia de un transformador se utilizan métodos de ensayo muy sencillos que consisten en medir la tensión , intensidad y potencia de entrada en el primario estando el secundario en cortocircuito y en circuito abierto o en vacío. En este tipo de pruebas típicas , se utilizan equipos que funcionan casi sólo con formas de onda sinusoidales. Para hacer pruebas con formas de ondas distorsionadas en las magnitudes de entrada es necesario contar para estas pruebas con equipos con un cierto grado de sofisticación , tanto para generar una diversidad de formas de onda de prueba , como para medir los diferentes parámetros a fin de obtener resultados satisfactorios.



El efecto piel (efecto skin) es una función de la frecuencia como se menciona en los anteriores puntos (2.1 , 2.2 ) ,

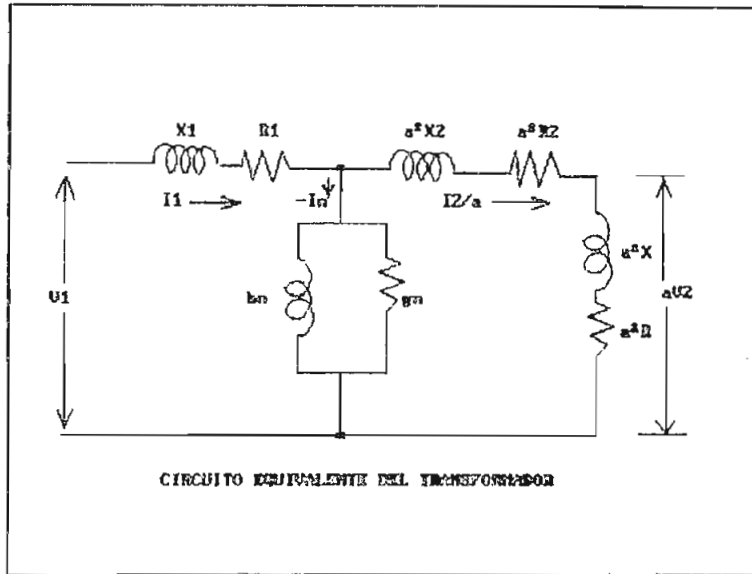


Figura 2.3.1

este efecto involucra un aumento de la resistencia de corriente continua debido a un incremento de la frecuencia al igual que una disminución de la inductancia. Por ende en un transformador alimentado con formas de onda distorsionadas se producirán variaciones tanto en la resistencia como en la inductancia de cortocircuito, al igual que se dan variaciones de la resistencia e inductancia del núcleo. Como consecuencia de esto el circuito equivalente bajo estas condiciones particulares será diferente al que se tiene bajo régimen sinusoidal.

Existen diferentes modelos donde se toman en cuenta estas diferencias y efectos incluyendo la saturación del núcleo bajo influencia no lineal, de entre estos se tienen los siguientes (figuras 2.3.3 a,b,c,d,e) :

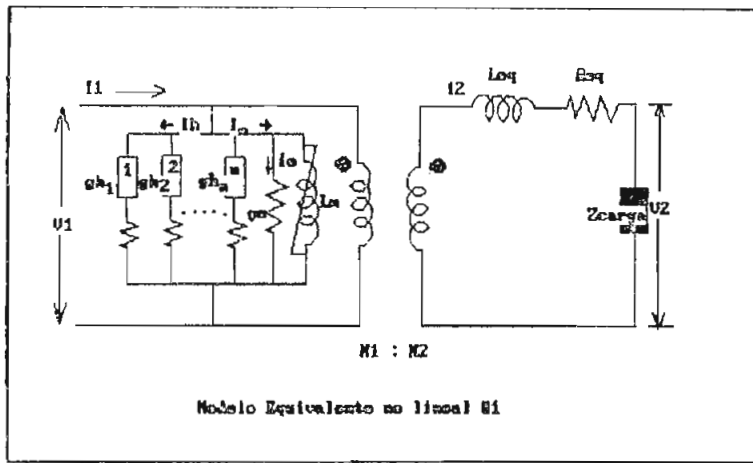


Figura 2.3.3a

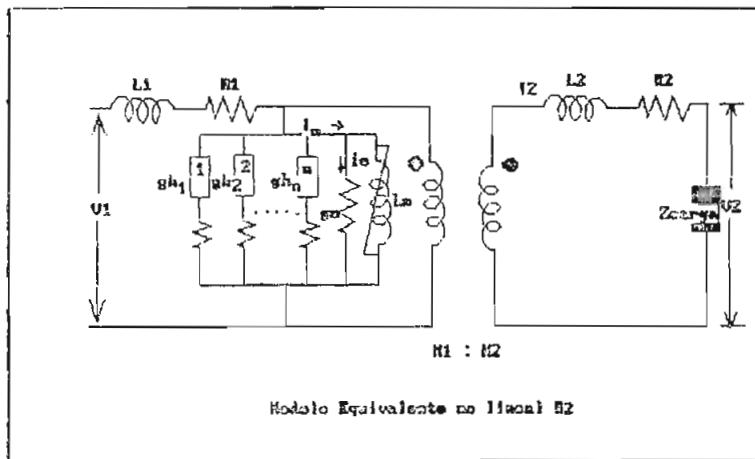


Figura 2.3.3b

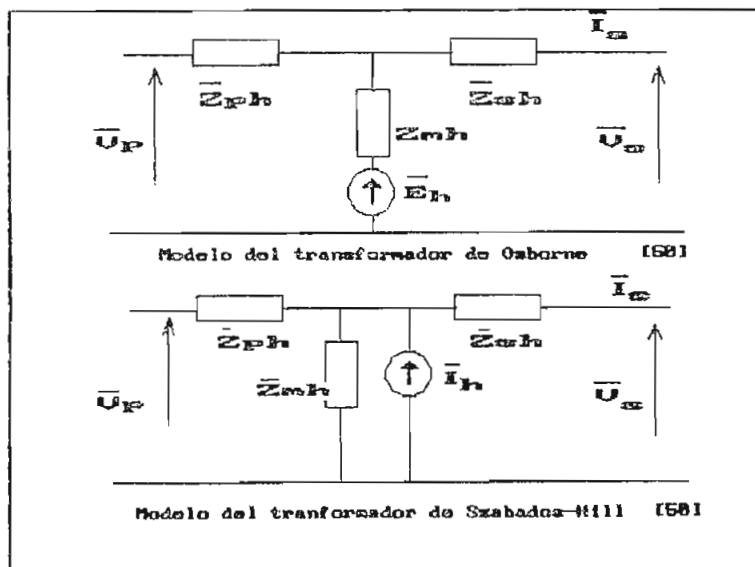


Figura 2.3.3 d.e

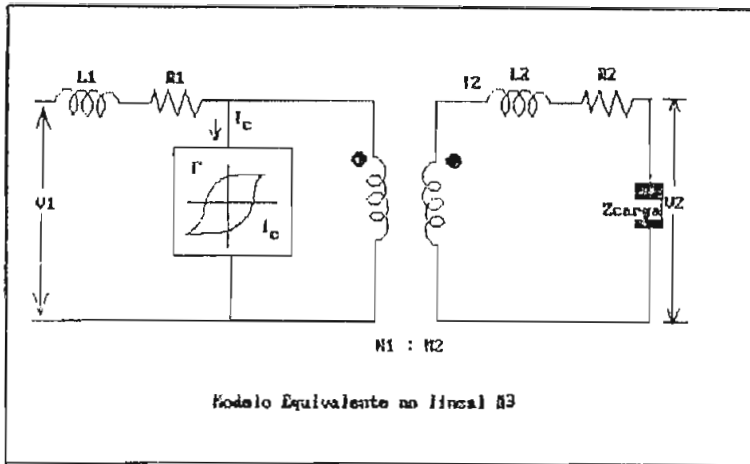


Figura 2.3.3c

En estos cinco modelos se toman en cuenta el efecto de la resistencia del bobinado , las pérdidas debidas a las corrientes de eddy y los efectos de la histéresis , flujo de dispersión de los bobinados y las características de magnetización del núcleo. Desafortunadamente son modelos muy complejos ; pues para obtener las constantes del circuito se requiere de un análisis con fasores y transformada rápida de Fourier , además de algoritmos computacionales para obtener resultados inmediatos. Los modelos de las figuras 2.3.3a y 2.3.3b son los que se aproximan más a una representación del transformador bajo condiciones no lineales a pesar de se ha tomado en cuenta el principio de superposición en un circuito no lineal. Un análisis tan minucioso como el sugerido en estos modelos se lo recomienda cuando se tengan factores de distorsión mayores al 30 % , pues los modelos se ajustan adecuadamente.

### *2.3.2 Análisis de las pérdidas en un transformador tomando en cuenta el efecto de los armónicos .*

Las pérdidas en un transformador están formadas por tres componentes :

- Pérdidas en el cobre
- Pérdidas en el núcleo :
  - por histéresis
  - por corrientes parásitas

#### *2.3.2.1 Pérdidas en el cobre.*

Las pérdidas en el cobre , que comprenden , además de las pérdidas óhmicas puras , las pérdidas en la carga producidas por la desigual distribución de la densidad de corriente en los conductores . Dicha desigualdad de densidad de corriente puede suponerse que obedece a las corrientes parásitas superpuestas a las densidad de corriente teóricamente uniforme, que solamente produciría pérdidas óhmicas.

El efecto piel es un parámetro a tomarse muy en cuenta al evaluar las pérdidas óhmicas , pues la resistencia e inductancia del bobinado sufre ligeras variaciones debido a este efecto. ]

A continuación se describen un desarrollo matemático para encontrar una relación del efecto piel con la frecuencia , resistencia e inductancia de un conductor que servirá para estimar las variaciones de las pérdidas en el cobre debido a

los armónicos.

Considerando una sección transversal y longitudinal de un conductor cilíndrico ( figura 2.3.4 ) donde la intensidad del campo magnético en el conductor a una distancia  $x$  del centro (dada en forma vectorial) es :

$$H_x = \frac{I_x}{2 * \pi * x}$$

{2.3.1}

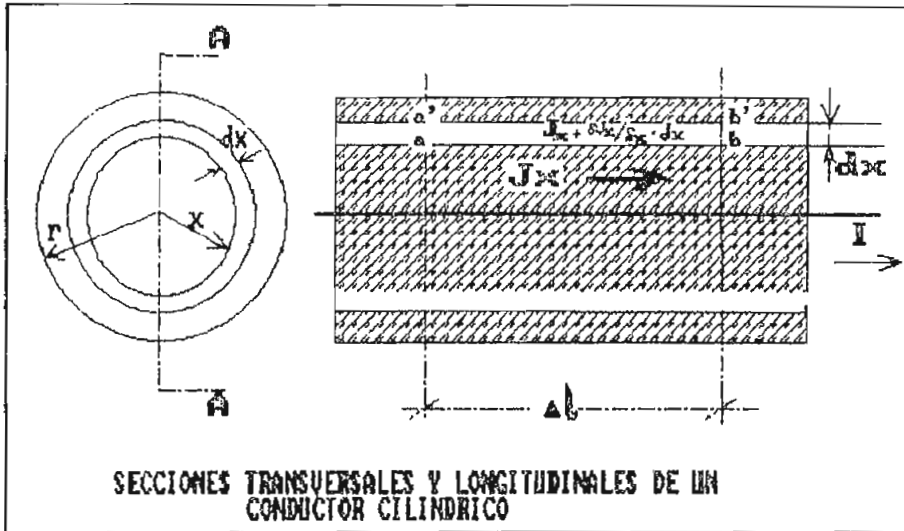


Figura 2.3.4

Donde  $I_x$  es el vector de corriente que circula por el elemento tubular de radio  $x$ . La corriente que circula por la pared de un elemento tubular de radio  $x$  y espesor de pared  $dx$  es  $2\pi x J_x dx$ , con lo que la corriente que va por el interior del tubo es :

$$I_x = \int_0^x 2 * \pi * x * J_x * dx$$

{2.3.2}

$J_x$  es el vector densidad de corriente a una distancia  $x$  del centro del conductor. Sustituyendo en la ecuación 2.3.1 la

anterior relación y hallando la derivada parcial respecto a  $x$  se tiene

$$\frac{\partial H_x}{\partial x} + \frac{1}{x} H_x = J_x \quad \{2.3.3\}$$

Si se toma las tensiones a lo largo de los trayectos  $ab$  y  $a'b'$  y de las caídas de tensiones producidas por la variación de flujo que atraviesa al circuito cerrado  $a'b'ba$ , además de considerar la resistividad  $\sigma$ , la longitud, y de la área transversal, se obtiene la relación entre  $H_r$  y  $J_r$  ( ver ref. [33] ):

$$H_x = -j \frac{\sigma}{w \mu} \frac{\partial J_x}{\partial x} \quad \{2.3.4\}$$

sustituyendo en 2.3.3

$$\frac{d^2 J_x}{d x^2} + \frac{1}{x} \frac{d J_x}{d x} - j \frac{w * \mu * J_x}{\sigma} = 0 \quad \{2.3.5\}$$

En esta ecuación  $J_r$ , es el vector que representa la densidad de corriente en función de la distancia radial al centro del conductor, es una función compleja.

La ecuación 2.3.5 es análoga a la siguiente :

$$\frac{d^2 y}{d x^2} + \frac{1}{x} \frac{d y}{d x} + k^2 y = 0 \quad \{2.3.5a\}$$

la cual puede resolverse suponiendo una solución de la forma

$$y = a_0 + a_1 * x + a_2 * x^2 + a_3 * x^3 + \dots + a_n * x^n + \dots \quad \{2.3.6\}$$

encontrando las derivadas , reemplazando y realizando las operaciones respectivas se encuentran los coeficientes que constituyen la solución de esta última relación ; los cuales son:

$$a_2 = - \frac{k^2 * a_0}{2^2}$$

$$a_4 = \frac{k^4 * a_0}{2^2 * 4^2}$$

$$a_6 = - \frac{k^6 * a_0}{2^2 * 4^2 * 6^2}$$

Las soluciones de la ecuación 2.3.5a son las llamadas funciones de Bessel de primera clase , orden cero.

Reemplazando en 2.3.5a la solución encontrada se tiene:

$$y = a_0 \left[ 1 - \frac{kx^2}{2^2} + \frac{kx^4}{2^2 * 4^2} - \frac{kx^6}{2^2 * 4^2 * 6^2} + \dots \right] \quad \{2.3.7\}$$

Relacionando con 2.3.5

$$-j \frac{w\mu}{\sigma} = k^2 \quad y \quad J_x = y \quad \{2.3.8\}$$

de donde la densidad de corriente a una distancia del centro  $x$  es:

$$J_x = a_0 \left[ 1 + j \frac{w\mu}{\sigma} \frac{x^2}{2^2} - \left( \frac{w\mu}{\sigma} \right)^2 \frac{x^4}{2^2 * 4^2} - j \left( \frac{w\mu}{\sigma} \right)^3 \frac{x^6}{2^2 * 4^2 * 6^2} + \dots \right] \quad \{2.3.9\}$$

si hacemos que

$$m = \sqrt{\frac{w * \mu}{\sigma}} \quad \{2.3.10\}$$

y puesto que tenemos términos real e imaginarios , otra representación de  $J_x$  es :

$$J_x = a_0 * [ ber mx + j bei mx ] \quad \{2.3.9a\}$$

donde

$$ber mx = 1 - \frac{(mx)^4}{2^2 * 4^2 * 6^2} + \frac{(mx)^8}{2^2 * 4^2 * 6^2 * 8^2} - \dots$$

$$bei mx = \frac{(mx)^3}{2^2} - \frac{(mx)^6}{2^2 * 4^2 * 6^2} + \frac{(mx)^{10}}{2^2 * 4^2 * 6^2 * 8^2 * 10^2} - \dots$$

El coeficiente  $a_0$  puede determinarse si se conoce el vector densidad de corriente  $J_r$  en la superficie del conductor , puesto que

$$J_r = a_0 * [ ber mr + j bei mr ] \quad \{2.3.11\}$$

despejando  $a_0$  y sustituyendo en la ecuación 2.3.9a obtenemos:

$$J_x = J_r * \frac{(ber mx + j bei mx)}{(ber mr + j bei mr)} \quad \{2.3.12\}$$

Esta ecuación dá la densidad de corriente en cualquier punto del conductor en función de la densidad de corriente en la superficie.

La caída de tensión  $V_t$  por unidad de longitud , en un



filamento elemental cualquiera de la superficie del conductor, sin tener en cuenta la caída producida por los enlaces del flujo exterior es :

$$V_t = \sigma * J_r \quad \{\text{voltios/metro}\} \quad 2.3.12\}$$

y la impedancia interna por unidad de longitud es

$$Z_t = V_t / I \quad \{\text{Ohmios/metro}\} \quad \{2.3.13\}$$

donde I es el vector corriente del conductor.

La corriente I está ligada con la intensidad de campo en la superficie del conductor por medio de la ley de Ampere , entonces:

$$I = 2 \pi r H_r \quad \{2.3.14\}$$

de las ecuaciones 2.3.4 y 2.3.10

$$H_r = -\frac{j}{m^2} * \frac{dJ_x}{dx} \Big|_{x=r} \quad \{2.3.15\}$$

y sustituyendo 2.3.14 en 2.3.12 obtenemos

$$H_r = -\frac{j}{m^2} * \frac{J_r}{(ber \ mr + j \ bei \ mr)} \left[ \frac{d(ber \ mr + j \ bei \ mr)}{dx} \right] \quad \{2.3.16\}$$

para simplificar , llamaremos

$$ber' \ mx = \frac{d(ber \ mx)}{d(mx)} \quad bei' \ mx = \frac{d(bei \ mx)}{d(mx)} \quad \{2.3.16a,b\}$$

De esta forma la corriente será , teniendo en cuenta las ecuaciones 2.3.14 y 2.3.15 y la notación de 2.3.16a,b

$$I = \frac{2 \pi r J_r}{m} * \frac{(ber' mr - j ber' mr)}{(ber mr + j bei mr)} \quad \{2.3.14a\}$$

Si hacemos que  $x=r$  y despejando  $J_r$  de la relación anterior para reemplazarla en 2.3.13 al igual que  $V_t$ , obtenemos la impedancia interna  $Z_t$ .

$$Z_t = \frac{\sigma m}{2 \pi r} \frac{(ber mr + j bei mr)}{(bei' mr - j ber' mr)} \quad \{2.3.13a\}$$

Esta impedancia interna está formada por resistencia y por reactancia inductiva. Si racionalizamos 2.3.13a, y separando la parte real de esta expresión se llega a que la resistencia efectiva es igual a :

$$R = \frac{\sigma m}{2 \pi r} \frac{(ber mr * bei' mr - bei mr * ber' mr)}{(bei' r)^2 + (ber' mr)^2} \quad (\Omega / m) \quad \{2.3.17\}$$

Como se conoce la resistencia a la baja frecuencia o a la corriente continua es :

$$R_0 = \sigma / A = \sigma / (\pi r^2) \quad (\Omega / m) \quad \{2.3.18\}$$

Para  $\sigma$  en ohmios-metro y  $r$  en metros. La relación entre la resistencia efectiva y la correspondiente a la corriente continua es :

$$\frac{R}{R_0} = \frac{mr}{2} * \frac{(ber mr * bei' mr - bei mr * ber' mr)}{((bei' mr)^2 + (ber' mr)^2)} \quad \{2.3.19\}$$

El factor  $mr$  es el producto del radio en metros por el valor

m calculado de 2.3.10 con ' $\mu_r$ ' que es la permeabilidad relativa del conductor y  $\omega$  la frecuencia angular. De la ecuación 2.3.10

$$mr = r \sqrt{\frac{\omega * \mu}{\sigma}} \quad \{2.3.20\}$$

sustituyendo valores se tiene que:

$$mr = 15.84 * 10^{-4} * \sqrt{\frac{\mu_r * f}{R_0}} \quad \text{Ohmios/metro} \quad \{2.3.21\}$$

Como se puede apreciar la relación  $R/R_0$  es una función de el producto  $mr$ , la que a su vez está en proporción directa con la frecuencia.

$$mr = k * \sqrt{f} \quad \{2.3.22\}$$

Si se emplea las ecuaciones descritas anteriormente para un valor particular de resistividad, y realizamos un algoritmo computacional (ver anexo D) se obtienen las siguientes curvas que relacionan  $R/R_0$  y  $L/L_0$ , donde  $L/L_0$  es la relación entre la inductancia interna de un conductor macizo a cualquier frecuencia y la del mismo conductor a frecuencia cero (DC) ( figuras 2.3.5 a,b,c,d ).

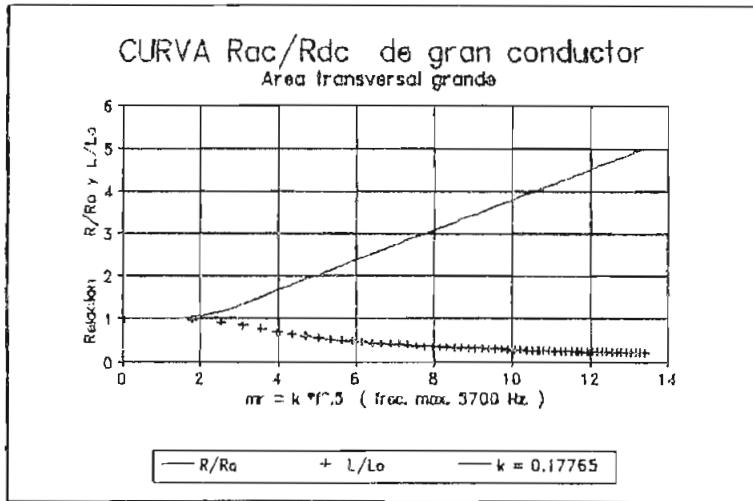


Figura 2.3.5 a

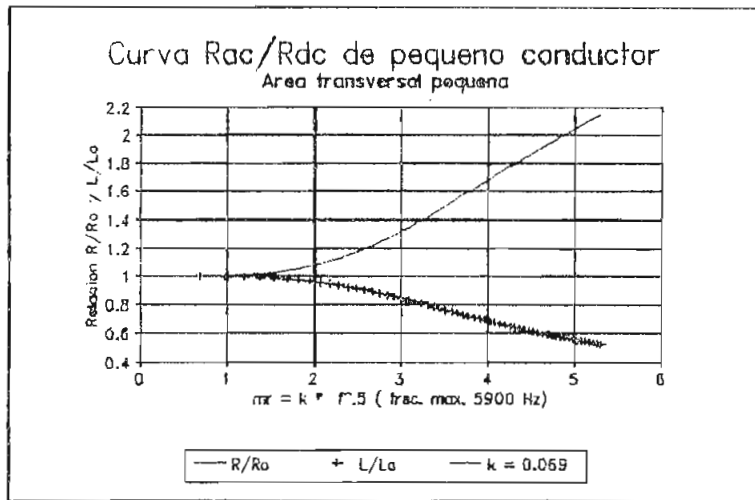


Figura 2.3.5 b

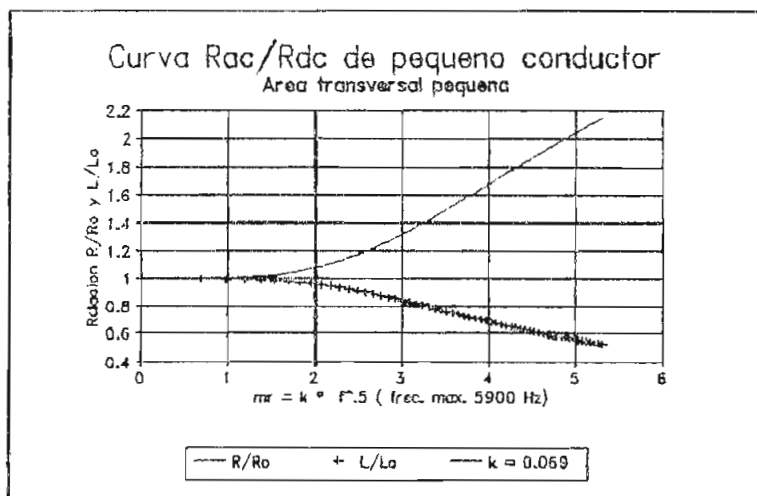


Figura 2.3.5c

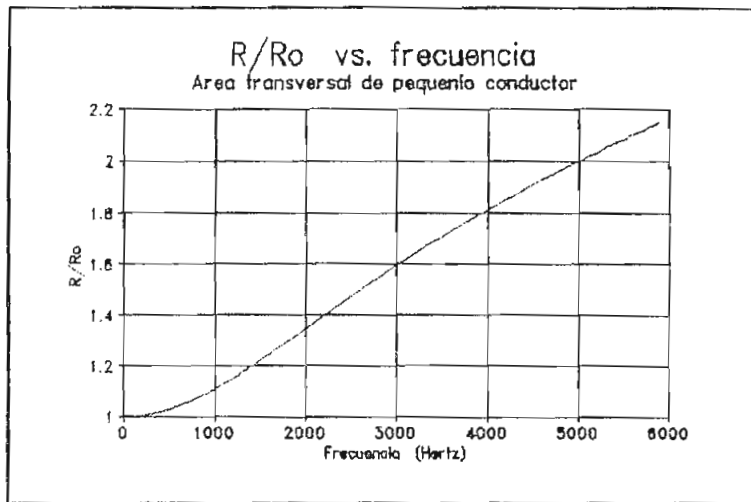


Figura 2.3.5 d

Las figuras 2.3.5 b,d se obtuvieron manipulando los datos de frecuencia y de relación  $R/R_o$  y  $L/L_o$  obtenidos con las ecuaciones descritas anteriormente. Esto se lo ha hecho con el fin de apreciar de una forma aproximada la relación de los valores de frecuencia de la corriente con el aumento correspondiente de la resistencia de corriente alterna con respecto a la de corriente continua.

Se puede ver de los gráficos 2.3.5 a,c que para valores bajos de la relación  $mr$ , la resistencia no aumenta tan significativamente y es por ese hecho de que ha frecuencias de 60 Hz el efecto piel pasa desapercibido. Sin embargo como se aprecia en el gráfico 2.3.5a el cual corresponde un conductor con gran radio, es decir con una gran área transversal, el efecto de la frecuencia es más pronunciado en el incremento de la resistencia AC; igualmente en la figura 2.3.5c en donde el radio del conductor es pequeño, la resistencia ac aumenta a casi el doble de su valor a frecuencia cero. La inductancia tiene un comportamiento

inverso al de la resistencia AC , pues conforme aumenta la frecuencia se reduce la inductancia.

Si se asocia estos efectos con los causados por los armónicos especialmente de corriente , se puede ver una relación directa entre estos armónicos y el aumento de la resistencia de los bobinados.

El análisis anterior puede servir para analizar la variación de la resistencia a las diversas frecuencias múltiplos de la componente fundamental. Sin embargo al intentar estudiar de una manera unificada , es decir con todos los armónicos como en una onda distorsionada periódica la superposición que se realice con todos estos casos individuales realizados , no proporcionarían resultados aproximadamente exactos , ya que se trata de modelos no lineales. No obstante como una buena apreciación de la variación que pudiera darse en la resistencia del cobre la superposición se la podría utilizar.

Una posible estimación de la variación de la resistencia debido a los armónicos contenidos en una onda distorsionada periódica podría partir de la ecuación que relaciona R/Ro, ecuación 2.3.19 ;

$$R = \frac{R_o}{2} * mr * \frac{(ber\ mr * bei' mr - bei\ mr * ber' mr)}{(bei' mr)^2 + (ber' mr)^2} \quad \{2.3.19a\}$$

si se utiliza para relacionarla con la resistencia efectiva

del conductor del bobinado y tomando en cuenta el efecto de los armónicos la ecuación de la resistencia efectiva podría ser :

$$R_h = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} (R(f_n) * C_n)^2} \quad \{2.3.23\}$$

En esta ecuación  $R(f_n)$  corresponde a la ecuación 2.3.19a evaluada a la frecuencia correspondiente a un armónico particular, componente de la forma de onda distorsionada de corriente; al igual que  $C_n$  que corresponde a cada uno de los coeficientes de la serie de Fourier de la onda de corriente distorsionada.

Para el cálculo de las pérdidas óhmicas y para hacer el desarrollo menos complejo se puede partir del modelo clásico como el de la figura 2.3.6, el cual es el circuito equivalente de un transformador monofásico para el h-ésimo armónico.

Los armónicos de voltaje causan corrientes armónicas en los bobinados primarios y secundarios, y dependiendo de la medida del conductor y del orden de la frecuencia del armónico  $h$ , el efecto piel puede causar un incremento en las resistencias de los bobinados  $R_{ph}$  y  $R_{sh}$ , como se anotó anteriormente, en el circuito equivalente de la figura 2.3.6.

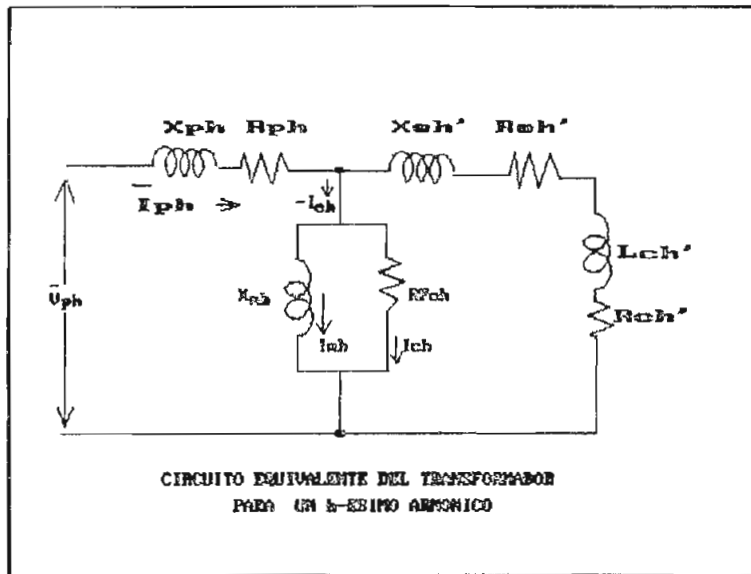


Figura 2.3.6

Generalmente la impedancia de carga está dada por :

$$Z_{\text{carga } h'} = R_{\text{carga } h'} + j * h * w * L_{\text{carga } h} \quad \{2.3.23\}$$

Esta impedancia es dependiente de la frecuencia . El incremento de la impedancia de carga puede disminuir las corrientes armónicas significativamente.

Para el cálculo de las pérdidas óhmicas del circuito aproximado de la figura 2.3.6 , la rama correspondiente a la admitancia de excitación se la puede omitir , puesto que la corriente de magnetización es pequeña en comparación a la corriente de carga.

La corriente de carga primaria es entonces :

$$| I_{ph} | = | V_{ph} | / | Z_h | \quad \{2.3.24\}$$

donde

$$| Z_h | = \sqrt{(R_{ph} + R_{sh}' + R_{\text{carga } h'})^2 + (h * w)^2 * (L_{ph} + L_{sh}' + L_{\text{carga } h'})^2}$$

$$\{2.3.25\}$$



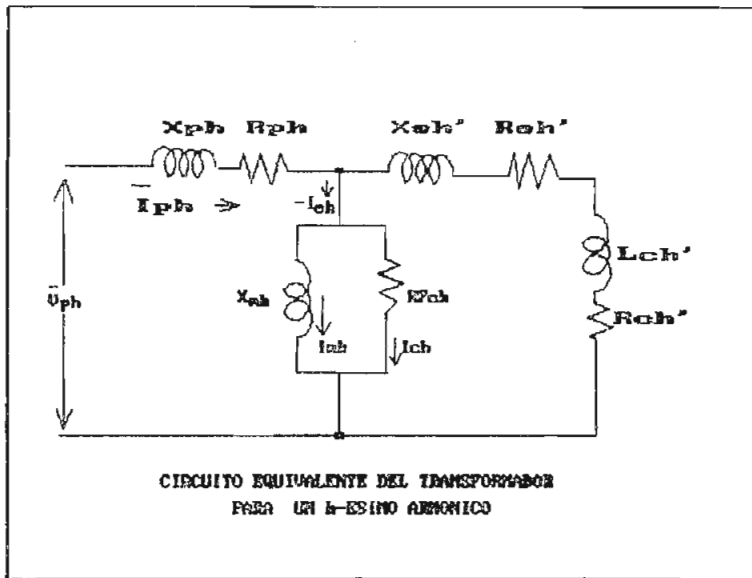


Figura 2.3.6

Generalmente la impedancia de carga está dada por :

$$Z_{\text{carga } h'} = R_{\text{carga } h'} + j * h * w * L_{\text{carga } h} \quad \{2.3.23\}$$

Esta impedancia es dependiente de la frecuencia . El incremento de la impedancia de carga puede disminuir las corrientes armónicas significativamente.

Para el cálculo de las pérdidas óhmicas del circuito aproximado de la figura 2.3.6 , la rama correspondiente a la admitancia de excitación se la puede omitir , puesto que la corriente de magnetización es pequeña en comparación a la corriente de carga.

La corriente de carga primaria es entonces :

$$| I_{ph} | = | V_{ph} | / | Z_h | \quad \{2.3.24\}$$

donde

$$| Z_h | = \sqrt{ (R_{ph} + R_{sh}' + R_{\text{carga } h}')^2 + (h * w)^2 * (L_{ph} + L_{sh}' + L_{\text{carga } h})^2 }$$

$$\{2.3.25\}$$

Las pérdidas óhmicas de un transformador están dadas para el h-ésimo armónico por :

$$W_{\text{óhmicas } h} = |V_{ph}|^2 \frac{(R_{ph} + R_{sh})}{|Z_h|^2} \quad \{2.3.26\}$$

En los devanados de los transformadores reales la densidad de corriente nunca es completamente uniforme. Los puntos de dispersión no actúan uniformemente sobre todas las partes de la sección de un conductor dado, con el resultado de que algunos sectores se conviertan en el asiento de fuerzas electromotrices inducidas mayores o menores que en otros, estableciéndose, por lo tanto diferencias de potencial entre diversos puntos de la sección. Las corrientes así establecidas son corrientes parásitas superpuestas sobre la corriente media uniformemente distribuida, traduciéndose en pérdidas adicionales en la carga que puede ascender a una cantidad que oscila entre el 10 % y el 30 % de las pérdidas óhmicas puras, pudiendo sobrepasar considerablemente la cifra más alta. Afortunadamente estas pérdidas en un transformador bajo carga, disminuyen con el aumento de la temperatura, pues de no darse esto, sería un problema más, dentro del conjunto de pérdidas totales de un transformador. La siguiente ecuación es utilizada para calcular el cambio de estas pérdidas parásitas sobre los devanados con la temperatura.

$$P_{eddy_{dev}} = P_{eddy_0} \frac{(234.5 + T_0)}{(234.5 + T)} \quad \{2.3.27\}$$

donde  $T$  esta en grados centígrados ,  $P_{eddy_0}$  son las pérdidas parásitas medidas a la temperatura  $T_0$  y a frecuencia fundamental, y  $T_0$  es la temperatura referencial. Cuando se desea tener una visión aproximada del cambio de estas pérdidas parásitas sobre los devanados bajo condiciones no sinusoidales , se recurre a la siguiente ecuación aproximada [14][43].

$$P_{eddy_{dev}} = P_{eddy_0} * \sum_{h=1}^{\infty} \left( \frac{h * I_h}{I_0} \right)^2 \frac{(234.5 + T_0)}{(234.5 + T)} \quad \{2.3.27a\}$$

donde  $h$  es el orden del armónico ,  $I_h$  armónico de corriente,  $I_0$  corriente a frecuencia fundamental.

La relación 2.3.26 puede ser utilizada para estimar las pérdidas óhmicas en cualquier frecuencia angular  $hw$  , donde  $w = 2 \pi f$  y  $h$  es usualmente un entero. Sin embargo , en altas frecuencias donde la profundidad de penetración se torna comparable con el diámetro de los conductores del transformador del primario y secundario , las resistencias de los bobinados y reactancias deben ser ajustadas para tomar en cuenta las variaciones que debido al efecto piel se pueden producir como se anotó anteriormente. Igualmente la impedancia de carga debe ser ajustada para armónicos

superiores.

Los siguientes gráficos son resultado de pruebas similares a las de cortocircuito, realizadas en un transformador de distribución monofásico de relación 7200/240 V. de 10 KVA , con potencias cercanas a 39.3 W que son relativamente bajas para la capacidad del transformador. Sin embargo como se anota en la referencia [43] esta potencia de cortocircuito puede tener valores de 250 watts para la cual se tienen valores de temperatura desde 42 a 55 grados centigrados.

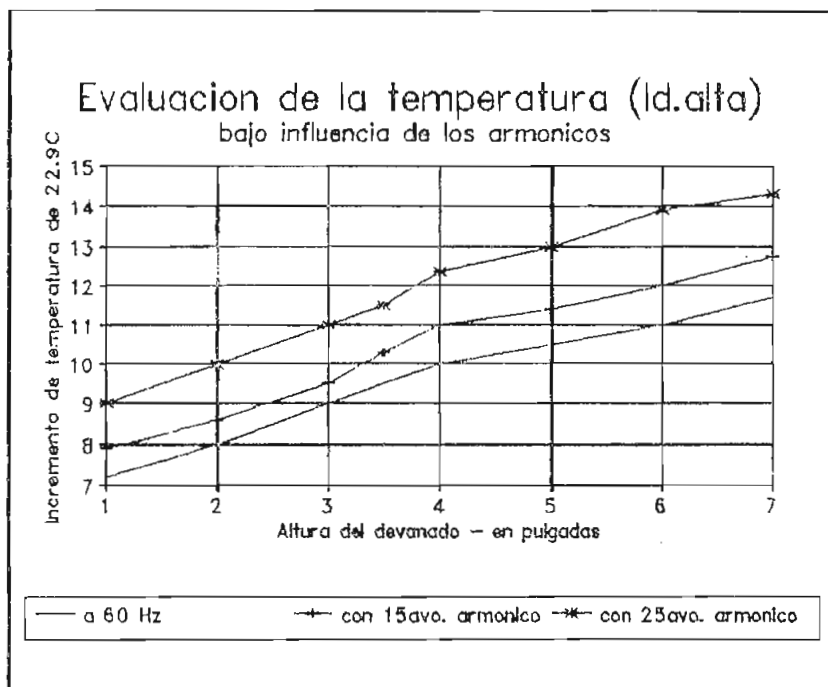


Figura 2.3.7a Temperatura medida en el lado de alto voltaje

Los gráficos indican una cierta tendencia lineal en cuanto al incremento de temperatura con el de la altura del devanado a la cual se han realizado las mediciones , además de una proporcionalidad con respecto a la curva a 60 herz. Si

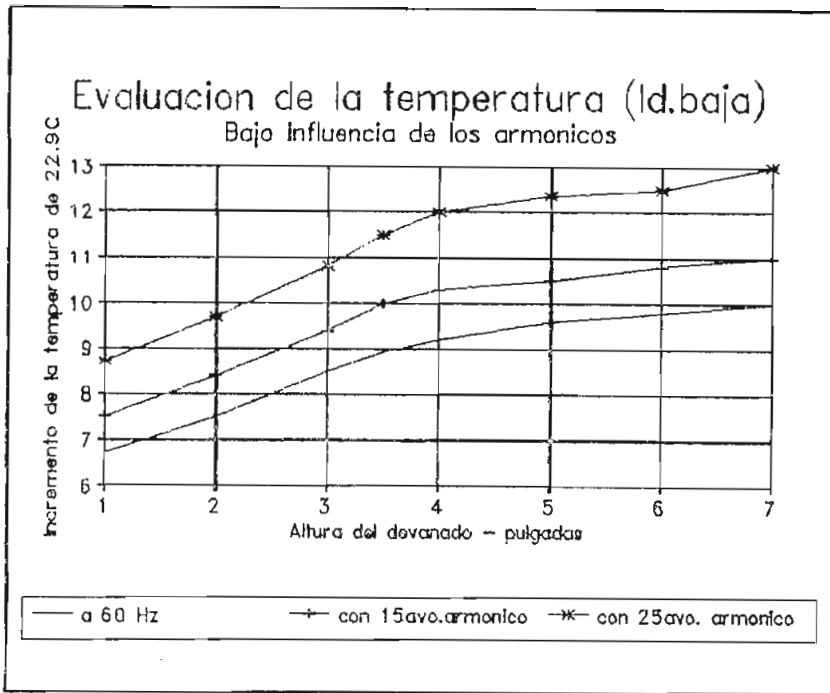


Figura 2.3.7b Temperatura medida en el lado de bajo voltaje .

se toma en cuenta estos parámetros que proporcionan las curvas sumados a las temperaturas medidas , se puede decir que al tenerse armónicos en las ondas de voltaje y corriente la temperatura puede ser superior a la referencial de 55°C de esta referencia [43]. Supongamos que se dé un incremento de por ejemplo de 30 grados centigrados por efecto de los armónicos , sobre este valor a frecuencia fundamental 55°C , para hacerlo proporcional a los datos de las curvas 2.3.7a,b; entonces se podría estimar el tiempo esperado de vida útil del transformador con la siguiente relación según ANSI/IEEE C57.92-1891.

$$\text{Log}_{10} \text{ vida util( Horas)} = \frac{6972.15}{273 + T} - 13.391$$

{2.3.28}

La relación entre las horas de vida útil a 55°C y 85°C es de

60 , por lo que la pérdida de vida útil del transformador es de un 1.66 % , asumiendo que la operación bajo los efectos de los armónicos es continuo. Las condiciones de sobrecarga e inclusión de armónicos en la vida útil del equipo puede reducirse aún más significativamente.

⌈ Bajo condiciones no sinusoidales la IEEE recomienda que se considere la siguiente relación empírica para estimar las pérdidas en los devanados.

$$P_{dev}(h) = P_{LL}(DC) + | P_{LL} + P_{LL}(DC) | * h^2 \quad \{2.3.29\}$$

aquí  $P_{LL}(DC)$  representa las pérdidas DC equivalentes en el devanado reflejadas al lado de alto voltaje y  $P_{LL}(h=1)$  son las pérdidas DC equivalentes en el devanado pero a la frecuencia fundamental,  $h$  es la frecuencia correspondiente de un armónico. A la ecuación 2.3.29 se la conoce también como regla del cuadrado de la frecuencia. Esta ecuación se ha obtenido al observar que el incremento de las pérdidas en los devanados debido a las corrientes de carga no sinusoidales varían aproximadamente con el cuadrado de la frecuencia  $h$ . Para las frecuencias de los armónicos de bajo orden ( múltiplos de 30-90) la ecuación {2.3.29} tiene muy buen ajuste , sin embargo al evaluarla para armónicos superiores (múltiplos de 110 - 250 ) se dan errores significativos con respecto a los datos reales.

Como un hecho interesante que comentar , es que al tomar medidas de potencia a cada frecuencia de los armónicos el principio de superposición es casi aplicable , pues los

errores en que se incurre son tolerables al estimar la potencia total que se dá en pruebas de cortocircuito (figura 2.3.8). Aún a pesar de que como se conoce este principio es aplicable en circuitos lineales y bilaterales pero si se considera que se trabaja en la parte lineal de la curva de magnetización esta es una buena consideración .

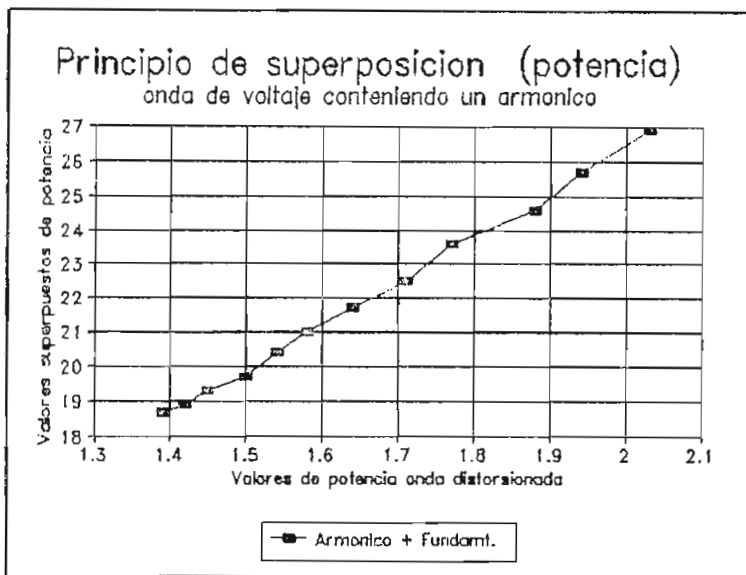


Figura 2.3.8

La figura 2.3.8 se ha obtenido bajo este supuesto , ya que se han realizado mediciones a frecuencias correspondientes de los armónicos impares al igual que se han obtenido las potencias considerando formas de onda que contienen un armónico impar sumados a la componente fundamental. Cada potencia individual de los armónicos se las ha sumado a la potencia a frecuencia fundamental ( 60 Hz). La curva como se aprecia tiene una linealidad entre los valores medidos y los valores superpuestos. Con lo que de obtenerse los espectros de frecuencia de las formas de onda no sinusoidales, se pueden tomar los armónicos más

importantes y hacer las pruebas de cortocircuito a esas frecuencias correspondientes . la potencia total sería aproximadamente la suma de cada una de ellas. La ecuación 2.3.29 puede servir para estimar las pérdidas totales considerando la superposición y así obtener valores de potencia de pérdidas con un error no muy significativo.

### 2.3.2.2. Pérdidas en el núcleo

#### 2.3.2.2.1 Pérdidas por histéresis

Son las producidas por un fenómeno afín a la fricción molecular ya que las partículas más pequeñas del núcleo tienden a alinearse primero en un sentido y después en el otro , a medida que el flujo magnético varía periódicamente.

Si asumimos que la sección transversal de un núcleo de hierro es  $A$  , que la longitud de su circuito magnético es  $l$  , y que está devanado con una bobina de  $N$  espiras , a medida que la corriente de excitación varía ciclicamente desde  $-I_m$  hasta  $+I_m$  , el flujo variará desde  $-\Phi_m$  hasta  $+\Phi_m$  de la forma que se muestra en la figura 2.3.9. Sobre la curva ascendente ab , una variación en la excitación desde  $Ni$  hasta  $N(i + di)$  en el tiempo  $dt$  , irá acompañada por un aumento en el flujo  $d\phi$  , con lo que la fem ( fuerza electro-motriz ) inducida de esta forma en el devanado es

$$e = - N \frac{d\phi}{dt}$$

{2.3.30}



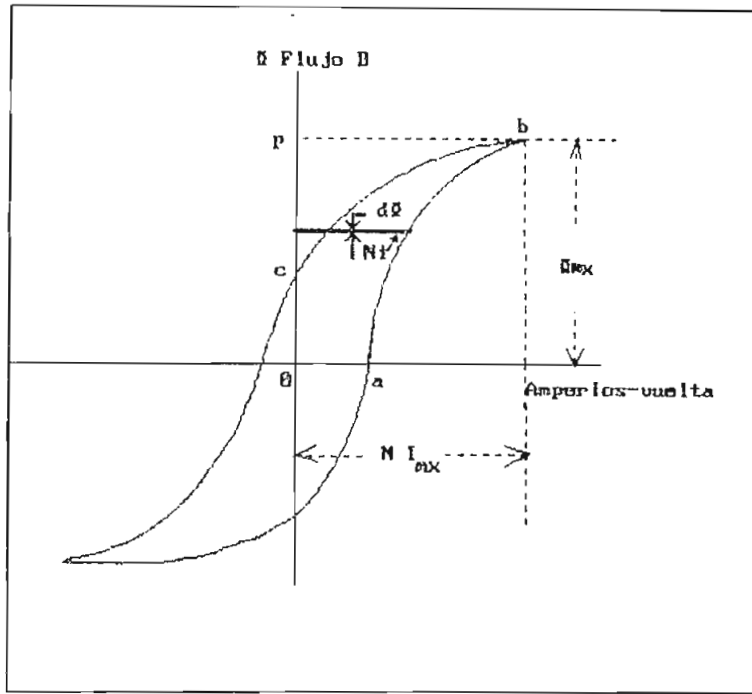


Figura 2.3.9 Lazo de histéresis

que ha de compensarse mediante una componente igual y opuesta de la tensión aplicada, si ha de mantenerse la corriente. Por tanto, la potencia instantánea proporcionada por el circuito de excitación es igual a  $(-e)i$ , por lo que la energía proporcionada en el intervalo  $dt$  es

$$dW = (-e)i dt = Ni d\phi \quad (\text{julios}) \quad \{2.3.31\}$$

que es proporcional a la superficie del elemento rayado en la figura 2.3.9 de lo que se deduce que la energía consumida mientras el bucle es recorrido desde  $a$  hasta  $b$  queda representada por el área  $Oabp$ .

La energía neta consumida por ciclo completo queda representada por el área encerrada por el bucle, o sea,

$$W = \int_{-\Phi_m}^{+\Phi_m} N i d\phi \quad (\text{julios})$$

$$\{2.3.32\}$$

donde  $d\phi = A * dB$  y  $Ni = H * l$ , donde  $B$  es la densidad de flujo en Webers por metro cuadrado y  $H$  la fuerza magnetizante en amperios-vueltas por metro. Por lo tanto la anterior ecuación puede escribirse como

$$W = A * l * \int_{-B_m}^{+B_m} H * dB$$

{2.3.32a}

que demuestra que las pérdidas por histéresis son proporcionales al volumen del núcleo ( $A * l$ ) y la área del lazo de histéresis trazado en función de  $B$  y  $H$ . Esta integral no puede resolverse por métodos matemáticos, porque la relación funcional entre las variables es desconocida, pero por experimentación se ha llegado al resultado (según Charles P. Steinmetz) de que la área del lazo de histéresis suele ser proporcional a  $B_m^x$ .

El valor de  $x$  es característica de las láminas de acero al silicio que se utiliza para la fabricación del núcleo de un transformador, el cual oscila entre 1.4 y 2.5. A este factor se lo conoce como coeficiente de Steinmetz. El término  $A * l$  en la ecuación 2.3.32a puede sustituirse por  $M/\delta$ , donde  $M$  es la masa del núcleo y  $\delta$  la densidad del material del núcleo. Por lo tanto, si la frecuencia de alternancia del flujo es  $f$  (Hz), las pérdidas por histéresis serán

$$P_h = \eta \frac{M}{\delta} f B_m^x \quad (\text{Vatios})$$

{2.3.33}

donde  $\eta$  (eta) es una constante de proporcionalidad característica del material del núcleo, dependiendo su magnitud de las unidades en que estén expresados  $M$ ,  $\delta$ ,  $B_m$ .

La gran parte de pruebas en vacío de un transformador bajo condiciones no sinusoidales realizadas coinciden en señalar que las pérdidas por histéresis no varían significativamente por efecto de los armónicos, sin embargo cuando se tienen láminas de espesor muy fino (ej. 0.03556 cm.) de acero al silicio de grano cruzado como componentes del núcleo las pérdidas por histéresis se vuelven mucho más significativas que las pérdidas por corrientes de eddy o corrientes parásitas [53].

Si se analiza la ecuación 2.3.33 se podría esperar que las pérdidas por histéresis en un transformador de potencia puedan aumentar significativamente conforme la frecuencia se incrementa, sin embargo debido al hecho de tener el lazo de histéresis con características no lineales hace que este hecho no responda como se espera, además de que la fórmula parte de relaciones empíricas particulares de frecuencia.

Al analizar esta no linealidad también se debe tomar en cuenta que esta característica depende mucho de los dominios microscópicos que existen en el material del núcleo, cada uno de los cuales está magnetizado en dirección opuesta respecto de sus vecinos, produciendo un flujo magnético total nulo en estado natural. Al aplicar un campo externo

estos dominios necesitan cierto tiempo ( $\Delta t$ ) para alinearse en la dirección del campo inductor, el comportamiento de tipo fricción del movimiento de la pared del dominio es un proceso un proceso disipativo y de ahí que se den las pérdidas por histéresis. Por lo que al tener frecuencias lo suficientemente altas (cerca de una frecuencia umbral) lo que se puede esperar es que los dominios no alcancen una polarización instantánea por lo que inclusive se podría dar el caso de que las pérdidas disminuyan ligeramente a ciertas frecuencias, pues al no existir alineamiento de los algunos dominios se darían estos resultados. Sin embargo a frecuencias superiores pero relativamente cercanas a la frecuencia fundamental (ej. 420 Hz) estas podrían provocar ligeros aumentos en las pérdidas, ya que la área efectiva del lazo de histéresis se incrementa (para el ej. en un 10 %) y por que mientras los dominios no se encuentren bajo influencia de frecuencias cercanas a una frecuencia umbral estos pueden aumentar su movilidad por lo que el proceso disipativo que involucra este cambio de dirección se convierte en un incremento de pérdidas.

Ya que en una onda distorsionada se ven involucradas frecuencias superiores a la fundamental, lo que se puede esperar, es que las pérdidas por histéresis varíen ligeramente en incremento o se mantengan casi constantes bajo estas condiciones con respecto a las obtenidas bajo régimen sinusoidal. Aquí el factor de distorsión de una onda juega un papel muy importante al evaluar la variación de estas pérdidas histeréticas ya que para un gran factor de

distorsión de la forma de onda de voltaje o corriente el lazo de histéresis se verá afectado en su área afectiva y por lo tanto se deberá recurrir a factores de corrección.

### 2.3.2.2.2 Pérdidas por corrientes parásitas

Se las conoce también como pérdidas por corrientes de Eddy o Foucault, son producidas en el núcleo por corrientes inducidas de la misma forma que la corriente de trabajo se induce en los devanados del transformador.

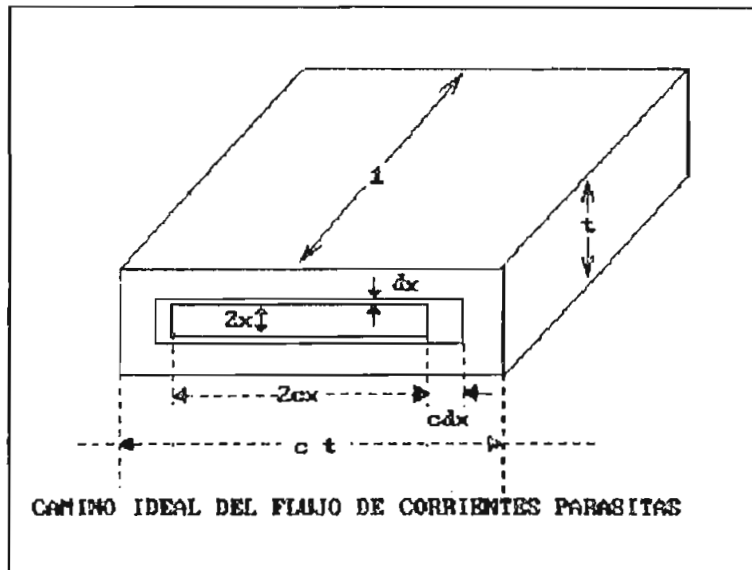


Figura 2.3.10

La figura 2.3.10 representa la sección transversal de un núcleo laminado, siendo su espesor  $t$  y su anchura  $ct$ , donde  $c$  es un factor considerablemente mayor que la unidad.

Se supone que la longitud del núcleo (en sentido perpendicular a la a la sección transversal) es la unidad y que la densidad de flujo está uniformemente distribuida sobre la sección transversal, que varía armónicamente con el tiempo y que su valor máximo es  $B_m$ .

Puede considerarse que la sección transversal está formada por un conjunto de elementos limitados por rectángulos semejantes, de los que el más interior tiene los lados  $2x$  y  $2cx$  y el más exterior los lados  $2(x + dx)$  y  $2c(x + dx)$ . La alternancia del flujo dentro del rectángulo interior establecerá una fem en el camino elemental, fem que a su vez dará origen a la corriente a considerar. El flujo máximo correspondiente al elemento de espira es  $(B_m * 4cx^2)$ , mientras que la variación total del flujo por ciclo será cuatro veces dicha cantidad, o sea  $(16 * B_m * c * x^2)$ ; por lo tanto el flujo total cortado por segundo será  $16 * f * B_m * c * x^2$ , donde  $f$  es el número de ciclos por segundo (Hz.). Si todas las cantidades están expresadas en unidades mks, la fem media inducida en el elemento será.

$$E_{media} = 16 f B_m c x^2 \quad \{2.3.34\}$$

y la fem eficaz será

$$E = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} E_{media} = \frac{8\pi}{\sqrt{2}} f B_m c x^2 \quad (\text{voltios}) \quad \{2.3.35\}$$

Esta fem actúa en el camino elemental cuya resistencia es

$$\sigma \left( \frac{4 cx}{dx} + \frac{4 x}{cdx} \right) = \frac{4\sigma x}{dx} \frac{c^2 + 1}{c} \quad \{2.3.36\}$$

donde  $\sigma$  es la resistividad del material; por lo tanto, las pérdidas en el elemento serán

$$dP' = \frac{E^2}{\frac{4 \rho x}{dx} (c^2 + 1)} = \frac{8 (\pi f B)^2 x^3 dx}{\sigma} \frac{c^3}{c^2 + 1}$$

{2.3.37}

y las pérdidas totales ,

$$P_e = \frac{8 (\pi f B_m)^2}{\sigma} \frac{c^3}{c^2 + 1} \int_0^{\frac{t}{2}} x^3 dx$$

{2.3.38}

$$P_e = \frac{(\pi f B_m)^2}{8 \sigma} \frac{c^3 t^4}{c^2 + 1}$$

{2.3.39}

El volumen del hierro en que ocurren dichas pérdidas es

$V = M / \delta = t * ct * 1$  , de donde  $M$  es la masa del núcleo y  $\delta$  densidad del material del núcleo , a partir de esto tenemos que

$$P_e = \frac{\pi^2}{8 \sigma} \frac{M}{\delta} (f B_m t)^2 \frac{c^2}{c^2 + 1}$$

{2.3.40}

y puesto que  $c$  es mucho mayor que la unidad , puede suponerse que

$$\frac{c^2}{c^2 + 1} \approx 1$$

{2.3.41}

de donde tenemos que

$$P_e = \epsilon \frac{M}{\delta} (f B_m t)^2$$

{2.3.42}

donde  $\epsilon$  , es constante de proporcionalidad que hay que determinar experimentalmente [34].

Si el voltaje el cual produce el flujo en el núcleo es sinusoidal con magnitud media cuadrática (rms)  $E$  y frecuencia  $f$  entonces la ecuación 2.3.42 puede escribirse como una función directa de  $E$ .

$$P_e = k_e * E^2 \quad \{2.3.42a\}$$

donde  $K_e$  es una constante dependiente del resto de factores involucrados en {2.3.42}.

La densidad del flujo no se distribuye uniformemente sobre la sección transversal como puede suponerse pues el flujo tiende a concentrarse hacia la superficie exterior de las chapas. Esta concentración de flujo hacia la superficie exterior de las chapas obedecen a que las corrientes parásitas ejercen una acción desmagnetizante o de pantalla que se hace mayor a medida que se va acercando al centro de la sección desde la superficie. Esta acción desmagnetizante de las corrientes parásitas es análoga a la del devanado secundario sobre el primario , lo que lleva a la conclusión de que los caminos de las corrientes parásitas son equivalentes a un devanado secundario auxiliar ( pero inútil y superfluo ) además del secundario principal.

Al analizar la ecuación 2.3.42 , se puede notar la relación directa que guarda la frecuencia con las pérdidas , lo que lleva a considerar a *priori* , que estas se incrementarán con un factor cuadrático al aumentar la frecuencia. Al considerar que existen frecuencias superiores a la



fundamental escondidas dentro de una onda distorsionada periódica , se puede esperar entonces que estas pérdidas aumenten en algún porcentaje , dependiendo del nivel de distorsión de onda que se tenga.

La ecuación 2.3.42 permite calcular las pérdidas debidas a las corrientes de eddy bajo condiciones sinusoidales , pero al tener ondas distorsionadas periódicas esta relación no asegura una buena estimación de los valores que podrían darse bajo este medio contaminado. Si por ejemplo consideramos que se tiene un voltaje  $V$  aplicado entre los devanados de un transformador el cual es no sinusoidal , entonces el campo eléctrico  $U$  dentro del bobinado será no sinusoidal también. Si la caída de voltaje resistivo se desprecia, entonces los modelos de las formas de onda de  $V$  y  $U$  será idénticos.

Asumiendo

$$U = \sum_{h=1}^{\infty} U_{hm} \text{sen}(h\omega t + \theta_h) \quad \{2.3.43\}$$

y si utilizamos la primera ecuación de Maxwell

$$\nabla \times \bar{E} = - \frac{\partial \bar{B}}{\partial t}$$

se encuentra que

$$U = 2B_m \frac{dx}{dt} \quad \{2.3.44\}$$

el signo menos no se lo considerado puesto que al aplicar la

regla de la mano derecha el flujo positivo resultante fluye en dirección opuesta a B, según la Ley de Lenz. De esta expresión se puede obtener inclusive la penetración instantánea de la onda magnética.

$$x = \frac{1}{2B_m} \int_0^t U dt \quad \{2.3.45\}$$

$$x = \sum_{h=1}^{\infty} U_{hm} \frac{(\cos(\theta_h) - \cos(h \omega t + \theta_h))}{2 B_m h \omega} \quad \{2.3.46\}$$

y en  $\omega t = \pi$  el valor de la profundidad de penetración es

$$\delta_B = \frac{1}{2 B_m \omega} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{(\cos(\theta_h) - \cos(\pi h + \theta_h))}{h} \quad \{2.3.47\}$$

Puesto que una onda electromagnética de densidad de flujo constante induce un campo eléctrico E en las láminas del núcleo el cual a su vez genera una corriente de eddy de densidad

$$J = -\frac{E}{\sigma} = -2 \frac{B_m}{\sigma} \frac{dx}{dt} = -\frac{1}{\sigma} \sum_{h=1}^{\infty} U_{hm} \operatorname{sen}(h \omega t + \theta_h) \quad \{2.3.48\}$$

donde se ha reemplazado U por E .

La potencia promedio disipada en Joules , pérdidas en el núcleo con una área de un metro cuadrado y ancho d es

$$P_e = \frac{2 \sigma}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} J^2 dx dt \quad \{2.3.49\}$$

donde  $T=2\pi/w$ . Si reemplazamos {2.3.46} y {2.3.48} en {2.3.49} dá la expresión general de las pérdidas por unidad de área.

$$P_e = \frac{1}{2 \pi \sigma w B_m} \int_0^\pi \left[ \sum_{h=1}^{\infty} U_{hm} \operatorname{sen}(hwt + \theta_h) \right]^2 * \\ \left[ \sum_{h=1}^{\infty} U_{hm} \frac{(\cos(\theta_h) - \cos(hwt + \theta_h))}{h} \right] d\omega \quad \{2.3.50\}$$

para el caso particular de excitación sinusoidal tenemos que las pérdidas  $P_{eo}$  es

$$P_{eo} = \frac{U_o^3}{4 w B_m \sigma} \quad \{2.3.51\}$$

de donde relacionando {2.3.51} con {2.3.50} se tiene normalizadas las pérdidas en por unidad.

$$P_e \text{ p. u.} = \frac{2}{\pi U_o^3} \int_0^\pi \left[ \sum_{h=1}^{\infty} U_{hm} \operatorname{sen}(hwt + \theta_h) \right]^2 * \\ \left[ \sum_{h=1}^{\infty} U_{hm} \frac{(\cos(\theta_h) - \cos(hwt + \theta_h))}{h} \right] d\omega \quad \{2.3.50a\}$$

Obviamente esta ecuación indica las pérdidas parásitas para una lámina hipotética, pues al considerar al bloque formado por las láminas que conforman el núcleo de un transformador los factores como  $M$ ,  $\delta$ ,  $t$  deberán tomarse en cuenta para obtener valores globales de pérdidas parásitas en el núcleo.

Sin embargo este hecho , el estudio sobre esta lámina dá un estimación adecuada de las pérdidas que a nivel global que se producen en el núcleo. En base a la relación {2.3.46a} se ha estimado las pérdidas parásitas para las siguientes formas de onda de voltaje en los terminales de un transformador (Figuras 2.3.11 a,b,c,d). Se realizó un programa digital para simular éstas pérdidas considerando ondas distorsionadas. El algoritmo para encontrar la representación matemática de las formas de onda de las figuras 2.3.11 a,b,c se obtuvo luego de descomponer en series de Fourier las corrientes típicas de varias cargas no lineales. La figura 2.3.11d es la forma de onda de la función seno elevada a la potencia 19 (  $(\text{seno}(wt))^{19}$ ). El listado del programa se incluye en el apéndice D.

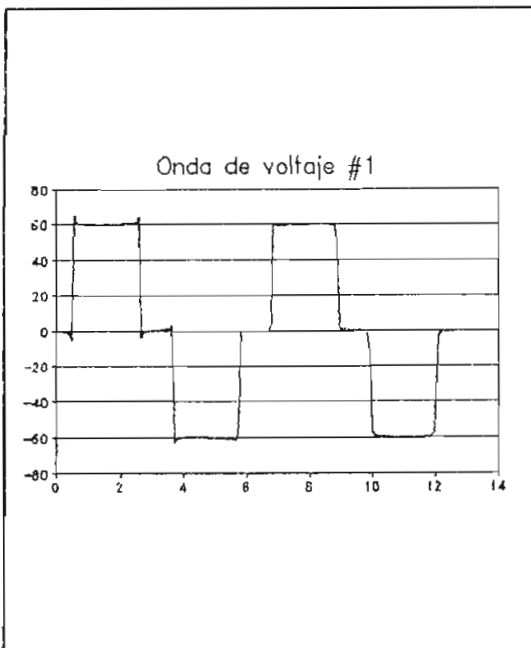


Figura 2.3.11a

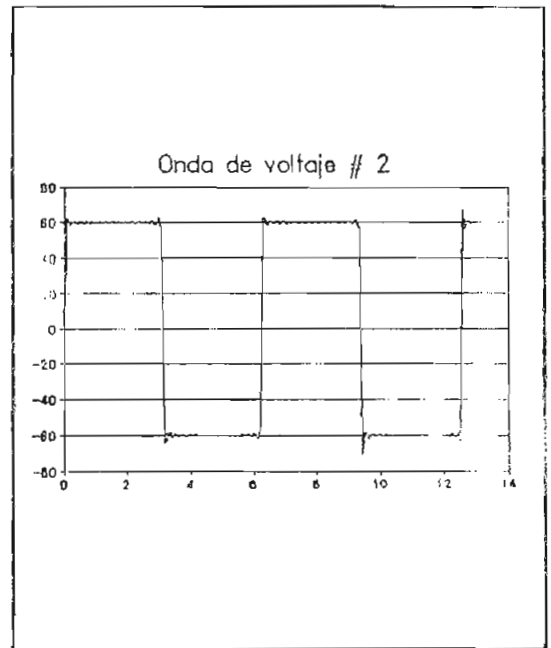


Figura 2.3.11b

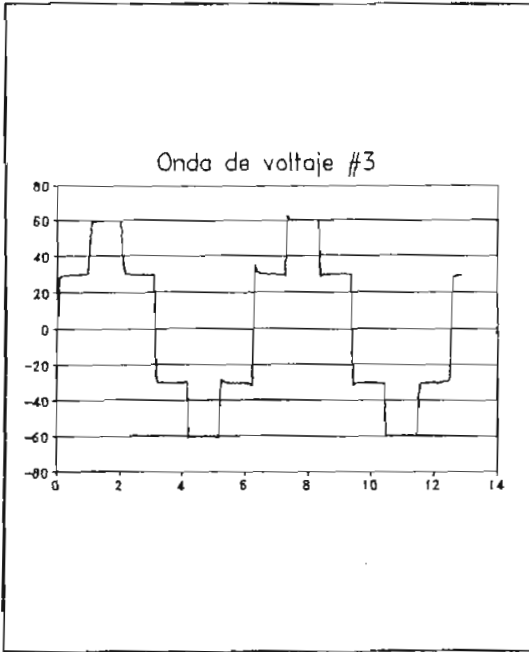


Figura 2.3.11c

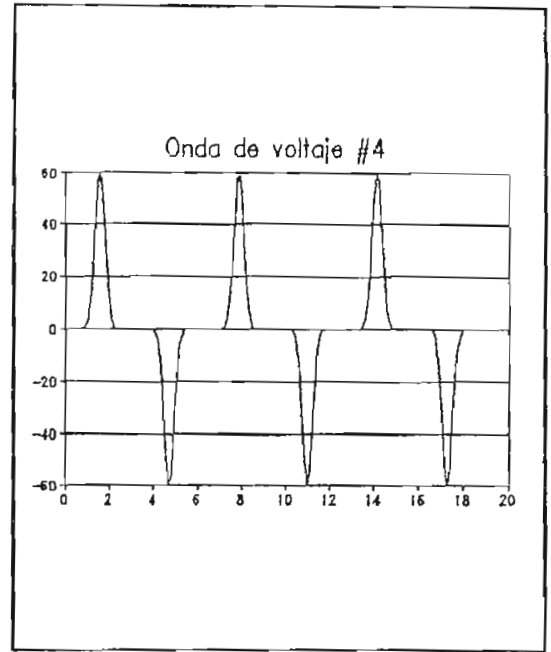


Figura 2.3.11d

Se han considerado dos casos en las formas de onda que se simulan ; un caso con las formas de onda con amplitud constante (1 p.u.) y el otro con un valor RMS constante.

De las cuales se han obtenido los siguientes resultados (figura 2.3.12).

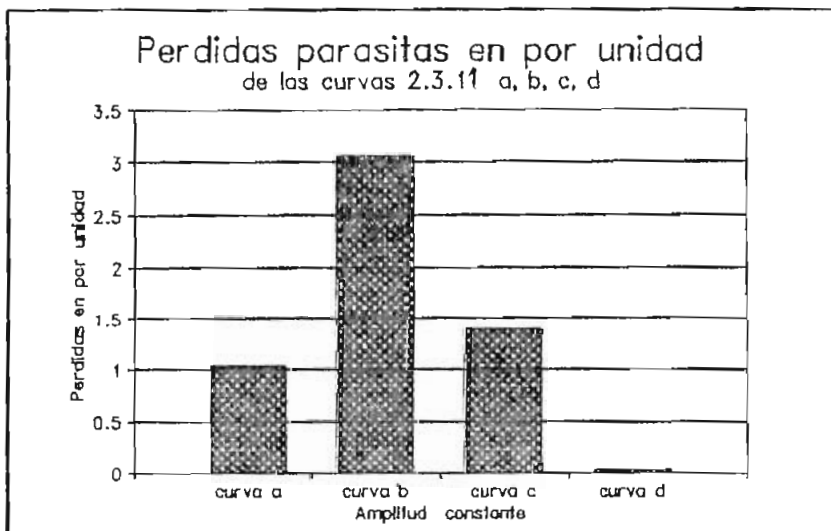
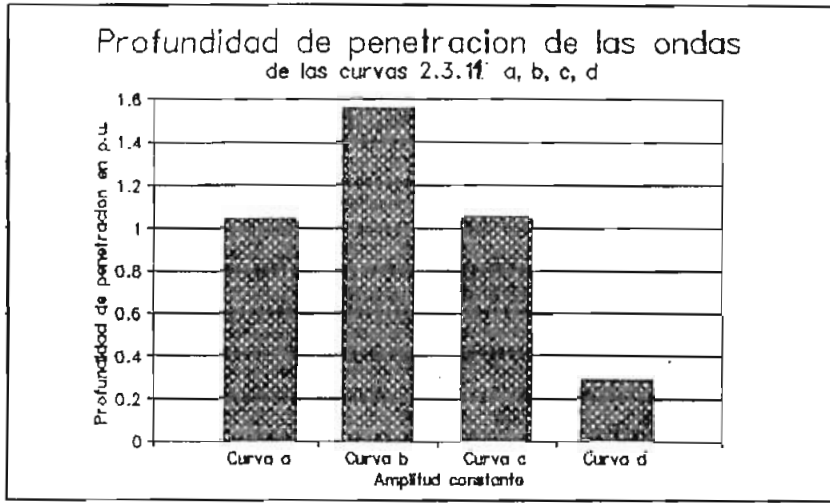


Figura 2.3.12a



3Figura 2.3.12b

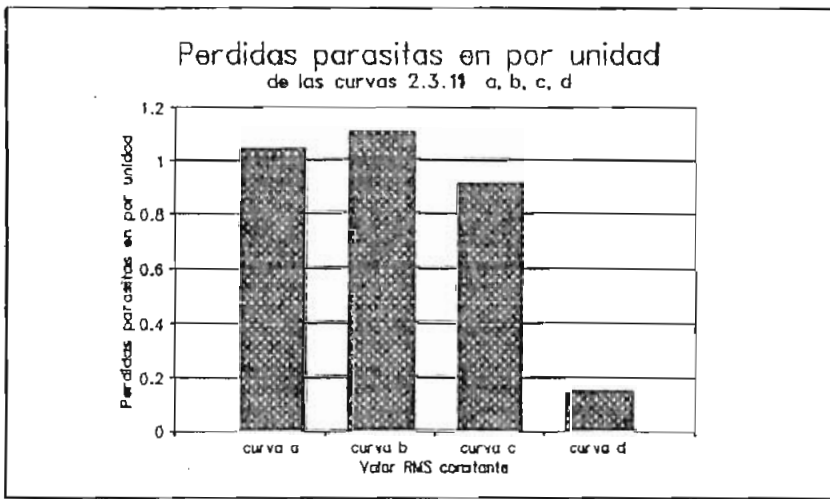


Figura 2.3.12c

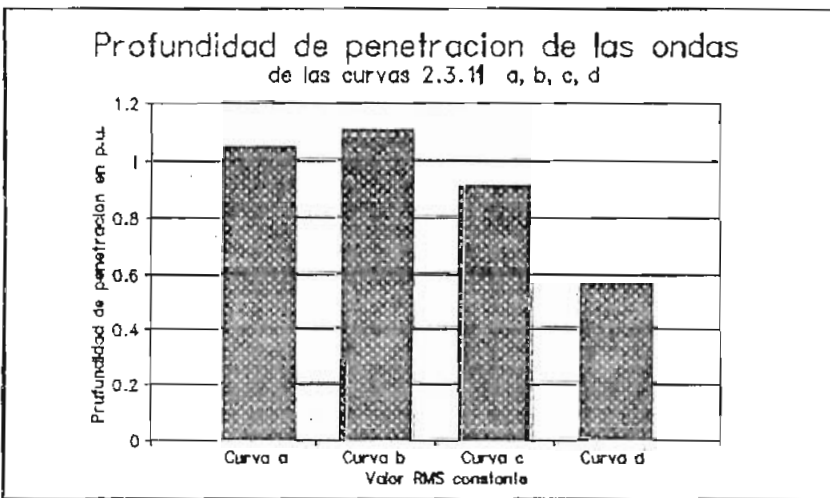


Figura 2.3.12d

la figura 2.3.12a donde las curvas tienen una amplitud constante , se puede apreciar el incremento de las pérdidas parásitas , un tanto mayor cuando se tiene una onda cuadrada, y exageradamente menor en el caso de la onda de la figura 2.3.11d.

En la figura 2.3.12c donde se ha considerado al valor medio cuadrático constante para todas las curvas , se nota la reducción de las pérdidas bajo este parámetro con respecto a la anterior resultado, no obstante este hecho , el incremento de las pérdidas aumenta aún a pesar de que no sea en una gran magnitud.

La profundidad de penetración de las formas de onda de las figuras 2.3.11 a,b,c,d se han obtenido en las figuras 2.3.12 b,d. Estas gráficas indican una similar tendencia que las curvas correspondientes a las pérdidas ; la curva cuadrada es la que más penetra en el material y de ahí que se den mayores pérdidas parásitas. Por el contrario la forma de onda de la figura 2.3.11c es la que menos penetra en el material y por lo tanto provoca menos pérdidas.

El factor cuadrático de la ecuación 2.3.50 hace que las pérdidas de la curva 2.3.11c , en el caso de amplitud constante sean ligeramente mayores a las producidas por la curva 2.3.11a , a pesar de que la profundidad de penetración de las ondas es aproximadamente igual .

Si se toma los valores medios cuadráticos (rms) de las curvas 2.3.11 a,b,c,d para amplitud constante los cuales son:

curva a	0.7050933 pu.
curva b	0.9936493 pu.
curva c	0.8141724 pu.
curva d	0.3585879 pu.

y si se eleva al cuadrado

curva a	0.497156 pu.
curva b	0.987338 pu.
curva c	0.662870 pu.
curva d	0.128585 pu.

se puede notar que estos últimos valores tienen una misma tendencia que las pérdidas parásitas para amplitud constante.

Cuando se tiene un valor medio cuadrático común entre todas las curvas se puede notar que la profundidad de penetración de la onda magnética es el indicador adecuado para estimar las pérdidas parásitas. Estos resultados anteriores confirman los obtenidos por [53], donde se indica que las pérdidas parásitas para un flujo pico constante deberá variar con el cuadrado del valor rms del voltaje inducido.

Las curvas 2.3.11a,c son las curvas típicas de convertidores estáticos de seis pulsos, la curva 2.3.11b es la



correspondiente a convertidores tipo puente monofásicos , convertidores trifásico con tres pulsos ; también se han notado este tipo de ondas en las líneas de distribución , como resultado del uso de sueldas eléctricas , hornos de arco entre otros. Esta onda cuadrada como se vé es la más severa en cuanto al incremento de pérdidas parásitas , lamentablemente en nuestro medio por el tipo de equipos y maquinaria que se utiliza tanto en la varias industrias como a nivel casi artesanal , es la más comúnmente encontrada.

El factor de distorsión para las ondas con valor rms constante no es un indicador confiable al estimar las pérdidas parásitas , pues a pesar de que las curvas de las figuras 2.3.11 a,c tienen igual factor de distorsión (  $Ph = 0.2879$  ) sin embargo la curva 2.3.11c tiene un valor inferior de pérdidas (  $< 1$  pu. ) , que el producido por la onda 2.3.11a (  $> 1$  pu. ). Curiosamente a pesar de que el factor de distorsión sigue siendo el mismo para amplitud constante de las formas de onda , las pérdidas en el caso de la curva 2.3.11c aumentan con respecto a las provocadas por la curva 2.3.11a. En el caso de la onda cuadrada de la figura 2.3.11b (  $Ph=.42312$  ) se tiene un comportamiento algo suigeneris , pues las pérdidas producidas por este tipo de onda son un casi un 300 % con respecto a los producidos por la forma de onda de la figura 2.3.11a , para amplitud constante ; pero en el caso de valor rms constante , donde el factor de distorsión sigue siendo el mismo , las pérdidas producidas por esta forma de onda son sólo un 30 % con

respecto a la forma de onda de la figura 2.3.11a.

En cuanto a la forma de onda de la figura 2.3.11d se puede decir que el comportamiento es el esperado, ya que al aumentar su amplitud para alcanzar un valor rms constante se incrementan las pérdidas parásitas.

Si bien en condiciones sinusoidales las pérdidas parásitas constituyen la parte menor de las pérdidas del núcleo y que suelen ser del orden de 20 % al 50 %. En condiciones no sinusoidales este factor puede ser diferente, pues hasta podría darse el caso de que las pérdidas parásitas en el núcleo sobrepasen a las pérdidas por histéresis en una relación 3/2 [53].

Al igual que la recomendación empírica de la IEEE para el cálculo de las pérdidas óhmicas, la ANSI Standard NQC57.12.90-1980 recomienda que se corrijan las pérdidas medidas en el núcleo cuando se tengan deformaciones en la onda de voltaje de prueba, con la siguiente fórmula

$$P_{corr} = \frac{P_{medido}}{P1 + P2 \left( \frac{2\sqrt{2} V_{rms}}{\pi V_{promedio}} \right)^2} \quad \{2.3.51\}$$

donde  $P_{corr}$  son las pérdidas a un voltaje  $V_{promedio}$ , corregido a una base de voltaje sinusoidal,  $P_{medido}$  son las pérdidas en el núcleo medidas en la prueba,  $P1$  es el factor que representa las pérdidas por histéresis en por unidad bajo condiciones de voltaje sinusoidal,  $P2$  representa las pérdidas parásitas en por unidad bajo condiciones de voltaje sinusoidal. Los factores  $P1$  y  $P2$  por lo general se los

considera iguales a 0.5 , aunque este valor no es el mismo siempre bajo todas las condiciones . Si el factor  $( \sqrt{2} V_{rms}/(\pi V \text{ promedio}) )$  es relativamente pequeño , los valores  $P_1$  y  $P_2$  no necesitan ser tan precisos , pero si el factor anterior es grande , valores más exactos son requeridos para aplicar esta relación 2.3.51. Para una mejor aplicabilidad de esta relación 2.3.51 se ha estimado que  $P_{medido}$  sea igual a [41]

$$P_{medido} = ( 1 + \frac{(V_{promedio} - V_{flujo})}{V_{flujo}} ) P_{h \text{ seno}} + ( \frac{V_{rms}}{V_{flujo}} )^2 P_{e \text{ seno}} \quad \{2.3.52\}$$

aquí  $V_{flujo}$  es el voltaje proporcional a la densidad flujo máximo ( $B_{max.}$ ) producido por una onda distorsionada , para el caso particular de una onda sinusoidal

$$V_{flujo} = V_{rms} = ( \pi * V_{promedio}/(\sqrt{2}) )$$

$P_{h \text{ seno}}$  y  $P_{e \text{ seno}}$  son las pérdidas por histéresis y pérdidas debido a corrientes parásitas respectivamente , pero bajo condiciones sinusoidales. El método para separar estas pérdidas en condiciones lineales debe ser lo suficientemente refinado para obtener buenos resultados con ondas distorsionadas.

Durante la evaluación de las pérdidas en un transformador debidas a los armónicos se tomó en cuenta casi exclusivamente transformadores tipo monofásicos , no obstante , el análisis anterior realizado tiene iguales repercusiones en un transformador trifásico , aunque quizá con menos severidad que en los monofásicos ; ya que las diversas conexiones que

se pueden realizar con este tipo de transformadores , pueden lograr la cancelación de algunos armónicos muy severos ; como es el caso de la conexión delta , en la cual las fuerzas electromotrices de frecuencia triple ( 3º armónico ) están en fase a lo largo del circuito cerrado y por lo tanto se cancelan. Puesto que en la mayor parte de usuarios a nivel residencial utilizan el sistema monofásico la carga es más desbalanceada por lo que aparece el tercer armónico , el cual es mayor que el quinto armónico que también suele a menudo aparecer en las líneas. Esto muestra claramente que los armónicos en el voltaje un sistema de potencia dependen en gran manera del tipo de conexión de los transformadores de distribución de las subestaciones , los cuales son utilizados para suministrar energía eléctrica a los usuarios. El análisis de la influencia de los armónicos producidos por cargas no lineales sobre los transformadores trifásicos se puede complicar mucho más si bajo esta condiciones se producen desbalances en las fases.

En un transformador bajo carga inductiva , ante un aumento de la frecuencia , la corriente disminuye en un grado proporcional al aumento de la frecuencia , debido al incremento de la reactancia de carga , con lo que los problemas ante armónicos aparentemente no afectarían en gran manera al transformador. Cuando se tengan cargas resistivas el problema puede ser relativamente mayor frente a los armónicos , pues los niveles de corrientes no se ven afectados en disminución sino más bien se pueden producir variaciones en incrementos de la potencia de pérdidas , estos

incrementos debidos a que al aumentar la frecuencia el efecto piel incrementa el valor de la resistencia de continua, y con esto mayores pérdidas las mismas que aumentan la temperatura, la cual a su vez incrementa la resistencia por efectos térmicos.

Como recomendación, se puede decir, que cuando se investigan los efectos de corrientes armónicas sobre transformadores, los parámetros tanto eléctricos como térmicos deben ser tomados en cuenta simultáneamente para obtener resultados más reales. Además porque estos factores están íntimamente ligados con la vida útil de un transformador, como lo muestran las siguientes relaciones.

$$P_{tot} = P_{dc} \left( \frac{234.5 + T}{234.5 + T_0} \right) + P_{ddy\text{devanado}} \left( \frac{234.5 + T_0}{234.5 + T} \right) +$$

$$P_{er\text{núcleo}} + P_{er\text{ dispersión}}$$

{2.3.53}

$$\text{Log}_{10} \text{ vida útil (Horas)} = \frac{6972.15}{273 + T} - 13.391$$

{2.3.28}

donde  $P_{dc}$  son las pérdidas en el cobre a temperatura,  $P_{ddy}$  {devanados} pérdidas parásitas en los devanados,  $P_{er\text{ núcleo}}$  son las pérdidas en el núcleo, y  $P_{er\text{ dispersión}}$  son las pérdidas por dispersión del flujo magnético.

## *2.4 Análisis de la influencia de los armónicos en máquinas rotativas*

Dentro de este punto se revisarán los motores de inducción , motores sincrónicos y motores universales , ya que se ha considerado que son los más representativos dentro de las máquinas rotativas.

En los diferentes cursos de máquinas eléctricas que se imparten a nivel superior se estudian con suficiente minuciosidad los diferentes parámetros y principios que se gobiernan estas máquinas rotativas en condiciones sinusoidales al igual que se cuenta con una amplia gama de textos relacionados con el tema. En este trabajo se realizará un análisis complementario de los estudios anteriores que se han hecho , pero observados desde el punto de vista de voltajes no sinusoidales periódicos de entrada . Si bien algunos parámetros de las máquinas pueden variar bajo estas condiciones, no son lo suficientemente significativos como para provocar que los principios de funcionamiento conocidos varíen .

### *2.4.1 Influencia de los armónicos en máquinas de inducción.*

#### *2.4.1.1 Revisión del circuito equivalente.*

Asumiendo que se tiene un voltaje de alimentación  $v(t)$  dado por la siguiente expresión

$$v(t) = \sum_{h=1}^{\infty} V_h \text{sen}(h\omega t + \theta_h)$$

{2.4.1}

el cual describe una forma de onda de voltaje distorsionada periódica según el análisis de la serie de Fourier, donde  $h$  es por lo general un número impar (1,5,7,11,13,...) para las formas de onda distorsionadas, característica de las cargas no lineales.

En el punto 2.3.2.1 de este capítulo se pudo notar que el principio de superposición se lo podía aplicar para el caso de circuitos no lineales, sin bien con cierto grado de error pero este dentro de lo tolerable. Se asume además que el motor trabaja en región lineal magnética, pues las consideraciones que se hacen aquí no son las correctas bajo condiciones de saturación magnética.

Bajo este hecho y considerando que las características de un motor de inducción y un transformador tienen cierta similitud se tiene el siguiente circuito equivalente bajo condiciones no sinusoidales (figuras 2.4.1 a,b).

En la figura 2.4.1a se representa al motor de inducción con un voltaje de entrada de fuentes de diferente magnitud y frecuencia en serie como lo describe la ecuación 2.4.1.

En la gráfica 2.4.1b se observa como las diferentes fuentes en serie, se las ha considerado que poseen cada una un circuito equivalente para su respectiva frecuencia y magnitud de voltaje.

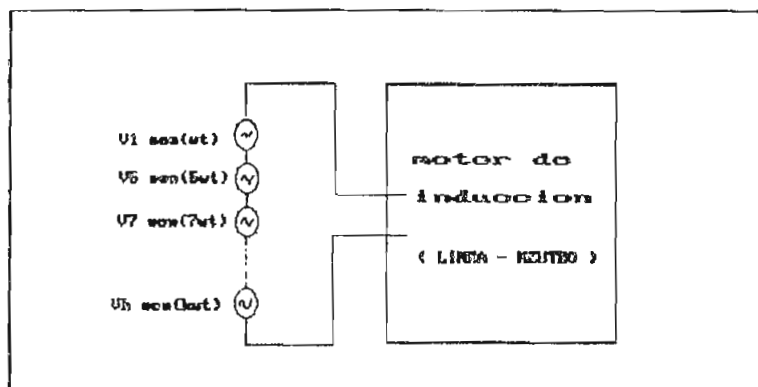


Figura 2.4.1a

En el circuito equivalente se ha omitido la rama correspondiente a la conductancia, sin embargo si se desea realizar un análisis más detallado se la puede tomar en cuenta.

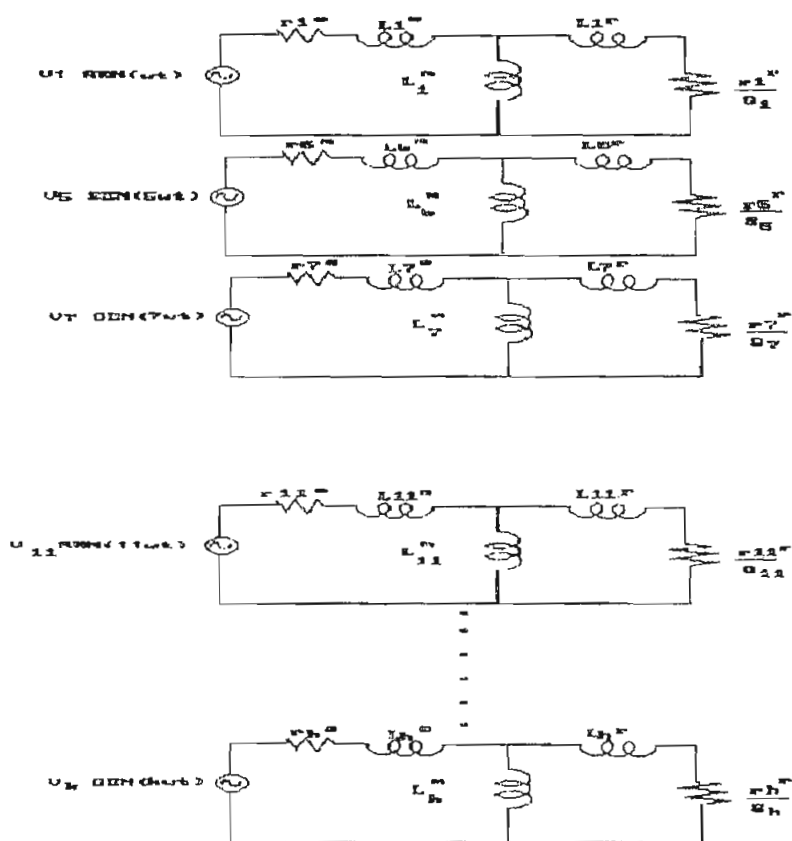


Figura 2.4.1b Circuito equivalente (por fase) de un motor de induccion con excitación no sinusoidal.



Como se puede notar en las diferentes frecuencias existen valores de resistencias e inductancias particulares correspondientes a cada uno de los armónicos. Pues existen cambios ya sean en las resistencia como en las inductancias del circuito. En el punto 2.3 se revisó el efecto piel, el cual se hace notorio a frecuencias relativamente superiores, el cual en los motores de inducción se hacen mucho más pronunciado que en los transformadores.]

2.4.1.2 Análisis de pérdidas

En base al circuito generalizado figura (2.4.2) se encuentran las relaciones que permitirán calcular las pérdidas.

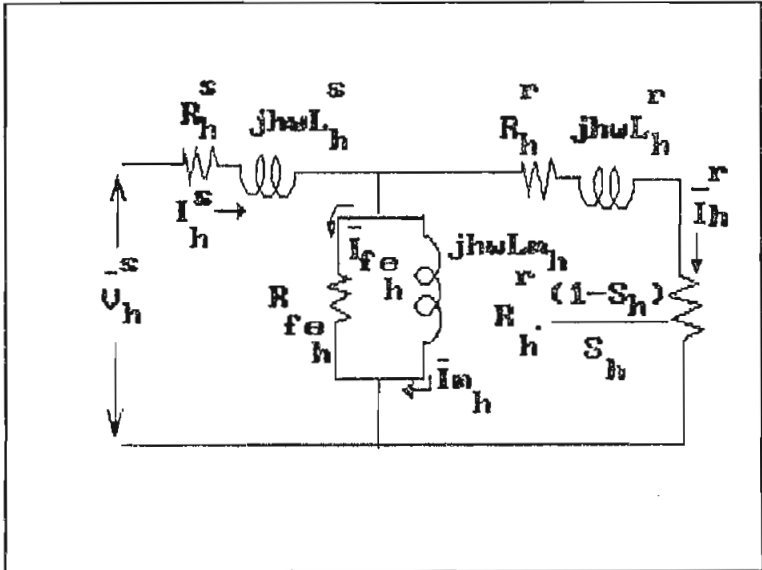


Figura 2.4.2 Circuito equivalente de una máquina de inducción trifásica para el h-ésimo armónico de tiempo.

Puesto que el voltaje en el estator  $V_{hs}$  se asume que es conocido, las corrientes en el rotor y el estator serán

$$I_h^s = \frac{V_h^s}{R_h^s + j(X_h^s + X_{mh}) - \frac{(j X_{mh})^2}{\frac{R_h^r}{s_h} + j(X_h^r + X_{mh})}} \quad \{2.4.2\}$$

$$\bar{I}_h^r = \frac{j X_{mh} \bar{I}_h^s}{\frac{R_h^r}{s_h} + j(X_h^r + X_{mh})} \quad \{2.4.3\}$$

En estas ecuaciones el deslizamiento del h-ésimo armónico de campo con respecto al rotor es

$$S_h = \frac{(h * w_1) - w^r}{h * w_1} \quad \{2.4.4\}$$

$$S_h = \frac{(h \mp (1 - s_1))}{h} \quad \{2.4.4a\}$$

en esta última relación se ha considerado el término  $\pm$  ya que las velocidades y sentidos de rotación de las componentes de la fuerza magnetomotriz ( fmm) del inducido dependen tanto de los armónicos espaciales de la fmm como de los armónicos de tiempo de la onda de corriente , como lo muestra la tabla I. De 2.4.4a se puede notar también que la tendencia del deslizamiento es ha alcanzar la unidad a medida que el orden del armónico aumenta , con lo que el circuito equivalente tiende ha ser similar al de un motor bloqueado ( $s = 1$ ).

TABLA I

Orden del de tiempo armónico	Devanado tipo trifásico	Devanado bifásico
1	sentido positivo del campo	positivo
3	-----	negativo
5	sentido negativo del campo	positivo
7	sentido positivo del campo	negativo
9	-----	positivo
11	sentido negativo del campo	negativo
13	sentido positivo del campo	positivo
15	-----	negativo
17	sentido negativo del campo	positivo
19	sentido positivo del campo	negativo

Nota. Por convención los armónicos que provocan un efecto de frenado son negativos , y los positivos para los que tienen un efecto acelerante .

#### 2.4.1.2.1 Pérdidas en el cobre .

Las pérdidas en el devanado del estator son similares a las que se pueden dar en un transformador (2.3.2). Al contener la forma de onda de voltaje armónicos la resistencia efectiva del devanado como las inductancias van a variar debido al efecto piel que se hace más notorio en frecuencias

relativamente altas , por lo que como consecuencia de esto se produce el incremento de las pérdidas en el cobre del estator.

De la ecuación 2.4.2 se puede notar que para la velocidades cercanas a la sincrónica ( $s_1 = 0$ ) se tiene

$$S_h = \frac{(h \pm 1)}{h}$$

{2.4.5}

donde el signo depende del armónico de tiempo que se esté estudiando y que se pueden tomar de la tabla anterior; por ejemplo si tenemos el 5º armónico de tiempo incluido en la corriente, el deslizamiento con respecto al campo correspondiente será

$$S_5 = 1 - \frac{1}{(-5)} = 1.20$$

para el 7º armónico , el deslizamiento será

$$S_7 = 1 - \frac{1}{(+7)} = 0.857$$

Se puede notar que a medida el armónico de tiempo sube en orden , el deslizamiento tiende a la unidad y por lo tanto esto hace que disminuya su velocidad real. El torque debido a los armónicos de tiempo si es negativo representa una acción de frenado , en cambio cuando es positivo representa una acción motriz. En el punto 2.1 se comentó de los armónicos contenidos en la onda de corriente tienen cierta similitud con los voltajes desbalanceados. Los armónicos de

corriente de orden  $3n-1$  son similares a las corrientes de secuencia negativa que pueden fluir en el motor, estos armónicos, como se hace notar arriba producen una acción de frenado al rotor, por lo que como consecuencia de esto se incrementan las pérdidas debido a este hecho. En la tabla II se indican algunos efectos del desbalance de voltaje sobre motores a plena carga [59].

<i>Tabla II</i>					
<i>Desbalance de voltaje</i>	(%)	0	2	3.5	5
<i>Corriente de secuencia negativa</i>	(%)	0	15	27	38
<i>Corriente, estator (rms)</i>	(%)	100	101	104	107.5
<i>Incremento de pérdidas</i>	(%)	0	8	25	50
<i>Promedio en el estator</i>	(%)	0	2	8	15
<i>Máxima en el estator</i>	(%)	0	33	63	93
<i>rotor</i>	(%)	0	12	39	76
<i>totales en el motor</i>	(%)	0	8	25	50
<i>Incremento de temperatura</i>	(°C)				
<i>Clase A</i>		60	65	75	90
<i>Clase B</i>		80	86	100	120
<i>Nota. Motor clase A de par y corriente de arranque normales, bajo deslizamiento. Motor clase B de par de arranque normal, intensidad de arranque y deslizamiento bajos.</i>					

En el circuito equivalente (figura 2.4.2), la resistencia

que representa a la carga del motor, se verá disminuida por efecto del aumento del deslizamiento debido a la presencia de los armónicos, con lo que la corriente en ese ramal del circuito equivalente aumentará en cierto grado.

Según los datos obtenidos del circuito equivalente para armónicos de tiempo ( figura 2.4.2 ) se tiene que las pérdidas óhmicas para el estator en cualquier h-ésimo armónico están dadas por

$$Per_{\text{óhmicas } h^s} = 3 * (I_h^s)^2 * R_h^s \quad \{2.4.6\}$$

Una fórmula aproximada para calcular la corriente del h-ésimo armónico es la siguiente

$$I_h = \frac{V_h}{h * \omega_o * L_{lh}} \quad \{2.4.7\}$$

donde  $I_h$  es el valor rms de fase del h-ésimo armónico de corriente,  $V_h$  es el valor rms del h-ésimo armónico de voltaje,  $h$  el número del armónico,  $\omega_o$  frecuencia fundamental de la fuente y  $L_{lh}$  es la suma de las inductancias de dispersión efectivas del estator y el rotor, referidas al estator. Al aumentar  $n$  disminuye la corriente armónica según {2.4.7} pero hay que tomar en cuenta que debido al efecto piel la inductancia en cambio disminuye. Una variación de la anterior ecuación es

$$I_h = \frac{V_h}{h * \omega_o * L_l} \quad \{2.4.7a\}$$

aquí  $L_l$  es un valor mínimo igual a las inductancias de

dispersión externas del estator y rotor , cuando la inductancia de las barras internas son despreciables .

El efecto piel como se vió , tienen una mayor influencia en las conductores con mayor diámetro , como por ejemplo las barras del rotor , y de ahí que se produzcan mayores incrementos de las pérdidas en las barras de cobre del rotor o en su defecto en los devanados rotoricos. La figura 2.4.3 muestra la relación entre la resistencia efectiva de alterna y de continua en función de la frecuencia , para una barra de cobre de 25 mm. de altura [35].

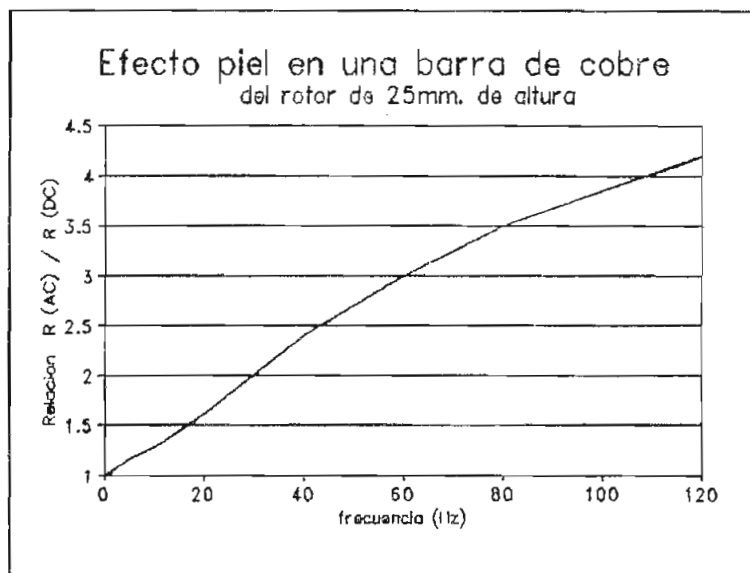


Figura 2.4.3

Bajo condiciones sinusoidales a medida que se acelera el motor decrece la frecuencia en el rotor , al igual que la resistencia efectiva del devanado que con pequeños deslizamientos llega a ser casi la misma que con corriente continua. Sin embargo bajo régimen no-lineal existen frecuencias la suficientemente altas dentro de las componentes armónicas , como para hacer que la resistencia de las barras se incrementen y mucho más si se tienen barras

profundas o doble jaula en el rotor , ya que se ha comprobado que se produce mayor calentamiento en la presencia de los armónicos debido a este arreglo [14].

Las pérdidas óhmicas para el rotor estarán dadas por

$$Per_{\text{óhmicas } h^r} = 3 * (I_{h^r})^2 * R_{h^r} \quad \{2.4.8\}$$

En los valores de las resistencias e inductancias se deberá tener en cuenta el cambio debido al efecto piel , pues las resistencias pueden variar hasta en 6 veces de su valor DC y la inductancia de dispersión en rangos de 0.3 veces el valor a frecuencia fundamental.

Puede suponerse que cada una de estas ecuaciones produce corrientes primarias y secundarias , como si las demás no estuviesen presentes , por lo que la corriente , potencia y par resultantes debidos a la acción simultánea de las tensiones fundamental y armónicas, pueden calcularse por el principio de superposición como se indicó anteriormente.

En los transformadores la carga ( inductiva ) limita las corrientes armónicas en cierto grado , ya que al aumentar la frecuencia su reactancia de carga así como las del circuito lo hacen de igual forma ; en un motor de inducción no existe una carga análoga a la del transformador, por lo que las corrientes armónicas no disminuyen al aumentar la frecuencia y de ahí que las pérdidas en el cobre se incrementen de manera más significativa en los motores inducción que en transformadores.



#### 2.4.1.2.2 Pérdidas en el núcleo

Al igual que un transformador, las pérdidas por histéresis en el núcleo dependen en gran manera del grosor y calidad del material con que están hechas las láminas que conforman el núcleo, el análisis de la variación bajo influencia de los armónicos es similar a las realizadas en el punto 2.3.2.2.1.

Los armónicos también causan un incremento en las pérdidas de excitación de un motor puesto que ellas contribuyen a la saturación del núcleo. Por lo general estas pérdidas son pequeñas en relación a otras que se producen en el motor por lo que se suelen despreciar.

#### 2.4.1.2.3 Pérdidas parásitas

Estas pérdidas parásitas aparecen tanto en el estator como en el rotor de la máquina de inducción debido al flujo que ingresa en forma axial a las láminas que conforman el estator como el rotor. En [56] se sugiere que dichas pérdidas en el estator varían según la siguiente ecuación empírica.

$$P_{eddy} = 0.3 * C_1 * m \sum_{h=1}^n (I_h^s)^2 * h * f_1 \quad \{2.4.9\}$$

donde  $C_1$  es una constante de la máquina,  $m$  el número de fases,  $I_h$  la corriente armónica del estator,  $f_1$  la frecuencia fundamental,  $h$  orden del armónico,  $0.3$  es un factor de potencia empírico aplicado al flujo de dispersión.

En el rotor se producen pérdidas parásitas similares a las

que se dan en el estator, aunque en condiciones sinusoidales estas son despreciables. sin embargo bajo régimen no lineal se considera a estas pérdidas iguales a las que se pueden producir en el estator.

Las pérdidas (W/Kg) en el núcleo como se describió en 2.3.2.2.1 para transformadores tienen cierta similitud con las que se dan en un motor de inducción por lo que se tiene

$$Per\ núcleo_h = [K( f * \frac{h}{100} )^2 K_{ie} + \epsilon ( f * \frac{h}{100} ) K_h ] ( \frac{B_{mh}}{1000} )^2 \quad \{2.4.10\}$$

Los valores de  $K_{ie}$  y  $K_h$  son aproximadamente iguales a la unidad,  $K$  es la conductividad del material,  $B_{mh}$  (aquí en Gauss) es el valor de la densidad de flujo máximo producido por una corriente armónica. Si de 2.4.10 se encuentra el valor de las pérdidas para la frecuencia fundamental ( $h=1$ ) se tiene

$$Per\ núcleo_1 = [ \alpha ( \frac{f}{100} )^2 + \epsilon ( \frac{f}{100} ) ] ( \frac{B_{m1}}{1000} )^2 \quad \{2.4.10a\}$$

Puesto que la amplitud del voltaje inducido  $V_{ph}$  es proporcional a la densidad de flujo magnético ( $h * B_{mh}$ ) y considerando que la resistencia equivalente de las pérdidas en el núcleo puede ser determinada desde  $R_{nh} = E_{ph}^2 / P_{nh}$  donde  $P_{nh}$  son las pérdidas en el núcleo debidas a un armónico específico, se puede establecer que

$$\frac{P_{nh}}{P_{n1}} = \left( \frac{V_{ph}}{V_{p1}} \right)^2 * \frac{R_{n1}}{R_{nh}} \quad \{2.4.11\}$$

la que a su vez dá

$$R_{nh} = \frac{(\alpha a^2 + \epsilon a) * h^2}{(\alpha a^2 k_s^2 + \epsilon a)} * R_{n1} \quad \{2.4.12\}$$

donde  $a = f/100$  . en [57] se ha encontrado experimentalmente que la resistencia armónica equivalente de pérdidas en el núcleo está dada para  $h \leq 11$  por

$$R_{nh} = R_{n1} * h^{0.6} \quad \{2.4.13\}$$

Según [40] las pérdidas totales tanto para el estator como para el rotor bajo influencia de los armónicos siguen las siguientes características ( figuras 2.4.4 a,b,c,d )

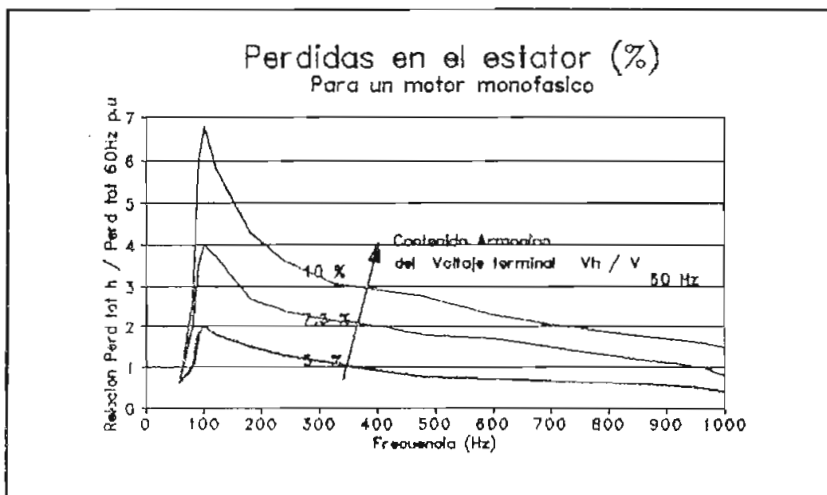


Figura 2.4.4a Pérdidas en el estator con referencia a las pérdidas obtenidas a 60 Hz.

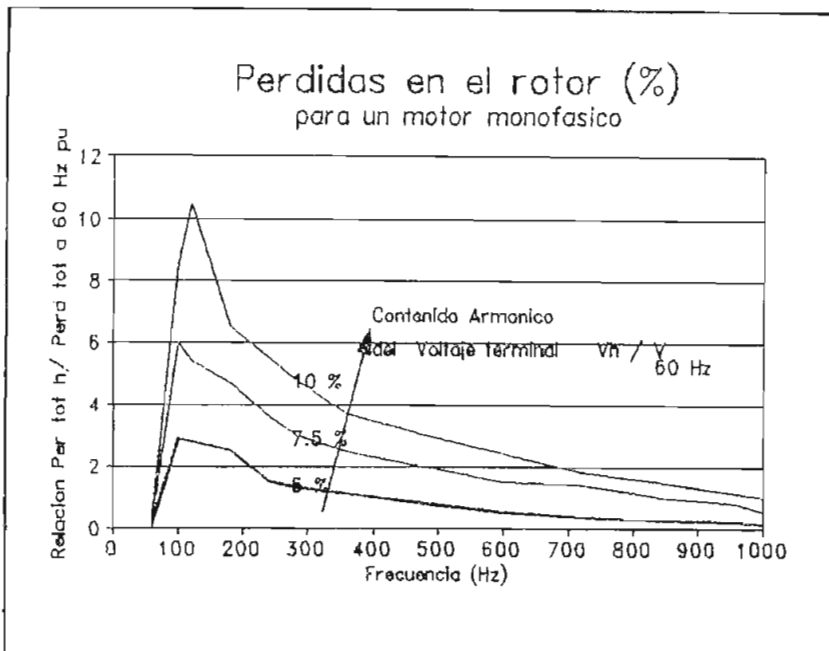


Figura 2.4.4b Pérdidas en el rotor con referencia a las pérdidas obtenidas a 60 Hz.

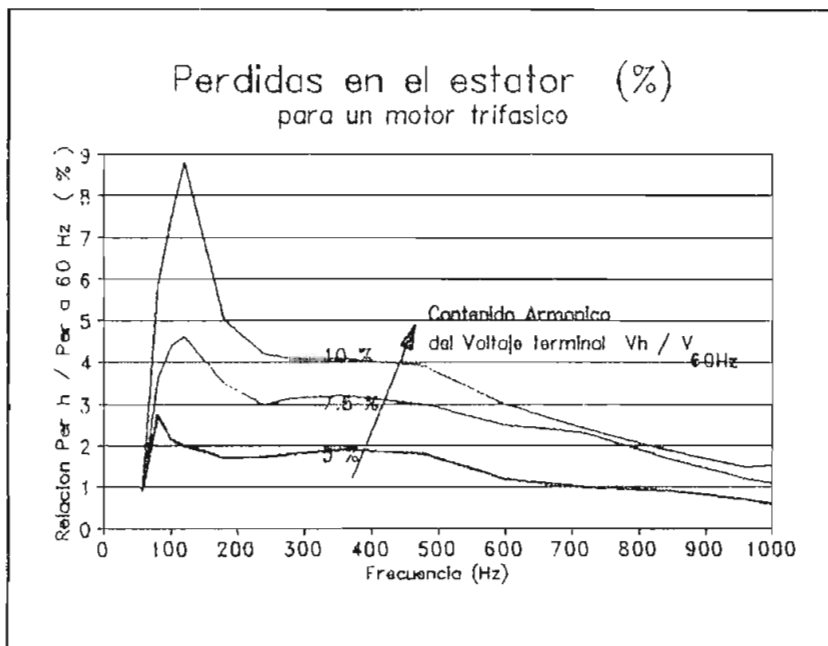


Figura 2.4.4c Pérdidas en el estator con referencia a las pérdidas obtenidas a 60 Hz.

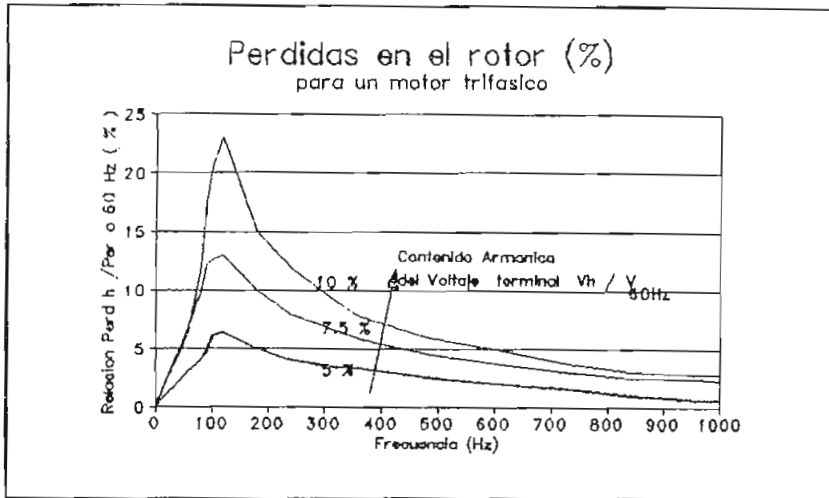


Figura 2.4.4d Pérdidas en el rotor con referencia a las pérdidas a 60 Hz.

Las figuras 2.4.4 a,b corresponden a las pérdidas totales de un motor de inducción monofásico (2 HP 1725rpm 24/12A 115-208/230) y las figuras 2.4.4 c,d corresponden a las pérdidas totales obtenidas de un motor trifásico ( P=800W 4 polos 1738 RPM 220/380 dt/Y ). Como se puede apreciar las pérdidas totales en un motor monofásico tiene características similares a las un motor trifásico , especialmente las que se pueden dar en el estator.

La tendencia del aumento de temperatura en la presencia de los armónicos tiene igual similitud que para las pérdidas totales.

De las figuras anteriores se puede ver que existe un repunte de las pérdidas para una frecuencia cercana a 120 Hz ; la magnitud de la componente armónica es importante también como se puede apreciar, ya que al contener el voltaje término un armónico con una amplitud relativamente alta las pérdidas aumentan proporcionalmente a este hecho.

A altas frecuencias la reactancia de los devanados es alta

y de ahí que las corrientes para estas frecuencias sean menores , por lo que las pérdidas disminuyen considerablemente.

Tomando en cuenta los armónicos y sus direcciones relativas de acuerdo a la tabla I , el torque en Kg-m para cada armónico está dado por

$$T_h = \frac{\pm m * p(I_h^s)^2 * r_h^r}{120 * f_1 * (h \mp 1)} \quad \{2.4.14\}$$

aquí p es el número de polos ,  $r_h^r$  resistencia del rotor para el h-ésimo armónico. Los subíndices s y r corresponden a las siglas en inglés de estator (stator) y rotor respectivamente.

Estos torques armónicos son relativamente pequeños comparados con el torque obtenido a frecuencia fundamental. También estos son alternativamente positivos y negativos según la tabla I , y de ahí que el torque total de entre estos torques armónicos es un muy pequeño torque de frenado (negativo).

La interacción de cada corriente armónica del rotor con los armónicos del campo magnético en el entrehierro dará como resultado torques pulsantes. Al darse con mayor frecuencia estos torques pulsantes a la larga pueden causar fatigas en el material del eje , al igual que un desgaste en sus soportes debido a que al incrementarse la temperatura por el aumento de las pérdidas , la grasa lubricante puede superar su capacidad térmica y por ende perder sus propiedades. Generalmente las magnitudes de estos torques pulsantes son

relativamente pequeñas y sus valores promedios son cercanos a cero.

Al comparar diversos diseños de motores el tener un parámetro matemático para conocer su comportamiento frente a los armónicos puede ser muy útil , mucho más si se desea estimar las pérdidas que podrían darse en los diferentes modelos , de ahí que se existe una relación derivada del cálculo de las pérdidas que se la conoce con el nombre de índice de distorsión del motor (MDI) el cual está dado por

$$MDI = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{h=5}^{\infty} \frac{V_h^2}{3/2}} \quad \{2.4.15\}$$

$V_h$  es el voltaje rms armónico ,  $V_1$  la componente rms de la fundamental ; aquí los armónicos de orden inferior se han omitido.

La reducción del tiempo de vida útil del equipo debido al incremento de la temperatura debido a la influencia de los armónicos , se puede estimar en base a la ecuación 2.3.28 , pues la máquina de inducción tiene ciertos principios afines con el transformador. ]

#### ***2.4.2 Influencia de los armónicos en máquinas sincrónicas***

En un sistema eléctrico de potencia la máquina sincrónica es un elemento vital dentro de este gran conjunto de elementos. Su gran voluminosidad en la generación de energía hacen que se le proporcionen cuidados y protecciones contra

diversas eventos transitorios que podrían provocar su daño o la pérdida de su vida útil. Como motor se lo usa más en la función de generador de reactivos dentro de grandes sistemas de distribución, para corregir el factor de potencia, aunque en varias industrias se lo suele utilizar cuando se necesitan velocidades constantes, más que todo si existen cambios repentinos de carga, para lo cual se ajusta muy bien este tipo de motor.

Dentro de un gran sistema de potencia las cargas no lineales que podrían eventualmente provocar alguna preocupación en cuanto a los efectos que podrían causar sobre las pérdidas en líneas de transmisión, en grandes transformadores de potencias (MVA) y en los generadores sincrónicos, serían las estaciones convertidoras AC/DC ubicadas dentro del sistema (figura 2.4.5). Pues a pesar de que existen filtros para atenuar varios armónicos de corriente importantes, algunas corrientes armónicas ingresan a las máquinas debido al imperfecto filtrado y pueden influir en varios de sus parámetros y elementos internos de manera adversa.

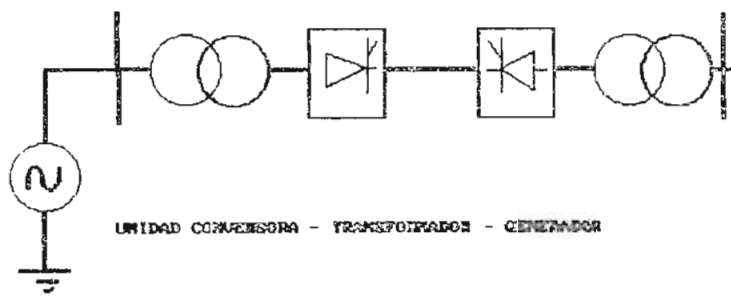


Figura 2.4.5



En el país debido a las distancias relativamente cortas entre los puntos de carga y generación, no justifica el que se utilice transmisión de corriente continua, por lo que no se puede esperar que se de este tipo de carga no lineal en nuestro medio. No obstante existen otros elementos dentro de un sistema de potencia como son los transformadores de potencia saturados, los cuales pueden generar armónicos importantes en la red y que podrían afectar a otros elementos.

Un análisis muy minucioso de los armónicos sobre máquinas sincrónicas amerítan un desarrollo matemático muy elaborado; en las referencias [66][67] se han realizado trabajos muy interesantes con respecto a este tema en particular.

En [67] se analiza la influencia de los armónicos de una onda cuadrada ( figura 2.3.11c ) sobre un generador sincrónico, del cual extraemos las siguiente conclusiones:

- Un incremento en la inductancia de dispersión del devanado de armadura y de las inductancias de dispersión del rotor reducirán significativamente las pérdidas adicionales debidas a los armónicos, consecuentemente el correspondiente calentamiento adicional.
- Las pérdidas armónicas del cobre del rotor ( las cuales representan la mayor porción de las pérdidas de la máquina) son debidas a los devanados de amortiguamiento especialmente del eje q. Esto debido a que las resistencias de los devanados de amortiguamiento son relativamente

superiores que los devanados del campo y también porque una corriente armónica relativamente grande fluye en los devanados de amortiguamiento del eje  $q$ .

- Generalmente , se ha observado que la variación de los parámetros de la máquina no causan cualquier cambio significativo en los componentes armónicos del torque eléctrico desarrollado.
  
- Se ha notado que con el objeto de reducir las componentes armónicas de la corriente de armadura es aconsejable el variar las inductancias de la máquina en la dirección del incremento de las inductancias subtransitorias. Sin embargo se ha observado también que dos máquinas con similar inductancia subtransitoria pero con diferente inductancia mutua y de dispersión , no tendrán exactamente los mismos componentes armónicos de corriente en los devanados de la armadura. Consecuentemente no tendrán las mismas pérdidas armónicas en el cobre del rotor porque la cantidad de las adicionales pérdidas armónicas en el rotor dependerán de los valores de las inductancias individuales ( en particular de la inductancia de dispersión ) y no de sus valores combinados en términos de las inductancias subtransitorias.
  
- Para un estudio de armónicos sobre máquinas sincrónicas es recomendable utilizar un modelo más detallado de sus características , que el sólo representarla con

inductancias subtransitorias.

- Los componentes armónicos del voltaje terminal de la máquina están influenciados solamente por la variación de la inductancia de dispersión.
  
- Si una máquina es conectada a un sistema AC , será importante el mantener la distorsión de voltaje en la barra de la máquina tan baja como sea posible , esto requerirá que la máquina se provea de una acción filtrante para atenuar estos armónicos , lo cual requiere que la máquina tenga inductancias de dispersión de valores bajos. Pero en este caso las pérdidas de la máquina debido a los armónicos se incrementarán por lo que la máquina soportará un calentamiento extra.
  
- La resistencia se la puede omitir del análisis armónico ya que no afecta al resto de variables.

El motor sincrónico tiene ciertas características similares a las de un motor de inducción , por ejemplo al tener el devanado de amortiguamiento las pérdidas que se producen en el rotor son similares a las que se producen en el rotor del motor de inducción.

En general la máquina sincrónica es más sensible a los desbalances y distorsiones de onda de la onda de voltaje que el motor de inducción. Esto se debe a que las corrientes inducidas dentro del rotor fluirán en componentes dentro del

rotor donde el rotor no está diseñado para contener componentes AC excepto solamente en el arranque del motor. Los generadores sincrónicos muy grandes pueden tolerar muy pequeño desbalance sostenido y de aquí que también muy pequeña distorsión de onda. Sería muy interesante el estudiar el comportamiento frente a los armónicos , del regulador de voltaje asociado a los generadores sincrónicos.

Como se comentó en la revisión anterior de los motores de inducción , existen armónicos que pueden generar componentes de secuencia negativa , positivas y cero , según la relación general

<i>Armónico</i>	<i>secuencia correspondiente</i>
$qn + 1$	<i>secuencia positiva</i>
$qn - 1$	<i>secuencia negativa</i>
$qn$	<i>secuencia cero</i>

donde  $n$  es un número entero ,  $q$  comunmente tiene un valor igual a 3 , sin embargo puede tener un valor igual a 6 para armónicos provenientes de cargas con características hexafásicas (ej. convertidores de seis pulsos ) , en general  $q$  tiene su similaridad con el número de fases.

Si por ejemplo se tuviera armónicos de tiempo de orden  $(3n-1)$  50, 80, 110... contenidos en la onda de corriente los cuales son análogos a tener corrientes de secuencia negativa, estas podrian provocar en casos extremos que los relés de protección de secuencia negativa instalados en los

generadores sincrónicos se pongan en funcionamiento , causando por lo tanto puestas de trabajo falsas. La tabla III muestra las limitaciones de corriente de secuencia negativa para generadores [14]. No existe norma internacional alguna que proporcione límites de tolerancia de corrientes armónicas que ingresen en un máquina sincrónica , por lo que los valores de la tabla III , puede servir como un parámetro al respecto.

<i>Tabla III</i>	<i>ANSI (American National Standart Institute) ANSI Standart C50.13-1977</i>
<i>Tipo de generador</i>	<i>permitida I sec(-) (%)</i>
<i>Potor cilindrico</i>	
<i>Indirectamente enfriado</i>	<i>10</i>
<i>directamente enfriado</i>	
<i>para 960 MVA</i>	<i>8</i>
<i>961-1200 MVA</i>	<i>6</i>
<i>1201-1500 MVA</i>	<i>5</i>
<i>Nota. Obviamente las potencias de los generadores son muy altas , sin embargo para potencias de cientos de MVA se recomienda que no superen el 10 % de corriente de secuencia negativa .</i>	

Para una máquina sincrónica pequeña las consideraciones que se hagan para las de tamaño mayor son ciertamente similares , pues sus principios de funcionamiento son los mismos ; en

este tipo de máquina de pequeña potencia los armónicos de secuencia negativa pueden provocar aumentos de la temperatura en el rotor realmente significativos , con la consecuente reducción de la vida útil ; este aumento de la temperatura se puede dar en una forma algo parecida a las mostradas en la tabla II.

Los torques pulsantes que podrían darse debido a la interacción de los diferentes flujos armónicos no se muestran tan importantes en este tipo de máquina , puesto que por sus características de trabajo se adaptan fácilmente a estos cambios repentinos provocados por los armónicos en el voltaje. Cuando existe el parpadeo (flicker) de voltaje en la red, los motores de inducción tanto como los motores sincrónicos puede reducir este efecto en una manera relativamente efectiva ; sin embargo esta forma de onda de voltaje afecta de manera muy adversa a los motores de inducción que a los motores sincrónicos , pues las pérdidas en un motor de inducción pueden incrementarse hasta en un 20 %.

Anteriormente el principio de superposición fue tomado muy en cuenta para estimar las potencias de pérdidas armónicas , pero en las máquinas sincrónicas debido a su construcción algo diferente a la máquina de inducción , este principio no es tan recomendable para una estimación de las pérdidas , especialmente si la máquina es de polos salientes.

Se ha encontrado que si se tuvieran corrientes armónicas en la fase `a` similares a la figura 2.3.11c la corriente

tendría la forma

$$i_{a_n}(t) = \sqrt{2} \sqrt{6} \frac{I_d}{\pi} \sum_{n=1,5,7,11,\dots}^{\infty} \frac{1}{h} \text{sen}(h\omega t + \phi_h) \quad \{2.4.16\}$$

de donde la magnitud de la h-ésima componente armónica rms es

$$I_h = \frac{\sqrt{6}}{h \pi} I_d \quad \{2.4.17\}$$

y si se tomase la impedancia armónica del generador definida como

$$j h \frac{(X_d'' + X_q'')}{2} \quad \{2.4.18\}$$

la distorsión de voltaje resultante sería

$$V_h = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \frac{(X_d'' + X_q'')}{2} \quad \{2.4.19\}$$

Como se conoce los motores sincrónicos sobreexcitados funcionan como condensadores para mejorar el factor de potencia (f.p.) en redes de distribución en condiciones sinusoidales.]

En una red contaminada de armónicos de corriente o voltaje, se ha observado que pueden darse condiciones de resonancia a frecuencias armónicas entre un banco de condensadores y la red, provocando sobrevoltajes y hasta daños en el banco de condensadores. Algo que sería interesante conocer es que si al funcionar el motor como condensador sincrónico se darían también estas condiciones de resonancia, pues en caso de

darse este fenómeno de resonancia el motor estaría expuesto a daños irreparables.

### *2.4.3 Influencia de los armónicos sobre motores universales*

Este tipo de motor es quizá el que más se utiliza en los hogares , oficinas , almacenes y fábricas o donde se requiera propulsión de potencia fraccionaria. En el arranque desarrolla un torque que es de tres a cuatro veces el par de plena carga. Los motores universales están proyectados para tensiones que van desde 32 a 250 voltios , frecuencias desde cero hasta 60 ciclos y regímenes por debajo de 3/4 HP. La velocidad media es elevada, generalmente , en las proximidades de las 7.000 rpm con carga normal , que explica el hecho de que en estos motores la relación de potencia de salida de HP al peso sea mucho más elevada que los motores ordinarios.

Los motores universales deben proyectarse con campos débiles para disminuir las dificultades de la conmutación , por lo que el núcleo del estator debe ser laminado. Se utilizan escobillas de carbón de elevada resistencia para limitar la corriente circulatoria debida a la tensión transformatriz en las bobinas en cortocircuito. Algunas veces se utilizan devanados de compensación , pero en los motores de pequeña potencia nominal , no son necesarios porque la corriente del inducido es tan pequeña que elimina importantes perturbaciones en la conmutación y el factor de potencia



carece de importancia.

El diagrama de conexión del motor universal es el siguiente (figura 2.4.5) [34].

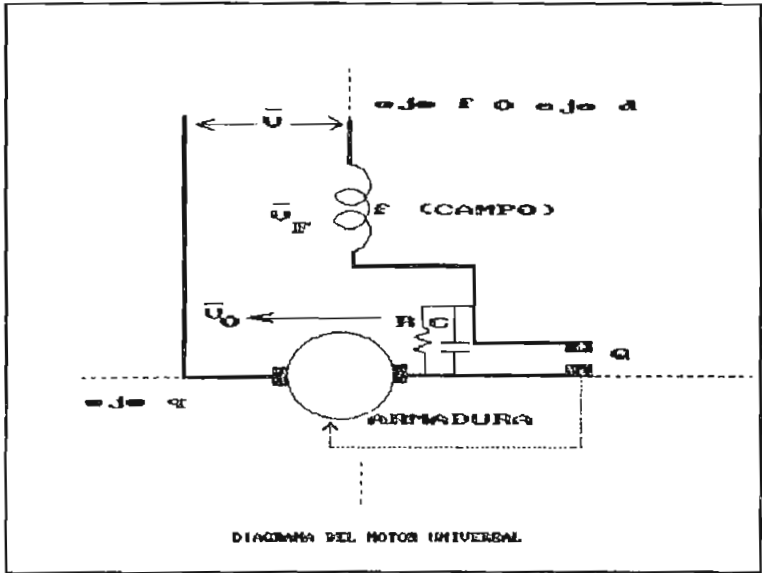


Figura 2.4.5

G es un dispositivo de seguridad acoplado al eje del motor para evitar que se produzcan embalamientos del motor, R es una resistencia de gran valor que forma parte del regulador de velocidad de seguridad, y C es un condensador que tiende a reducir la chispa en los contactos del regulador.

Basados en la figura 2.4.5 se puede escribir la ecuación de voltaje de la máquina en notación de fasores.

$$\bar{V} = R \bar{I} + \bar{V}_F + \bar{V}_a \tag{2.4.20}$$

donde

$$R = R_f + R_a + R_{(Fe)} + R_{(wi + fr)} + R_b \tag{2.4.21}$$

se incluyen la resistencia de la bobina del campo , la resistencia equivalente del hierro , la resistencia de la armadura, resistencia de las escobillas , resistencia de los devanados más las equivalentes a la fricción mecánica.

El voltaje de la bobina del campo está dado por

$$\overline{V}_F = j X_f \overline{I} \quad y \quad X_f = X_{mf} + X_{lf} \quad \{2.4.22\}$$

donde  $X_f$  es la reactancia equivalente de campo la cual está conformada por las correspondientes a la reactancias mutua y de dispersión en dirección del eje f (d).

El voltaje en los terminales de la armadura está dado por

$$\overline{V}_a = j x_a \overline{I} + \overline{E}_{aq} \quad y \quad X_a = X_{mq} + X_{lq} \quad \{2.4.23\}$$

y  $\overline{E}_{aq}$  la fuerza electromotriz inducida en el rotor ,  $X_a$  es la reactancia equivalente de la armadura , la cual contiene la reactancia correspondiente a la inductancia mutua y la correspondiente a la inductancia de dispersión en dirección del eje q.

La tensión inducida en la armadura es función de diversos elementos de la máquina así como de la corriente de la línea y la velocidad del rotor ( $\overline{E}_{aq} = K * n_a * I$ ). Si se resuelve la ecuación 2.4.20 para I se obtiene.

$$\overline{I} = \frac{\overline{V}}{R + K * n_a + j X} = \frac{\overline{V}}{Z_m} \quad \{2.4.24\}$$

donde

$$X = X_{mf} + X_{lf} + X_{mq} + X_{lq} \quad \{2.4.25\}$$

en esta ecuación la única variable es la velocidad del rotor **na**. Por lo tanto el lugar geométrico del fasor de corriente es un círculo.

Si se hace una analogía de la ecuación {2.4.24} para el caso de armónicos de corriente , se tiene

$$|\overline{I}_h| = \frac{|\overline{V}_h|}{\sqrt{(h X)^2 + (R + K * n_a)^2}} \quad \{2.4.26\}$$

donde **R** no solamente contiene componentes resistivos provocados por las pérdidas del campo y de la armadura , sino también las correspondientes a las totales del hierro , mecánicas y las adicionales como se puede notar en la ecuación 2.4.20. La corriente que cruza los devanados de la armadura como los del campo es la que genera los flujos magnético , por lo que es la responsable de las pérdidas y del efecto de la saturación. Si la ecuación de la corriente armónica equivalente 2.4.26 se expresa en por unidad , tenemos

$$I_h (P.u) = \frac{|\overline{V}_o| * V_h}{|\overline{I}_o| \sqrt{(h * X)^2 + (R + K * n_a)^2}} \quad \{2.4.27\}$$

donde **Vo** e **Io** son valores tomados a la frecuencia fundamental y **Vh** está dado en por unidad. Las pérdidas del cobre de un motor universal debido a los armónicos no estan influenciadas por el efecto piel pues la profundidad de penetración es mayor que el radio del conductor.

Por lo tanto las pérdidas adicionales son simplemente.

$$Per_{\text{ohmicas}} = I_h^2 (R_a + R_f) \quad \{2.4.28\}$$

Si se conocen las dimensiones y forma del núcleo del estator, se pueden conocer su peso y volumen. En contraste de la máquina de inducción la densidad del flujo en el entrehierro de una máquina universal no está dado por el voltaje terminal y la área cubierta por el flujo del polo  $A_p$ , pero por si por la corriente del campo y las dimensiones de la máquina. La densidad de flujo del entrehierro para un armónico  $h$ , es

$$B_{gfh} = \mu_0 * \frac{W_p * I_h}{2 * g * K_c} \quad \{2.4.29\}$$

donde  $W_p$  es el número de vueltas del devando del estator,  $g$  es la longitud del entrehierro y  $K_c$  es el coeficiente de Carter.

Las pérdidas en el núcleo del estator son una función de la densidad de flujo en el entrehierro así como de la frecuencia, como lo expresa la siguiente relación

$$Per_{\text{núcleo}} = K_3 * K_m^2 * \frac{(0.7 f_h + 0.005 f_h^2)}{60} \quad \{2.4.30\}$$

aquí  $K_m$  es una constante que toma en cuenta las corrientes de eddy en las interlaminaciones del núcleo,  $K_3$  es una constante función de la densidad de flujo en el entrehierro,

y  $f_h$  es la frecuencia correspondiente de un armónico. La relación anterior con referencia a la obtenida a frecuencia fundamental es

$$Per_{núcleo\ h(P.u)} = Per_{núcleo\ 0} * I_h * \frac{(0.7 f_h + 0.005 f_h^2)}{60} * K_m^2 \quad \{2.4.31\}$$

las pérdidas del núcleo a frecuencia fundamental e  $I_h$  están dados en por unidad .

De manera similar que en máquinas sincrónicas y máquinas de inducción , los armónicos de la corriente producen componentes de campo rotatorio , los cuales influyen en el torque de la máquina , ya sean estos a favor del campo o en contra según el orden del armónico. Según esto la frecuencia rotacional de la armadura está dada por

$$f_a = h * f_0 \pm f_{ah} \quad \{2.4.32\}$$

donde  $f_{ah}$  es la frecuencia componente de los armónicos cuyo signo depende del orden del armónico ,  $f_0$  es el frecuencia fundamental,  $h$  es el orden del armónico.

En base a la anterior relación se pueden encontrar las pérdidas en el núcleo incluyendo el efecto de los armónicos sobre las componentes del campo rotatorio

$$Per_{n\acute{u}cleo\ h(p.u)} = Per_{n\acute{u}cleo\ o} * I_h * \frac{(0.7 f_a + 0.005 f_a^2)}{60} * K_m^2$$

{2.4.33}

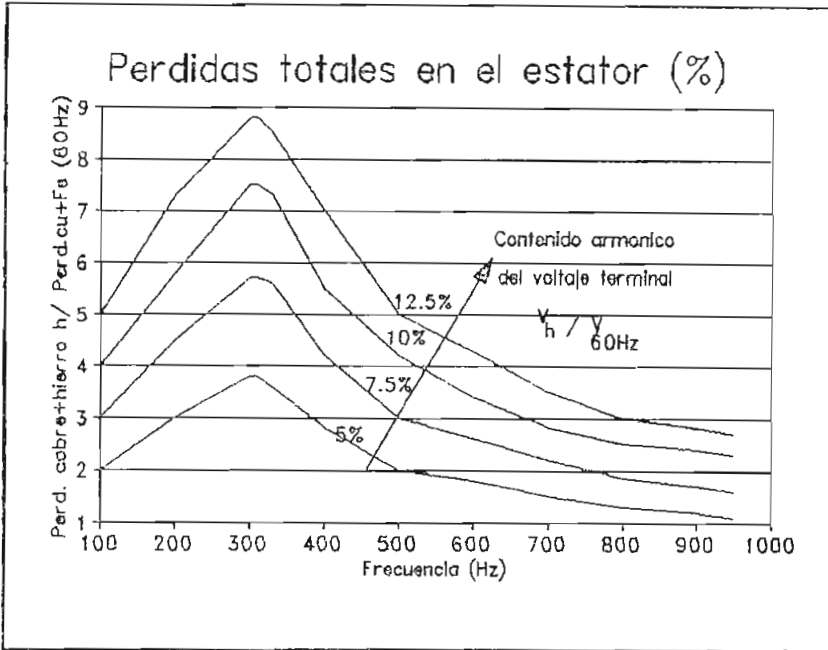
En la referencia [25] se indican los resultados de pruebas realizadas sobre un motor universal de ½ HP de 10.000 RPM 115V - 60Hz 6.3 A aislación clase B , los cuales se indican a continuación.

Los valores de corrientes armónicas en por unidad para valores de voltajes terminales son los siguientes.

Orden del armónico h	1	2	3	4	5
Valores de $I_h$ (p.u.) para $V_h=1$ p.u.	1	0.65	0.49	0.38	0.32

De esta tabla de datos se puede obtener los diferentes valores de corriente en por unidad , para un armónico de voltaje dado. Por ejemplo para un armónico de voltaje de tercer orden de valor  $V_3 = 0.25$  pu. la corriente correspondiente en por unidad es  $I_3 = 0.49 * 0.25$  pu.

Los incrementos de las pérdidas ( calculadas en base a los datos del motor indicado ) y de temperatura en el rotor y estator en por unidad , se indican en las figuras 2.4.6 a,b,c,d para diferentes porcentajes de armónicos en el voltaje terminal.



2.4.6a Pérdidas totales armónicas en el estator , referidas a las obtenidas a frecuencia fundamental.

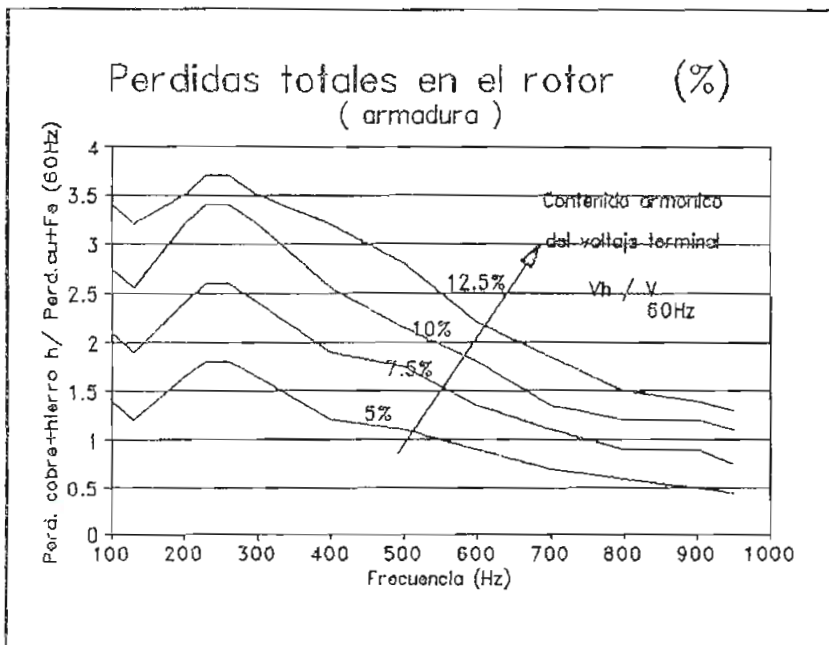


Figura 2.4.6b Pérdidas totales armónicas en el rotor , referidas a las obtenidas a frecuencia fundamental.

### Incremento de temperatura en el estator a plena carga

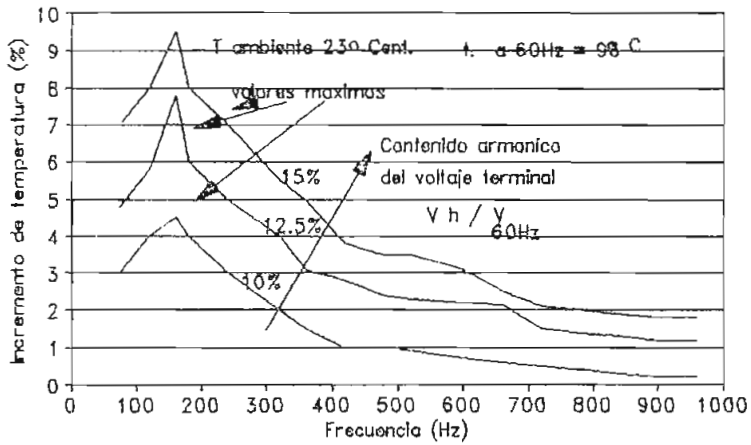


Figura 2.4.6c Incremento adicional de temperatura en el devanado del estator con referencia a las obtenida a 60 Hz. en relación a la obtenida a frecuencia fundamental a plena carga.

### Incremento de temperatura en el rotor a plena carga

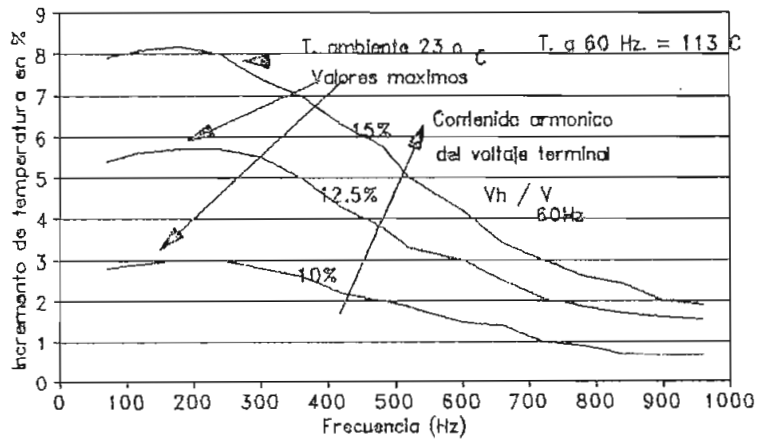


Figura 2.4.6d Incremento adicional de la temperatura en el rotor con respecto a la temperatura obtenida a 60Hz , en relación a la obtenida a 60Hz a plena carga..



En las figuras anteriores se han utilizado diferentes valores de voltajes armónicos contenidos en el voltaje terminal. La figura 2.4.6a indica un crecimiento de las pérdidas a frecuencias cercanas a 300 Hz eso indica que el quinto armónico en el voltaje terminal causa un mayor aumento de las pérdidas estáticas, pues a partir de los armónicos superiores a este valor las pérdidas no aumentan en gran proporción. El quinto armónico según la tabla I (2.4.1) produce un efecto de frenado en el campo magnético rotativo lo que se traduce en un incremento de la temperatura, los armónicos de orden superior a este valor como se ve no causan mucha influencia sobre el campo magnético rotativo ya que se atenúa su efecto en relación inversa a su orden y su signo.

En la gráfica 2.4.6b se observa un ligera disminución a 120 Hz, desde un valor inicial de las pérdidas, lo que indica que el segundo armónico produce un efecto acelerante en el campo, sin embargo, a partir de este valor se da el incremento de las pérdidas rotóricas hasta un armónico de cuarto orden, para nuevamente darse una disminución del efecto de los armónicos en relación inversa a su orden.

El incremento de temperatura a partir de la obtenida a frecuencia fundamental en el estator y rotor se indican en las figura 2.4.6.c,d. Se nota que los puntos máximos de las pérdidas no son coincidentes con los de las pérdidas, esto indica que los valores teóricos o tienen alguna dispersión o las medidas realizadas no fueron las correctas o sin los equipos idóneos para realizar estas pruebas. Estas gráficas indican en común que el tercer armónico causa un mayor

incremento en el aumento de la temperatura tanto del rotor como del estator.

#### *2.4.5 Conclusiones*

En este capítulo se ha revisado la influencia de los armónicos sobre el relé de protección de SEP, medidor de watt-hora de disco de inducción, transformadores y máquinas rotativas.

En la actualidad no existe norma internacional alguna que indique el contenido armónico máximo contenido en las ondas de voltaje y corriente, solamente existen recomendaciones de varias instituciones como la ANSI/IEEE, VDE, IEC las cuales tienen algunas diferencias.

En los relés de protección se ha encontrado que pueden haber falsas puestas de trabajo debido a que los armónicos contenidos en la corriente de línea pueden generar su correspondiente corriente de secuencia de acuerdo a su orden, según lo siguiente

<i>secuencia positiva</i>	$3n+1$
<i>secuencia negativa</i>	$3n-1$
<i>secuencia cero</i>	$3n$

esto implica que varios relés de secuencia como los de protección de generadores o transformadores pueden entrar a

funcionar cuando en la corriente de línea se tengan armónicos que generen corrientes de secuencia particular ( ej. corrientes de secuencia negativa y secuencia cero ). También se ha notado que dependiendo del tipo de relé , los armónicos pueden provocar que el tiempo de puesta en trabajo se incremente , haciendo que la selectividad y coordinación de las protecciones cambie sustancialmente. En los relés de distancia el efecto de los armónicos puede hacer que provoque ya sea sub-alcance o sobre-alcance dependiendo del contenido armónico de la onda de voltaje o corriente. Los relés electromecánicos son más más afectados que los relés de estado sólido o tipo digital , sin embargo estos últimos pueden ser más afectados por el ruido electromagnético ambiental.

En los medidores de watt-hora de disco de inducción existe un marcado incremento de la lectura debido a los armónicos generados desde la carga no lineal del usuario , sin embargo los armónicos que llegan desde la red pueden hacer que se disminuyan en algún mínimo grado la lectura del medidor , algo similar a los relés de protección.

El efecto de los armónicos sobre los transformadores se traduce en un incremento de las pérdidas debidas al efecto piel. En transformadores tipo trifásicos este efecto puede ser ligeramente menor que en los monofásicos debido a las conexiones que se pueden realizar . El incremento de la temperatura con el aumento de las pérdidas se traduce en una

disminución de la vida útil del equipo . Las corrientes de secuencia que pueden generarse desde los armónicos puede hacer que se incrementen las pérdidas en un transformador . El efecto de tener un desbalance en el voltaje es similar al efecto que pueden producir los armónicos .

Las pérdidas en un motor de inducción pueden ser mayores que en un transformador , debido a que el efecto piel incrementa las pérdidas en las barras de cobre del rotor de la máquina. Los torques pulsantes de la interacción de los diferentes flujos en el entrehierro pueden provocar desgaste en las estructuras afines al eje del rotor. La velocidad tiende a disminuir ligeramente debido al efecto de los armónicos , ya que la tendencia de los armónicos superiores es ha provocar un deslizamiento cercano a la unidad.

Las máquinas sincrónicas son menos propensas a ser afectadas por los armónicos , sin embargo las pérdidas pueden incrementarse debido al devanado de amortiguamiento. Las corrientes secuencia negativa que se pueden dar desde armónicos de corriente pueden incrementar las pérdidas en el motor.

El motor universal no es muy sensible a los armónicos de voltaje del sistema y sus aumento de temperatura adicionales debido a los armónicos de voltaje son comparables a los que se pueden producir en un transformador.

## CAPITULO 3

*Influencia de los armónicos de corriente y voltaje sobre sistemas de comunicación*

- *Sobre sistemas telefónicos*
- *Sobre sistemas de transmisión de datos*
- *Recomendaciones para reducir la interferencia de los armónicos sobre la red telefónica*

### Capítulo 3

#### *Influencia de los armónicos de corriente y voltaje sobre sistemas de comunicación.*

Desde hace muchos años se conoce que el efecto corona producido en líneas de transmisión de alto voltaje era una de las fuentes principales de generación de interferencias en los sistemas de comunicación. En la actualidad debido a la aparición de las cargas no lineales el efecto corona podría estar relegado a un segundo plano, pues la interferencia que proviene de este tipo particular de carga es relativamente mayor a la antes indicada, por lo que las varias investigaciones sobre su influencia en circuitos de comunicación cobra real importancia en los días actuales.

Las fuentes de interferencia electromagnética (EMI por sus siglas en inglés) pueden ser divididas en dos categorías principales, naturales y provocadas por el hombre. Las fuentes naturales incluyen ruido atmosférico terrestre, precipitaciones estáticas, y emisiones extraterrestre originadas desde el sol y el cosmos. Las fuentes de EMI originadas por el hombre incluyen radiaciones *intencionales* y *no intencionales*. Las intencionales son las que se dan desde equipos de comunicación, como radares, equipos de navegación, y de telecomunicaciones. Las radiaciones no intencionales incluyen emisiones a frecuencia diferente de la fundamental desde los mismos equipos electrónicos de comunicación. Entre ellos se incluyen también los sistemas

de ignición de automoviles , máquinas , transformadores , dispositivos industriales y ciertos electrodomésticos.

Una carga que provoque cambios rápidos en las corrientes como en los voltajes se constituye una fuente de interferencia electromagnética. Existen dos clases de ruidos que se pueden generar desde las cargas no lineales , uno es el ruido conductivo y otro el ruido inductivo. El primero es quizá el más preocupante ya que puede ingresar a las líneas de potencia , el segundo es menos severo pero no menos importante , pues si se proveen de los apantallamientos adecuados para los equipos no causan muchos problemas.

El ruido conductivo consiste de dos categorías comunmente conocidas como de modo diferencial y modo común (figura 3.1). El ruido de modo diferencial es una corriente o un voltaje medido entre las líneas de la fuente. El ruido de modo común es un voltaje o corriente medido entre las líneas de potencia y tierra.

Las formas de onda como la de la figura 2.3.11 , son típicas de cargas no lineales (ej. conversores) , pues existen cortos tiempos desde no conducción a conducción y viceversa , estas formas de onda contienen niveles de energía significativos a frecuencias armónicas en la región de radiofrecuencia , en varios ordenes con respecto a la frecuencia fundamental.

No existe norma internacional que proporcione limites máximos sobre el grado de interferencia electromagnética conductiva y radiada desde de equipos electrónicos , si no

más bien se dan

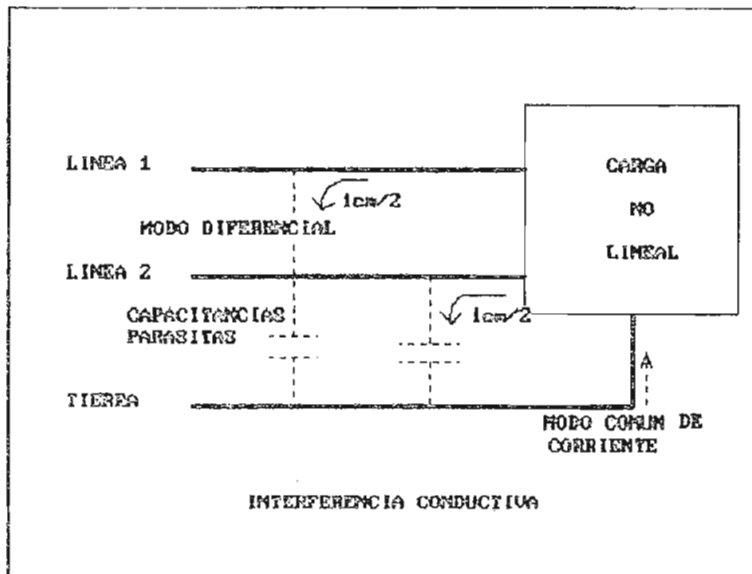


Figura 3.1

recomendaciones que utilizan instituciones particulares como IEEE, CISPR, IEC, FCC, VDE que las aplican a sus medios.

La mayor característica de los ruidos armónicos es que los armónicos son múltiplos de la frecuencia fundamental (60Hz). No todas las señales tienen todos los armónicos presentes o tienen sus potencias bien distribuidas entre los armónicos. La principal razón para este efecto es el acoplamiento entre cualquier de las tres fases de una línea de distribución y una desviación en los tiempos exactos de disparo de algún dispositivo de conmutación. Es típico que exista alguna variación en el tiempo de conmutación durante los medios ciclos positivos como negativos de la señal de potencia. Otra característica del ruido armónico es que si bien se producen desde magnitudes de frecuencias múltiplos de la fundamental, estas frecuencias varían sustancialmente con las contenidas



en el ruido electromagnético. Pues se han encontrado frecuencias arriba de los 4 KHz producidas desde líneas de potencias conteniendo armónicos .

Un simple pero adecuado modelo matemático para el ruido armónico es el siguiente [76]

$$n_h(t) = \sum_{j = -\infty}^{+\infty} a_j * \delta ( t - nT - i * ( \frac{T}{6} + \Delta T_j ) ) \quad \{3.1.1\}$$

donde  $a_i$  es una variable aleatoria representando a la amplitud del pulso en el tiempo  $nT+i*(T/6+\Delta T_i)$  ;  $1/T$  es la frecuencia fundamental de la línea de potencia , la cual usualmente está cerca a 60 Hz pero no exactamente a esa frecuencia.  $\Delta T_i$  es una variable aleatoria de compensación dada a partir del tiempo ideal de conmutación del dispositivo que actúa sobre la carga.

Un modelo general para el ruido total sobre una línea distribución puede ser representado como

$$n_t(t) = n_h(t) + n(t) \quad \{3.1.2\}$$

donde  $n(t)$  es el ruido blanco. De aquí que se asume que el ruido no armónico es despreciable. Un análisis utilizando este modelo puede realizarse usando parámetros  $a_i$  y  $\Delta T_i$  los cuales se asumen constantes para propósitos de una investigación , estos parámetros pueden también ser simulados por el método de Monte Carlo.

Un ejemplo de modelo de ruido se muestra en la figura 3.2.

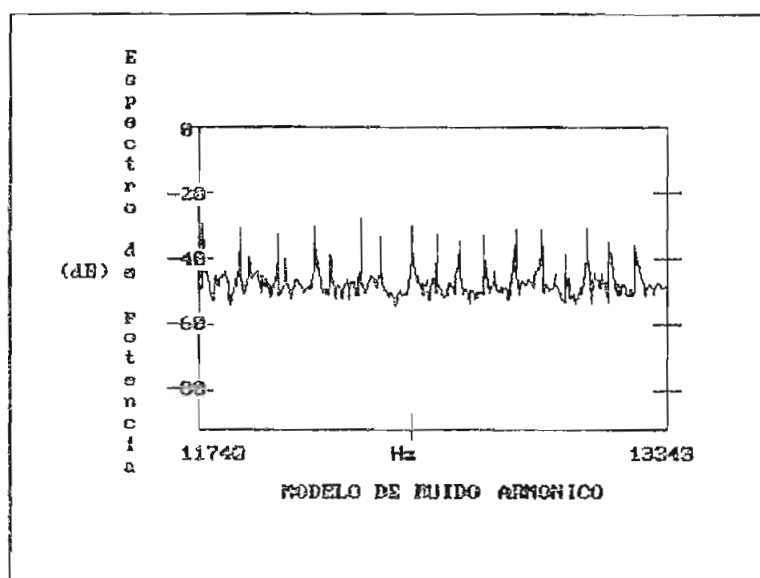


Figura 3.2

### *3.1 Influencia de los armónicos sobre sistemas telefónicos.*

En el trabajo de W. Marçayata [77] se hace un interesante estudio acerca de la interferencia de los sistemas de potencia a la comunicación telefónica ; se han realizado pruebas sobre la influencia de los armónicos generados desde transformadores y la interferencia generada por el efecto corona. De este trabajo extraemos las conclusiones más relevantes con respecto al tema analizado.

a) Las armónicas presentes en la forma de onda aparecida en el osciloscopio , varía de acuerdo a las magnitud de la tensión de suministro , es decir , menor tensión inducida menor cantidad de armónicas.

- b) La magnitud de tensión inducida en el conductor de comunicación telefónica es independiente de su sección transversal.
- c) El paralelismo entre el conductor de potencia y el conductor de comunicación telefónica representa un factor determinante en la magnitud de tensiones inducidas.
- d) La magnitud de tensiones inducidas en el conductor de comunicación telefónica es dependiente del nivel de tensión, acercamiento y paralelismo con el sistema de potencia.
- e) La variación de la magnitud de tensión inducida en el conductor de comunicación telefónica representa una función exponencial de la forma

$$V_i = K * E^n$$

donde  $V_i$  es la tensión inducida en el conductor de comunicación telefónica,  $E$  la tensión de suministro desde el tablero de control y medida hacia el sistema,  $k$  y  $n$  son coeficientes que dependen del tipo de conductor, distancia entre conductores y la tensión.

- f) La variación de tensión inducida en el conductor de comunicación telefónica en función de la separación que existe entre los dos sistemas, se puede decir que, representa una función asintótica para posiciones cercanas

y para posiciones alejadas se tendrá una variación amortiguada.

g) Cuando los dos sistemas se hallan próximos la frecuencia de 60 Hz. en la comunicación de audio causa perturbaciones en la transmisión y recepción de señales.

h) La variación de la magnitud de la tensión inducida en el conductor de comunicación telefónica adquiere valores mayores para la posición horizontal que para la posición vertical .

Estas conclusiones fueron obtenidas al realizar pruebas en el laboratorio de alto voltaje de la Facultad de Ingeniería Eléctrica EPN. Los datos proporcionados en [77] se basan en una onda similar a la figura 3.3.

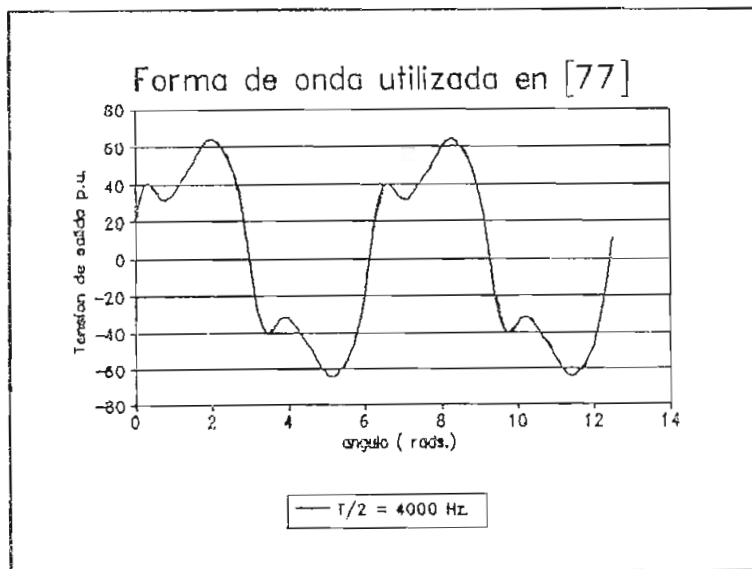


Figura 3.3

las formas de ondas típicas en sistemas de distribución y transmisión producidas por cargas no lineales son las indicadas en las figuras 2.3.11 , que difieren sustancialmente con las que se ha trabajado en [77]. Sin embargo las conclusiones a las que se han llegado son una valiosa información para este trabajo.

En este estudio se busca una complementación de los diversos trabajos (tesis) anteriormente realizados , con varios reportes de experiencias de campo relacionados con la influencia de la interferencia provocada por los armónicos de las líneas de potencia sobre circuitos de comunicación , y en particular de los circuitos telefónicos.

Las siguientes definiciones ayudarán a entender de mejor manera el fenómeno que se está estudiando aquí.

#### *Corriente de potencia.*

La magnitud de la corriente de interferencia es directamente proporcional a la inducción. El voltaje por unidad de longitud de un conductor el cual será inducido por un flujo de acoplamiento variante en el tiempo puede ser expresado como :

$$\bar{v}(t) = - M * \frac{d\bar{I}}{dt}$$

{3.1.3}

donde  $I$  es la corriente variante en el tiempo compleja y  $M$  la inductancia mutua entre los dos conductores.

### *Exposición.*

Puesto que la ecuación 3.1.3 está en función de una longitud incremental del conductor, el voltaje inducido total  $V$  en el conductor será el resultado de la integración de la ecuación 3.1.3 sobre la longitud  $L$  del camino común entre el alimentador y el alambre de comunicación, llamada de `exposición común`.

$$\bar{v}(t) = - \int_0^L M(x) * \frac{dI(x)}{dt} dx \quad \{3.1.4\}$$

practicamente uno puede subdividir un alimentador en secciones (entre cargas) donde la corriente es constante y de aquí que la integral de la ecuación 3.4 se torna una sumatoria de vectores finitos.

### *Separación*

La impedancia mutua  $M$  es obviamente dependiente de la separación entre el alimentador y el alambre de comunicaciones. Puede demostrarse que es un cuasi decremento logaritmico cuando la separación se incrementa.

### *Frecuencia*

La impedancia mutua es dependiente de la frecuencia, de aquí que la separación afectará relativamente en menor grado al acoplamiento de orden superior.

### *Configuración horizontal de la línea de potencia*

En cada fase del alimentador de potencia se puede utilizar el teorema de superposición, puesto que el acoplamiento medio es lineal. De aquí que el voltaje resultante inducido en el cable de telecomunicaciones sea la sumatoria compleja de todos los voltaje inducidos por fase. Si la distancia entre la línea de comunicación a cada conductor de la línea de potencia difiere, una variación de la separación existe por ende, la cual provoca un voltaje inducido resultante diferente de cero. Este término es conocido como el de los componentes balanceados. Si las corrientes están fuera de fase en cada línea de potencia (tales como en un sistema trifásico), el voltaje resultante será la sumatoria de todas las corrientes de secuencia cero llamado el *componente residual*.

Además en una variación en la separación siempre existe entre dos pares de polos debido a forma combada de la línea. Este efecto nuevamente introduce una pequeña variación en el voltaje inducido llamado de *inclinamiento*.

### *Retorno por tierra*

La tierra es un buen conductor y parte de las *corrientes residuales* en la carga fluirán via tierra, mientras que un alambre neutro ( si está presente ) llevará el resto de la corriente residual. El neutro puede ser considerado como otro conductor llevando corriente y sus efectos se añaden vectorialmente a la inducción de corriente de fase. Mientras que a 60 Hz la corriente del neutro es usualmente de retorno

a la fuente , sus ángulos de fases son tales que tienen un efecto de cancelación o efecto de apantallamiento sobre la inducción.

Pero a frecuencias armónicas cualquier cosa puede suceder y las corrientes del neutro pueden aún incrementar los efectos de la inducción de la corrientes de fase.

El camino de retorno por tierra esta usualmente lejos físicamente del alambre de comunicación de aquí que este creará campos nada significativos alrededor del cable de comunicaciones. Hay que tomar en cuenta también que la resistividad del suelo tiene una gran influencia sobre el proceso de interferencia.

### Cruces de conductores

A menudo la líneas de potencia no permiten una línea de comunicación , si ellas se cruzan en cierto ángulo. El voltaje inducido es tal que uno de los caso está dado por

$$V(t) = V_0 * \cos(\alpha) \quad \{3.1.5\}$$

aquí  $V_0$  es el valor extraído desde la ecuación 3.1.3 y  $\alpha$  es el ángulo de cruce de los dos conductores. Puede verse que un cruce perpendicular no inducirá cualquier voltaje longitudinal.

### Impedancia de acoplamiento

La impedancia de acoplamiento entre una línea y un cable



telefónico puede ser calculado desde la siguiente relación

$$Dz = i\mu_0 f L \left( \ln\left(\frac{D1}{D0}\right) - \frac{1}{12} * \left(\frac{2}{\gamma D1}\right)^4 \right) = |Z| e^{j\theta} \quad \{3.1.6\}$$

donde

$$D0 = \sqrt{x^2 + (h1 - h2)^2}$$

$$D1 = \sqrt{x^2 + \left(h1 - h2 + \frac{2}{\gamma}\right)^2}$$

$$\mu_0 = 4 \pi 10^{-4}$$

$$\gamma = \sqrt{i * 2\pi * f * \frac{1}{\rho}} \quad (1/m)$$

f frecuencia en Hz ,  $\rho$  (rho) es la resistividad del suelo ( $\Omega\text{-m}$ ), x la distancia horizontal entre la línea y el alambre telefónico (m) , L longitud de la exposición paralela (m) , h1 altura de la línea de potencia (m) , h2 altura del alambre telefónico. Una relación aproximada de 3.1.6 es

$$|z| = f * \mu_0 * L * \ln\left(\frac{D1'}{D0}\right) \quad \{3.1.6a\}$$

donde D1' es  $f(x^2 + (h1 + 660(p/f))^2)$  .

#### *Apantallamiento del alambre de comunicación*

El factor de apantallamiento del cable puede ser calculado desde la siguiente fórmula.

$$K_{Sn} = \frac{Z_T}{R_S + j \omega L_S} \quad \{3.1.7\}$$

$R_S + j\omega L_S$  es la impedancia de la pantalla del cable y del lazo de retorno por tierra para la corriente de pantalla ( $\Omega/m$ ), y

$$Z_T = \frac{V_C}{L * I_S} \quad \Omega/m \quad \{3.1.8\}$$

de donde  $I_S$ ,  $V_C$  se definen en la figura 3.4

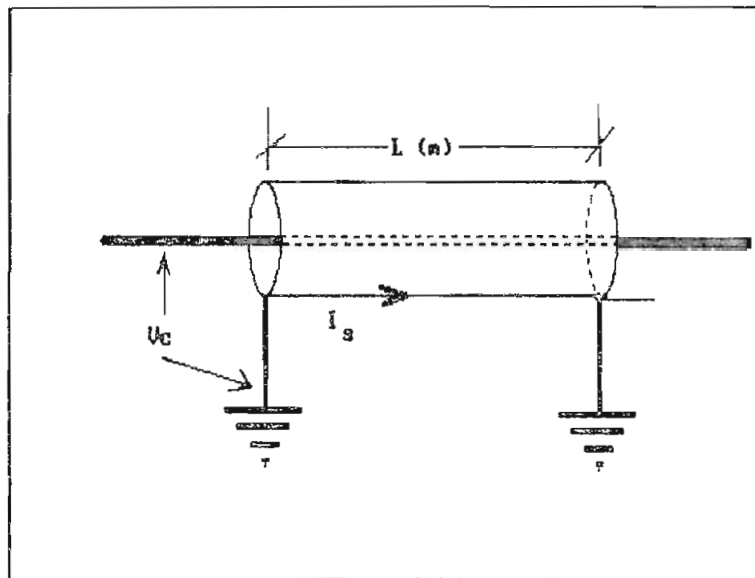


Figura 3.4

En los sistemas de comunicación que utilizan un cable-par ( cable conteniendo con un par de alambres retorcidos para reducir la diafonía ) casi siempre utilizan el modo de transmisión diferencial , pero las resistencias terminales al

final de la línea puede como no pueden tener sus puntos medios conectados a tierra ( figura 3.5) [73]. Hay que notar que al darse la conexión de los terminales a tierra podrían darse casos de ruidos conductivos en la línea telefónica.

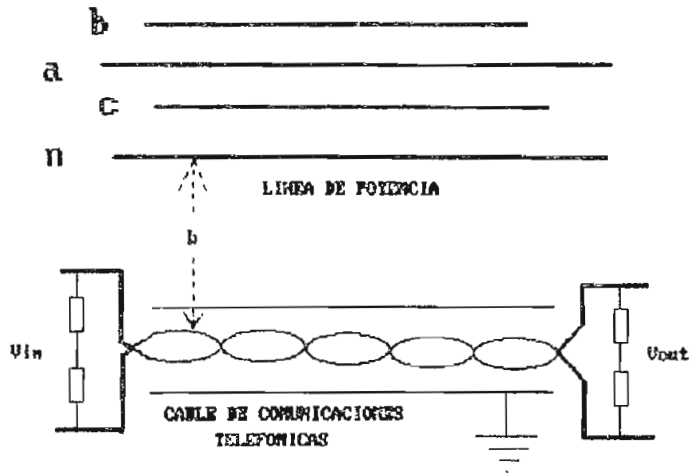


Figura 3.5

la interferencia causada por los sistemas de potencia sobre las redes de comunicación a frecuencia auditiva esta tradicionalmente estimada con la ayuda del factor de influencia telefónica (TIF) o también conocido como factor de forma armónica telefónica , definido como

$$TIF = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} (V_h * W_h)^2} \quad \{3.1.9\}$$

Donde  $W_h$  es un factor que toma en cuenta los efectos del audio y acoplamiento a varias frecuencias ,  $V_n$  es el valor rms del h-ésimo armónico y  $V_1$  es el valor de voltaje rms de

la fundamental. Al tomar en cuenta a la corriente armónica se encuentra el factor de interferencia (IT)

$$IT = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} (I_h * TIF)^2} \quad \{3.1.10\}$$

Otra forma de expresar 3.1.9 es la siguiente

$$TIF = \frac{1}{V} \sqrt{\sum_{h=0}^{\infty} (5 * f_h * W_n * V_h)^2} \quad \{3.1.9a\}$$

donde  $f_h$  es la frecuencia correspondiente al armónico ,  $V$  es el valor del voltaje rms.

El TIF no es aplicable cuando se desea conocer el grado de interferencia en la transmisión de datos , además otro factor que se omite al establecer el TIF es la geometría de las líneas de potencia y la localización del cable de comunicaciones con respecto a los conductores de potencia.

El campo magnético el cual esta intersectando los cables de comunicación es inversamente proporcional a la distancia desde la fuente magnetomotriz ( conductor de potencia ) al cable. Si el conductor del neutro lleva un significativo contenido de corriente armónica ( debido a la naturaleza de la corriente de secuencia cero del respectivo armónico ) se encontrará que este armónico particular tiene un fuerte impacto sobre los sistemas de comunicaciones y la principal razón del porqué de las típicas distancias cortas entre el cable de comunicación y el conductor del neutro. En líneas de potencia aéreas se usan cables espaciados con el objeto de

que se reduzca el campo magnético significativamente , consecuentemente su impacto sobre el sistema de comunicaciones es menor posibilitando la reducción de la distancia entre los cables de potencia y comunicación. Se ha comprobado que una configuración triangular de los conductores de fase provoca una menor inducción en circuitos telefónicos adyacentes que la configuración horizontal , este hecho como se ve no toma en cuenta el TIF. Se hace notar también que las secuencias de las fases de los conductores puede influir en la magnitud del voltaje inducido ya que para diferentes secuencias de fase se crean diferentes voltajes inducidos [72].

Puesto que el circuito telefónico es principalmente capacitivo el ajuste de la impedancia longitudinal es deseable con el objeto de llevar las frecuencias de voz sin distorsión ; para evitar problemas de interferencias en los cables telefónicos unos inductores en serie ( llamadas bobinas de carga ) se deberían usar con este fin.

Cuando el circuito utiliza los dos alambres de comunicación, estos se encuentran en serie con el receptor telefónico y por ende una corriente fluye por los cables. Cuando se tiene un voltaje inducido este provocará corrientes opuestas al flujo por lo que estas suelen cancelarse. Sin embargo , si la impedancia del camino de `ida` y de `regreso` son diferentes habrá un desbalance y una corriente de interferencia se superpondrá a la corriente de la señal. La diferencia de estas impedancias esta caracterizada por el

voltaje diferencial actual entre los dos alambres al final de una de las líneas cuando la otra está en el receptor telefónico. Este es un término conocido como ruido metálico ( $N_m$ ) expresado en decibeles. La diferencia entre el ruido metálico y el ruido a tierra ( $N_g$ ) dá una medida de la calidad de los circuitos , llamado *'balance'* ( $B$ ).

$$B = N_g - N_m \quad \{3.1.10\}$$

El oído humano es selectivo para frecuencias en el rango de 20 Hz a 21 KHz , considerada como la banda de audio. En telefonía la transmisión eléctrica a vibraciones mecánicas , sonido y viceversa se dan en el receptor telefónico. La central telefónica está diseñada para transmitir en tanto le sea posible dentro de la banda de frecuencia de 3 KHz solamente.

La respuesta combinada del aparato telefónico y el oído humano ha sido tomada en cuenta para la evaluación de la calidad de la transmisión. Los laboratorios Bell (USA) han sugerido una curva para diferentes frecuencias midiendo la sensibilidad de la persona que escucha a diferentes frecuencias. Estas pruebas se realizarón hasta niveles cercanos a la descripción de sonidos molestos para cada frecuencia. En la figura 3.5 se muestra de manera aproximada la curva de contenido del mensaje obtenida siguiendo el procedimiento descrito.

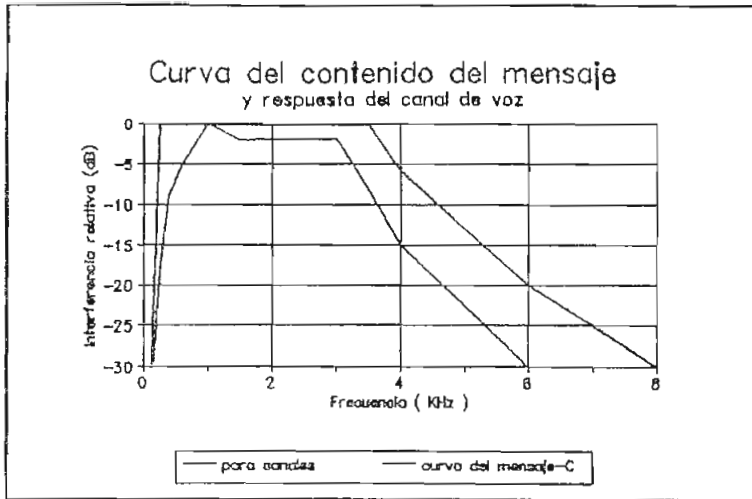


Figura 3.6

Mientras esta curva es válida para comunicación receptor-emisor humano, no es válida para la transmisión de datos.

Si asumimos un perfecto sistema balanceado de potencia, donde todos los armónicos están también balanceados, las corrientes de fase se las puede escribir como

$$I_a = \sum_{h=1}^{\infty} \text{sen}(h \omega t)$$

$$I_b = \sum_{h=1}^{\infty} I_h * \text{sen}(h (\omega t + 120^\circ))$$

$$I_c = \sum_{h=1}^{\infty} I_h * \text{sen}(h (\omega t - 120^\circ))$$

{3.1.11}

por lo general los armónicos del sistema de potencia son de orden impar ( $h = 1, 3, 5, 7, \dots$ ). Según la definición de corriente de secuencia cero, se tiene que

$$\overline{I_r} = \overline{I_a} + \overline{I_b} + \overline{I_c} \quad \{3.1.12\}$$

si se calcula la corriente de secuencia cero para  $h=5$  y  $h=3$  tendremos los siguientes resultados

$$I_{300Hz} = I_5 ( \text{sen}(5wt) + \text{sen}(5wt - 120^\circ) + \text{sen}(5wt + 120^\circ) ) = 0 \quad \{3.1.13\}$$

$$I_{180Hz} = I_3 ( \text{sen}(3wt) + \text{sen}(3wt + 360^\circ) + \text{sen}(5wt - 360^\circ) ) = 3 * I * \text{sen}(3wt) \quad \{3.1.14\}$$

como se puede ver existe una corriente de secuencia cero dada en 3.1.14 diferente de cero, la cual comunmente se la llama *corriente residual*. Esta es una molestia en la coordinación inductiva, puesto que esta corriente de secuencia cero fluye a través del neutro hacia tierra. La corriente residual es responsable directa de la interferencia inductiva en los circuitos telefónicos contiguos. En el anterior capítulo se hizo notar que los armónicos correspondientes al orden  $qn$  generaban corrientes de secuencia cero los cuales causaban funcionamientos erráticos en los reles de protección, aquí como se puede ver los armónicos también afectan a los sistemas de comunicación al encontrarse inmersos en una onda distorsionada periódica.

Si un condensador está conectado a una sola de las fases de la red que contenga armónicos puede causar muchas interferencias en la línea telefónica expuesta. Pues los condensadores presentan una baja impedancia a los armónicos mostrando un efecto dominante sobre los flujos de armónicos.



Según [70] indica que los condensadores monofásico incrementan el ruido telefónico en cerca de 12 dB y que se han dado casos en que el ruido se ha incrementado hasta 40 dB. Obviamente por este hecho y otros, no es recomendable el tener condensadores monofásicos. Sin embargo podrían darse casos de desbalances en bancos de condensadores trifásicos, el cual podría provocar un efecto similar al que se da con condensadores monofásicos.

### *3.2 Influencia sobre sistemas de transmisión de datos*

En el punto anterior se analizaron diversos efectos que los armónicos pueden causar en los sistemas telefónicos, este análisis se lo ha realizado desde el punto de vista muy particular de la especialidad de *Sistemas Eléctricos de Potencia*. Sin embargo ya que en la actualidad se utilizan las líneas telefónicas para la transmisión de datos se ha estimado conveniente comentar sobre la influencia de los armónicos desde los sistemas de potencia, hacia estas líneas de transmisión de datos.

El TIF como se indicó no toma en cuenta el grado de interferencia sobre líneas de transmisión de datos. Los modernos sistemas de comunicación pueden transmitir más de 2400 bits por segundo (bps) (baudios)<sup>1</sup> para una distancia

---

<sup>1</sup> El Baudio se lo define como la unidad de velocidad de transmisión de datos y es igual a la inversa del tiempo de duración de un pulso.  $Baudio = 1/t_p = 1 \text{ bps}$  (bit por

recomendada de enlace de 12,9 Km , sobre circuitos telefónicos. Para efectuar esta transmisión de datos se utiliza el llamado **modulador-demodulador** o también conocido como *modem* , el cual transforma una señal digital en una señal analógica la cual es transmitida por línea telefónica para luego en la recepción hacerla nuevamente digital. Existen modems de banda ancha (300 Hz- 3500Hz) cuyas velocidades de transmisión están entre 9600 bps para enlaces máximos de 7,3 Km. Algunas veces el ancho de banda es muy limitado para transmisión de datos debido a requerimientos de la señalización y a la misma característica de ancho de banda de la red telefónica. En la figura 3.6 se muestra un espectro de frecuencia típico de un modem.

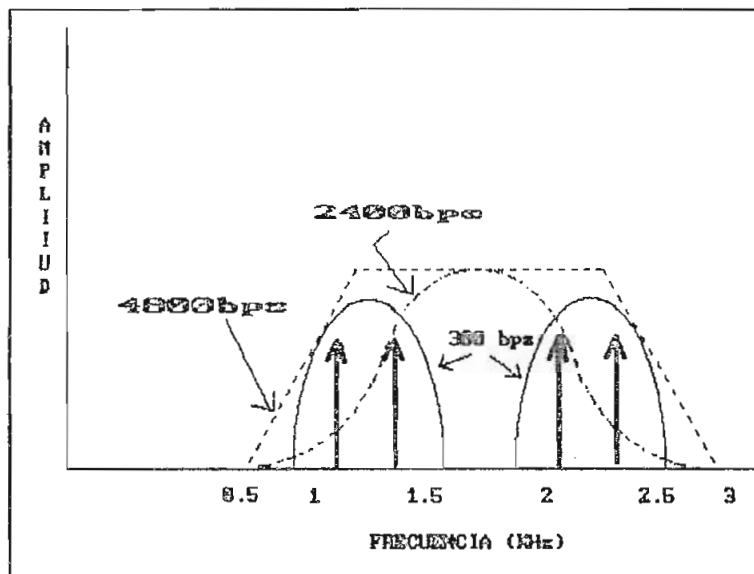


Figura 3.6

Al producirse el ruido generado desde líneas de potencia conteniendo armónicos , pueden darse problemas en el diálogo telefónico , así por ejemplo una persona que envía un mensaje

segundo)

telefónico a otra distante de ella , el interlocutor puede eventualmente 'adivinar' la frase perdida por problemas de ruido. Estos hechos no se pueden dar en la transmisión de datos pues la comunicación se dá entre equipos electrónicos que envían información bajo un código característico.

El modo de transmisión de datos en las líneas que puede estar sujeto a problemas debido a interferencia es el modo *simplex*, ya que utiliza dos conductores , y además no hay aditamento alguno , dentro de este modo de transmisión , que verifique si es correcta o no la información enviada desde el emisor y que llega al receptor.

Se ha observado que las bobinas de carga que se utilizan para reducir las fugas de la línea y la distorsión por ruido electromagnético pueden molestar enormemente en la transmisión de datos por lo que su utilización debe ser todavía investigada.

En la actualidad el llamado FAX's o FAXsimil es otro modo de transmisión de datos que utiliza líneas telefónicas con este fin. Poco se conoce sobre la influencia del ruido electromagnético en la transmisión de datos de este modo , sin embargo dada su similitud con el *modem* es de esperarse que existan problemas de características parecidas a las que se pueden dar en un *modem*.

### *3.3 Recomendaciones para reducir interferencia de los armónicos sobre la red telefónica.*

En los trabajos [68][69][77] se ha hecho acopio de recomendaciones importantes para reducir el efecto de la interferencia electromagnética sobre sistemas de telefónicos y de transmisión de datos. Aquí añadiremos algunas recomendaciones a fin de reducir la interferencia producida por los armónicos desde líneas de potencia.

Para reducir la interferencia del ruido desde corrientes armónicas, las siguientes técnicas pueden ser utilizadas:

- a) Localizando las fuentes de armónicos e instalando filtros de armónicos en cada fuente. Dentro de una central telefónica en cambios colocar filtros de rechazo estandar para 60 Hz, los cuales tienen una alta impedancia corrientes longitudinales de 60 Hz. y que por lo tanto limitan el flujo de corrientes de frecuencia fundamental, pero no modifica las frecuencias superiores regulares de las corrientes de señal telefónica. El dispositivo está naturalmente instalado en serie con la línea telefónica. En cambio los filtros para armónicos de corriente de la red de distribución se colocan en paralelo.
- b) Usando un transformador diseñado especialmente con una alta impedancia para suministrar energía a cargas no

lineales las cuales inyecten corrientes armónicas dentro de la red de distribución.

- c) Recomendar el uso de un alto número de pulsos en convertidores y uso de filtros internos en esos equipos.
- d) uso de transformadores aislados del sistema ( relación 1:1) sobre cargas no lineales y con condensadores sobre barras de carga que actúan como un filtro para armónicos generados.
- e) selección del sistema y conexiones del transformador para minimizar la producción de armónicos de características de orden  $gn$ .
- f) Evitar transformadores sobreexcitados para eliminar la posibilidad de la condición de resonancia la cual causa voltajes armónicos altos que aparecen sobre la fases de los alimentadores de distribución. Estas fuentes armónicas superpuestas provocarán la circulación de corrientes armónicas en las fases del sistema de distribución.
- g) Adición de bancos de condensadores seleccionados específicamente ( medida y localización ) para crear lazos de cancelación de armónicos. Esta técnica es solamente utilizada en casos donde un armónico dominante ( 10-15 dB arriba de otros ) es causante directo de la interferencia

de ruido en circuitos de comunicación.

- h) Desintonizar el circuito de potencia mediante la adición de inductancias ( Reactor de supresión armónica HSR ) en serie el conductor tierra-neutro de un banco de condensadores cercano a condiciones de resonancia con la red. Esta técnica es efectiva solamente en casos donde un armónico es el dominante ( 10-15 dB ) arriba de otros y la condición de resonancia este ocurriendo en la red de secuencia cero. La red resonante puede ser revisada , o mediante pruebas o cálculos , con referencia al punto m de este listado.
- i) Si las mediciones de armónicos indican que las condiciones de resonancia se están dando sobre la red balanceada ( redes de secuencia positiva y negativa ) un cambio en la medida y localización del banco de condensadores podría ser la solución más económica y efectiva.
- j) La medida y localización de cualquier banco de condensadores nuevo instalado en el sistema de distribución debería ser revisado mediante cálculos para ver si existe alguna posible condición de resonancia. Si la resonancia es esperada la medida y/o localización debería ser modificada , o desintonizar mediante la adición de un pequeño inductor en serie con la capacitancia.

- k) Un método efectivo de mitigar los problemas de interferencia de ruido es desviando los armónicos a otros caminos lejos de la área expuesta. Esto podría hacerse mediante la adición de un banco de condensadores en conjunción con la red para formar filtros paralelos.
- l) La adición de transformadores neutralizantes en cables telefónicos ( a frecuencia de voz ). los transformadores neutralizantes están diseñados para reducir los voltajes inducidos y corrientes longitudinales sobre líneas telefónicas mediante la aplicación de un par de voltajes de igual magnitud pero en oposición de fase. En otras palabras los voltajes de interferencia son neutralizados. Esto es realizado por un transformador de multi bobinados teniendo un núcleo común. Uno de los bobinados es utilizado como el bobinado de excitación. El transformador neutralizante es utilizable en frecuencias armónicas y a 60 Hz. Su efectividad es función de la elección de la excitación . Este dispositivo es también usado para cancelar el modo común de voltaje inducido por un aumento del potencial a tierra en subestaciones o plantas de potencia.
- Se ha encontrado en diferentes aplicaciones que los transformadores neutralizantes son solamente efectivos en armónicos de bajo orden (menos que 50 orden). Es probable que en armónicos de orden superior la acción del transformador neutralizante este algo desviada debido a capacitancias de los interbobinados y pérdidas en

transformadores.

- m) Identificar las condiciones de resonancia en un circuito de potencia ( usualmente involucrados bancos de condensadores ) es el primer paso en la reducción de armónicos dominantes para casos de interferencia. Las mediciones de armónicos están conducidas a tres casos :

*caso 1* : Banco de condensadores conectados , con neutro a tierra.

*caso 2* : Banco de condensadores desconectados y desconectados desde la línea.

*caso 3* : banco de condensadores conectado con neutro flotante.

Estos casos indicarán si el banco está involucrado en condiciones cercanas a la resonancia o no , y si la resonancia está balanceada o en circuito equivalente de secuencia cero .

Comparando los casos (1) (2) mostrarán si la condición de resonancia involucra al banco de condensadores o no. Si no se nota cambio apreciable en el nivel del armónico dominante de los casos (1) y (3) , la resonancia está en un circuito balanceado. Si una apreciable disminución en el nivel del armónico dominante se da desde los casos (1) hasta (3), se debe notar que la resonancia involucra el circuito de secuencia cero.

Es posible que la resonancia involucre ambos circuitos ,



tanto el circuito balanceado como el circuito de secuencia cero.

El método mediante cálculos usa los parámetros del circuito equivalente de potencia para redes balanceadas y de secuencia cero, las que podrían ser utilizadas para revisar condiciones de resonancia o en circuitos balanceados (secuencia positiva y negativa) o en circuitos residuales (secuencia cero)

- n) Utilizando dispositivos electrónicos de desvío de fase . Estos dispositivos (ARS) son circuitos electrónicos muy sofisticados. El principio de este dispositivo se basa en medir la corriente armónica dominante en el par telefónico y usando un lazo de ganancia , aplicar un voltaje en oposición de fase con el objeto de cancelar el armónico dominante. Este equipo es realmente un generador de armónicos controlado. Su uso está limitado a solamente pocos terminales de entrada.
- o) Utilizando bobinas de drenaje la cual es un dispositivo paralelo que reduce el voltaje inducido en el teléfono a un nivel aceptable en la localización del usuario. Un filtro estandar puede entonces ser usado un conjuntamente. Desafortunadamente esta opción está limitada solamentea pocos terminales de entrada , debido a la medida del dispositivo a ser instalado.

### 3.4 Conclusiones.

En este capítulo se ha comentado la influencia que tiene el ruido generado desde cargas no lineales, el cual se genera al cambiar rápidamente los niveles de corriente y voltaje. Se han revisado varios conceptos que valen la pena relievarlos para tener una idea más clara del tema. También se ha encontrado que los armónicos de orden  $qn$  son los causantes principales del ruido electromagnético.

El factor de influencia telefónica es un buen indicador del efecto de los armónicos sobre la red telefónica, pero no es aplicable a la transmisión de datos, y que además no toma en cuenta la geometría de los conductores de la red de potencia.

Se han proporcionado varias maneras de reducir los efectos del ruido generado desde los armónicos de la red de potencia, así como también se han hecho recomendaciones aplicables a circuitos telefónicos.

## CAPITULO 4

*Estimación de posibles áreas propensas a la contaminación de armónicos en el sistema eléctrico ecuatoriano*

- *Revisión del parque industrial en el Ecuador*
- *Estudio estimativo de la inyección de armónicos en el sistema eléctrico ecuatoriano*
- *Desarrollo industrial del país y posibles efectos de la contaminación armónica*

## *Capítulo 4*

### *Estimación de posibles áreas propensas a la contaminación de armónicos en el sistema eléctrico ecuatoriano.*

En este capítulo se hace una estimación cualitativa y cuantitativa de los equipos que poseen diversas empresas ecuatorianas propensos a generar armónicos ya sea de corriente o de voltaje , y que por lo tanto podría inyectar armónicos en las redes de distribución adyacentes a su ubicación .

Como se indicó en la introducción de esta tesis, debido a un descuido ó a una carencia de medios para monitorear las formas de onda que se pueden dar en la red de distribución por parte de las Empresas Eléctricas , no se tienen los reportes adecuados sobre este hecho en ninguna de las Empresas Eléctricas del Ecuador, por lo que en este trabajo a base de analizar los diversos equipos que generan armónicos en la redes de distribución , proporcionará las posibles zonas de polución de armónicos en el sistema.

La información que se suministra aquí se la realiza tomando en cuenta el punto de vista particular del estudio de este trabajo.

## *4.1 Revisión del parque industrial en el Ecuador.<sup>1</sup>*

### *4.1.1 Características*

Se han identificado 578 empresas como fabricantes de bienes de capital y montaje industrial, resultantes del análisis de diversas fuentes de información como anuarios industriales de carácter gremial , guías telefónicas , ferias industriales , avisos publicitarios y en general del conocimientos que se tiene del desarrollo del sector.

A nivel artesanal ( mecánicas industriales ) existe un gran número de microempresas que utilizan equipos que generan un tipo de armónico ( soldadoras eléctricas ) muy molesto para los usuarios , el cual es sin duda alguna uno de los principales generadores de armónicos en nuestro medio y causante de daños en equipos eléctricos y electrónicos.

El sector de bienes de capital se caracteriza mediante ciertos indicadores representativos , que se presentan a continuación en forma comparativa con los obtenidos en investigaciones que se han realizado en años anteriores.

Las siguientes figuras indican de manera cronológica la caracterización del sector industrial en el Ecuador<sup>2</sup>.

---

<sup>1</sup> Información proporcionada por CEBCA  
( Comisión Ecuatoriana de Bienes de Capital )

<sup>2</sup> Podrían eventualmente existir más empresas

<i>Código</i>	<i>Provincia</i>
1	Pichincha
2	Guayas
3	Azuay
4	Tungurahua
5	Cotopaxi
6	Manabí
7	Loja
8	Los Ríos
9	Chimborazo
10	El Oro
11	Imbabura

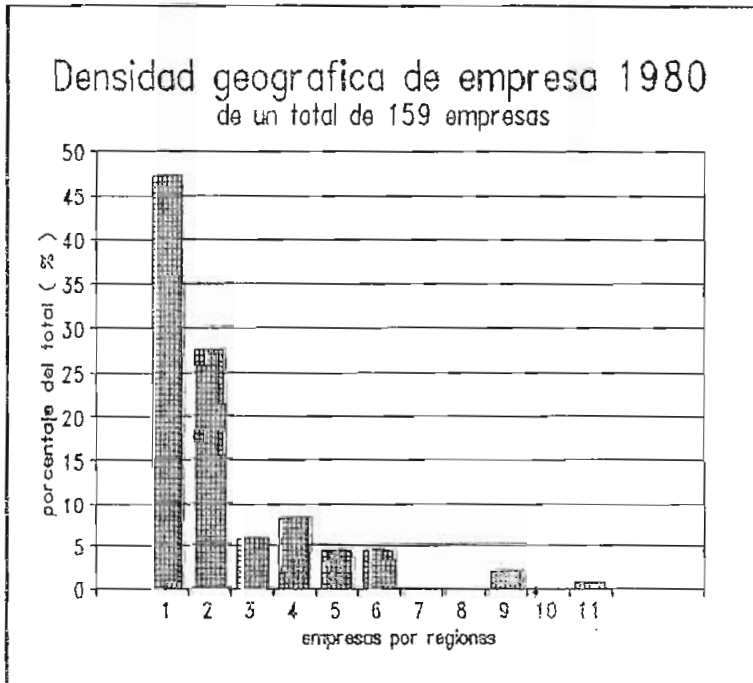


Figura 4.1

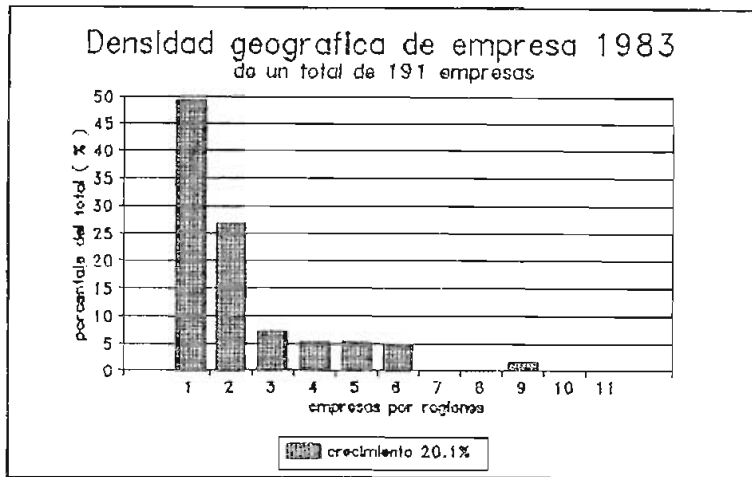


Figura 4.2

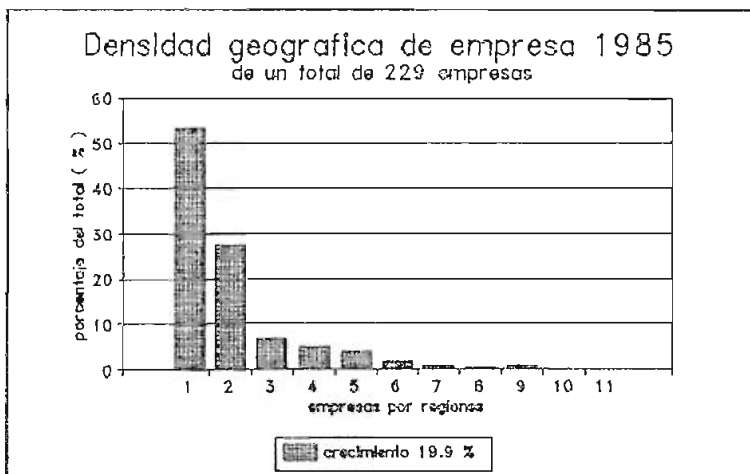


Figura 4.3

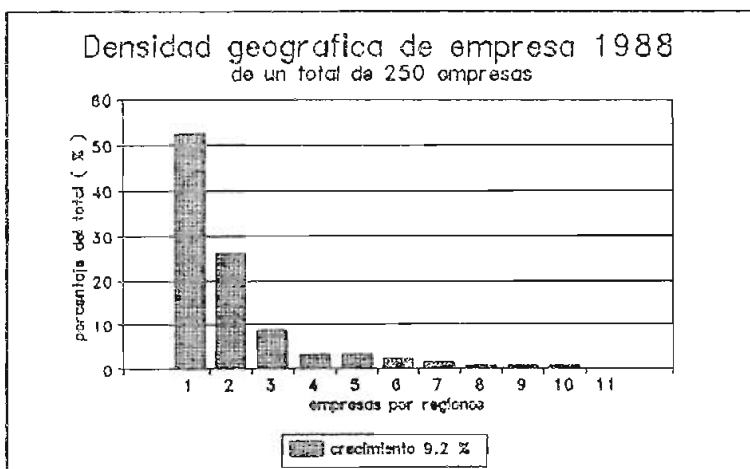


Figura 4.4

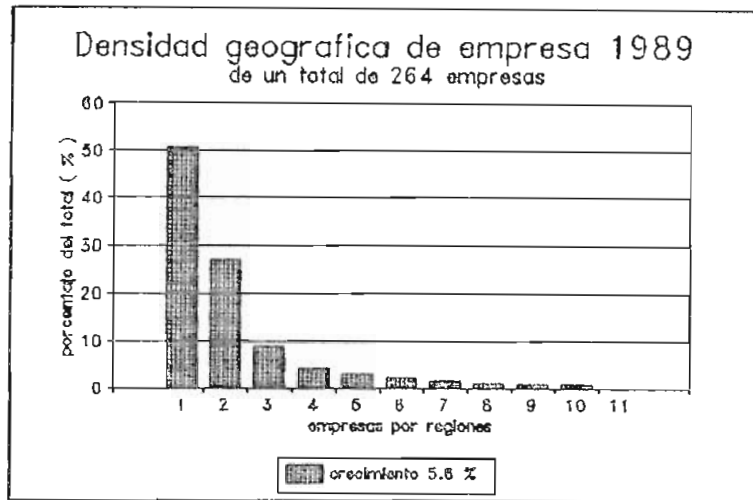


Figura 4.5

Los indicadores señalan un crecimiento muy sustancial desde 1950 de las empresas ecuatorianas, sin embargo en los periodos cercanos a 1989 se observa que el aumento de empresas no es muy pronunciado. Se nota además que desde el *boom* petrolero, cerca de los años 70's, la pendiente de la curva de la figura 4.6 se vuelve más vertical, hasta cerca de comienzos de los años 80's.

Estas gráficas indican el grado de desarrollo industrial que ha experimentado nuestro país y que concomitantemente a este hecho se ha dado en el incremento de la utilización de equipos más refinados, la cual se vuelve mucho mayor. Con esta modernización de las industrias, de un modo disfrazado o quizá desapercibido se puede producir la contaminación de las redes de distribución con armónicos, aún cuando no en un grado significativo en algunas zonas, sin embargo, eso no implica que su influencia no afecte a los diferentes equipos de los usuarios de la red.



*4.1.2 Revisión de las diversas empresas del país que fabrican diferentes equipos eléctricos y electrónicos para el mercado ecuatoriano.*

En el Ecuador existen diversas empresas que fabrican distintos equipos con características eléctricas similares a las analizadas en este trabajo. En la siguiente información se puede notar que existen equipos propensos a sufrir los efectos de los armónico así como también a generar armónicos.

En base a esto y conjuntamente con la tendencia de las importaciones de equipos con propensión a generar armónicos, se puede notar que el panorama a futuro será algo problemático para los usuarios como para las Empresas Eléctricas que proporcionan el servicio eléctrico.

---

*TRANSFORMADORES*

TRANS SELMEC QUITO

ECUATRAN AMBATO

INELMO QUITO

TRANS ELEKTRA QUITO

*AUTOTRANSFORMADORES*

FIRMESA QUITO

*CARGADORES DE BATERIAS*

EMC CUENCA

FIRMESA QUITO

IEE QUITO

AICO QUITO

*CONTROLES ELECTRONICOS*

*DE LUMINOSIDAD*

SOLARTEC QUITO

*CONTROL DE NIVEL*

AICO QUITO

*CONTROLES DE TEMPERATURA*

IEE QUITO

SOLARTEC QUITO

*CONTACTORES*

CONTROLEC GUAYAQUIL

ECELCO GUAYAQUIL

SQUARE D'ANDINA LATACUNGA

*CORRECTORES FACTOR POTENCIA*

AICO QUITO

ECELCO GUAYAQUIL

IEE QUITO

*DETECTOR DE METALES*

TECNION QUITO

*FASIMETROS*

AICO QUITO

IEE QUITO

*FUENTES DE PODER*

FIRMESA QUITO

IEE QUITO

TECNION QUITO

*UPS*

AICO QUITO

FIRMESA QUITO

*MARCADORES ELECTRONICOS*

FONN AMBATO

RECTF. PARA GALVANOPLASTS.

ELECTROSOLDA GUAYAQUIL

EMC CUENCA

*REGULADOR DE VOLTAJE*

FIRMESA QUITO

*REGULADOR EOLICO SOLAR*

SOLARTEC QUITO

*RELE DE FRECUENCIA, TIEMPO*

*DE PROTECCION INTEGRAL*

*Y DE TRANSFERENCIA AUTOMATICA*

IEE QUITO

*SOLO DE TRANSFERENCIA AUTOMATICA*

SOLARTEC QUITO

*RELES TERMICOS*

CONTROLEC GUAYAQUIL

*RESISTENCIAS ELECTRICAS CALENTADORAS*

ELECTROCONDOR GUAYAQUIL

*RETROPROYECTORES*

PRODUCCIONES INDUST. SILVA GUAYAQUIL

*SISTEMAS DE IDENTIFICACION*

*DEL NUMERO DE ABONADO*

FONN QUITO

*SISTEMA LLAMADOR DE ENFERMERAS*

FONN QUITO

*SUBESTACIONES COMPACTAS*

AICO QUITO

COMETACE GUAYAQUIL

ECELCO GUAYAQUIL

ELECTROECUATORIAN. QUITO

IEE QUITO

OTESA GUAYAQUIL

SQUARE D'ANDINA LATACUNG.

TABLISIT GUAYAQUIL

*TABLEROS DE DISTRIBUCION*

AICO QUITO

COMETACE GUAYAQUIL

ECELCO QUITO

ELECTROECUATORIAN. QUITO

ELECTROMETALICA GUAYAQUIL

IEE QUITO

INSELEC QUITO

JVCA CUENCA

OTESA GUAYAQUIL

SQUARE D'ANDINA LATACUNG

TABLISIT QUITO

*TABLEROS DE PROTECCION*

Y SECCIONAMIENTO

AICO QUITO

COMETACE GUAYAQUIL

ECELCO QUITO

ELECTROECUATORIAN. QUITO

IEE QUITO

INSELEC QUITO

JVCA CUENCA

OTESA GUAYAQUIL

SQUARE D'ANDINA LATACUNG

TABLISIT GUAYAQUIL

*TABLEROS DE MANDO*

Y CONTROL

AICO QUITO  
COMETACE GUAYAQUIL  
ECELCO QUITO  
ELECTROECUATORIAN. QUITO  
IEE QUITO  
ELECTROMETALICA GUAYAQUIL  
INSELEC QUITO  
IF QUITO  
JVCA CUENCA  
OTESA GUAYAQUIL  
SQUARE D'ANDINA LATACUNG  
TABLISIT GUAYAQUIL

*TABLEROS ELECTRONICOS IMPRESOS*

AICO QUITO  
FONN QUITO  
IEE QUITO  
SOLARTEC QUITO  
TECNION QUITO

*SOLDADORAS ELECTRICAS*

DE ARCO  
ELECTROSOLDA GUAYAQUIL  
FIRMESA QUITO

*SOLDADORAS ELECTRICAS DE*

*PUNTO*

ELECTROSOLDA GUAYAQUIL

EMS CUENCA  
FIBROACERO CUENCA

*BALASTROS*

MANUF.REACTORES DURAN

*CAJAS CONTROL LUMINARIAS*

COMETACE GUAYAQUIL  
CONS.ELEC.SCHEREDER QUITO  
CONTROLEC GUAYAQUIL  
ECELCO GUAYAQUIL  
FELTEFON QUITO  
IMM MANTA  
SICAMELEC QUITO  
SQUARE D'ANDINA LATACUNG

*CARTUCHOS FUSIBLES*

ECELCO GUAYAQUIL

*MEDIDORES DE ENERGIA*

CONTELECA CUENCA

---

Paralelamente a los datos anteriores tenemos que las importaciones realizadas de diversos equipos generadores de

armónicos desde el año 1989 son las siguientes <sup>1</sup>.

---

Todos los valores siguientes están en miles de dólares americanos (\$)

---

*Convertidores estáticos*

Año	toneladas métricas	Precio FOB	Precio CIF-T
1989	43.53	1037.23	1113.61
1990	136.17	1539.04	1642.65
1991	87.79	1317.42	1430.04

---

*Soldadoras eléctricas manuales*

Año	toneladas métricas	Precio FOB	Precio CIF-T
1989	111.81	438.84	537.06
1990	78.22	287.68	324.71
1991	52.72	216.63	241.84

---

<sup>1</sup> Información suministrada por el Banco Central del Ecuador



---

*Hornos industriales de arco*

Año	toneladas métricas	Precio FOB	Precio CIF-T
1989	9.88	66.88	75.11
1990	20.42	86.24	93.38
1991	13.26	77.67	87.22

---

Como se puede apreciar de los datos anteriores existe en el mercado del país , suficiente equipo que puede generar armónicos tanto de corriente como de voltaje y que pueden contaminar las redes de distribución dependiendo de varios factores , como la ubicación geográfica , el factor de utilización del equipo , tipo de conexión entre otros.

Por lo que a futuro las Empresas Eléctricas deberían poner cierta atención a estos posibles problemas , que por supuesto van en detrimento de servicio que se presta al usuario como el de la misma empresa. Pues además de los problemas por apagones que se suelen dar , añadir los que pudieran provocar los armónicos seria algo muy preocupante y penoso. Luego entonces sería recomendable tomar las debidas medidas preventivas a tomar las respectivas medidas correctivas que a menudo pueden ser algo más caras.

#### *4.2 Estudio estimativo de la inyección de armónicos en el sistema eléctrico ecuatoriano .*

En el Ecuador existen muchas empresas las cuales poseen diversos equipos que generan armónicos. Como es de esperarse las grandes concentraciones de empresas y microempresas se encuentran en las ciudades más importantes del país.

En base al conocimiento de los tipos de equipos que se utilizan en las industrias se puede estimar a *priori* los niveles de armónicos que se podrían esperar que existan en las redes cercanas a dicha industria o pequeña industria como las llamadas mecánicas industriales , ya que para tener un conocimiento más técnico y exacto se deberían realizar el monitoreo de las formas de onda de corriente y voltaje cerca de las zonas donde se puede esperar disturbios debido a los armónicos , en las diferentes ciudades.

Se ha estimado que la carga que más armónicos produce en las redes de distribución en nuestro medio , son las goldadoras eléctricas. En el país existen repartidas en las grandes ciudades equipos de gran capacidad ( sueldas eléctricas ) de acuerdo a los siguientes datos proporcionados por CEBCA.

---

*Las siguientes empresas tienen Hornos de Arco*

METALURGICA MEJIA E HIJOS ( 1/2 tonelada )

HERRAMIENTAS AGRICOLAS NACIONALES (1/2 TONELADA) QUITO

FUNDICIONES NACIONALES (10 TONELADAS 3,5 MVA) GUAYAQUIL

*Las siguientes empresas tienen Soldadoras Eléctricas*

*T(A) indica la corriente nominal (A) que tiene ese tipo de soldadora eléctrica.*

*# indica el número de unidades de ese tipo de soldadora .*

*Quito*

	<i>T(A)</i>	<i>#</i>	<i>T(A)</i>	<i>#</i>	<i>T(A)</i>	<i>#</i>
114 ACINDEC	350	1	220	1		
119 ACEROS INOXIDABLES V	300	1	250	1		
235 ACEROS INOXIDABLES P	250	1	300	1		
186 AYA	100	2				
428 ANZOLA	150	1				
217 AUTO INDUSTRIAS ZOLV	200	2				
173 AICO	400	2				
144 BMI	500	4				
168 CARREMOLQUES	250	3	350	2		
190 CETSA	300	30	400	20		
37 CMT	300	4				
19 CODEHOTEL	250	2				
410 CCP	100	1				
134 CMI	50	40				
78 CETA	100					
122 CONDUIT S.A.	400	1				
314 CEMISE	250	26				
407 CONSTRUCCIONES METAL	250	5				
28 CEMPI	315	5				

109	ECUAMATRIZ	400	2			
408	EL ALAMBIQUE METALME	100	2			
151	ELECTRO ECUATORIANA	200	1			
379	EMPAK	100	1			
85	EQUIPHOS	100	5			
406	EQUITRAC	250	2			
214	ESMETAL	100	28			
180	FELTEFON	100	1			
287	FERROMEDICA	100	16			
359	FRICOM	200	1			
461	FERRODEPORTES	100	1			
123	FUNYMAQ	300	2			
352	FUNEC	100	1			
357	GALVARINO	220	1			
277	HESIAN	100	1			
305	HORMIGON CENTRIFUGADO	250	4			
165	IDEAL ALAMBREC	300	3			
61	IMECANIC	100	1			
270	IMCO	300	2			
360	INDUAGRO	350	1	100	4	
77	INDUSCIENCIA	300	1	40	1	
141	IAA	500	1	500	16	50 1
199	INCOMET	250	1	100	12	
334	INDEMEC	350	4			
349	INELMO	250	1			
237	IEE	100	1			
33	UTAVA	400	12			
333	INDUSTRIAS CEDEÑO	350	7			

90 INSELEC	250	2		
21 IND. FERROPLAST	100	1		
400 INDUSTRIAS JARAMILLO	100	1		
22 UNDUMEDICA	50	1		
79 INMETE	250	4		
318 IMZ	380	8		
233 IF	50	1		
221 INEAGRI	250	5		
315 INTECMECA	300	2		
41 MATRIN	600	1		
469 METAL MARKET DEL ECUA	300	2		
253 METALOCK	250	1		
234 ODIN	300	10		
462 OFISNA	200	1	50	10
269 OMBBTSA	250	4	50	20
266 ORIENCO S.A.	200	12		
455 ORTOMET	325	1	300	3
26 PANADENT S.A.	250	1		
240 PAZ-CAL	250	7		
309 PERFILAM	225	10		
146 PERFOFILTROS	250	2		
211 POLIASA	100	10		
158 PROMECIF CIA. LTDA.	300	3		
348 PROYECTOS MECANICOS	100	6		
283 SEMACAR	350	8		
302 SEMCO	250	3		
372 SERVICIOS	100	2		
307 SICAMELEC	100	14		

313	SIDEC	250	3	50	13
344	SISBAL	400	3		
324	SOLARTEC C.A.	100	2		
330	SOMIRCO CIA. LTDA.	100	4		
322	SUELTEL CIA. LTDA.	160	1		
345	SVALCOR	100	1		
454	TAMEINOS	300	1		
300	TAMOAN	650	12	450	1
181	TECNIAGUAS	400	3		
279	TECNION	100	2		
369	TEPROMEC	500	5		
426	UNILUM	150	3		

*Guayaquil*

		<i>T(A)</i>	#	<i>T(A)</i>	#	<i>T(A)</i>	#
409	AMERIT	600	8				
337	APLITEC CIA. LTDA.	300	4	240	1		
268	ARMANDO LARREA E HIJOS	385	4				
69	ASTINAVE	250	4				
137	BAGANT	500	4	250	3	300	1
339	CAJAS DE SEGURIDAD A	300	10				
196	ELECTRO CONDOR	100	1				
52	COMETACE	100	1				
311	CONSORCIO ETECO PREDIOS	600	4	250	5		
459	THERMOCON	230	1				
179	CMG	50	1				
153	CONST. ING. ANIBAL S.	50	1				

243	DELTA DELFINI CIA. LTDA.	50	13		
255	ECELCO CIA. LTDA.	300	3	200	2
182	ECUAMAC	100	6		
296	ELECTROMETALICA	225	2	300	2
403	ELECTROSOLDA	50	1		
32	EDEHSA	580	40	240	10
361	FAMEL CIA. LTDA.	100	6		
183	FALESA	100	1		
354	FIBREX CIA. LTDA.	400	4		
157	HIDRA-EC	100	3		
218	INENCA	100	6		
412	INDUSTRIAL ALTAMECAN	300	1		
209	INDUMEC	100	15		
358	IMG	250	1		
402	INDUSTRIAS ROMO E HIJOS	100	5		
429	MEQUIL	200	3		
156	METALTICA CIA. LTDA.	200	1		
100	METALTRONIC	100	2		
62	METALURQUIL	250	11		
356	MULTIMET	250	1		
417	OTESA	200	4		
212	PLASTIMATRIZ	350	1		
200	POLIMETAL	250	4		
203	POSTEC	100	1		
326	PRODUCCIONES INDUSTRI	250	2		
23	PROCOMA	300	14		
162	RACE	500	1		
288	SILAMERSA	100	2		

201	SOCOMETAL	100	10	
366	TALLER METALMECANICO	350	4	
367	TINEC	400	4	600 1
342	TALLERES MECANICOS Y	100	18	

*Otras Ciudades*

*STO. DOMINGO*

257	A.A.A. 220 6	400	2	
265	CONVERMETS S.A.	350	8	
185	METALMECANICA MOBARR	200	1	
310	SOLDADORA VACA	280	5	
375	TALLER AMAZONAS	400	5	
292	TALLERES VIJAR	250	2	

*CUENCA*

94	AUSTRO INDUSTRIAS ZOLV	200	13	
374	CIMASA CIA. LTDA.	300	10	
340	CATEM	250	1	
57	CODENA	300	4	
465	COPIJU	100	4	
195	EMC	100	5	
449	ENCOMEC	250	3	
353	FIBREX CIA. LTDA.	100	4	
422	GALVACASA S.A.	350	7	
132	IMETS	200	4	
284	INMECE	250	3	
76	INDUMESA CIA. LTDA.	100	2	



286	INDUSTRIAS METALICAS	300	2
355	JVCA	225	2
321	PRODENTEC	100	3
198	PROARMET	100	1
44	RACE	500	1
81	TALLERES MEJIA	300	4
363	TIMES	300	5
75	TUGALT	100	7

***LOJA***

87	SETCOMET	500	3	220	4
142	TALLER IND. T. JARAMIL	500	2		
306	TALLERES EMTAL FUNDI	100	3		

***AMBATO***

228	CARROCERIAS METALICA	250	5		
271	CARROCERIAS VARMA	250	5		
29	CORINSEN	300	4		
129	FUNDIMEGA	400	5		
404	FUNDICIONES LASER	250	2		
434	MOLMAUSA	250	1		
133	PICOSA	400	5	250	30
365	RTU-INDUSTRIA METALU	250	3		

***LATACUNGA***

304	ECUATORIANA DE AUTOP	300	5
249	MAREC	250	2
113	SQUARE D ANDINA	250	4

*LASSO*

66 ARMCOPAXI S.A. 250 2

*MANTA*

456 B&T CIA. LTDA. 600 2 230 1

*CAYAMBE*

306 TARO 255 4

*RIOBAMBA*

FCA. DE HORNOS ANDINO 250 10

*QUEVEDO*

317 IMT 100 3

*PORTOVIEJO*

116 TALLERES MANABI 100 14

*MACHALA*

457 AGROINDUSTRIAL ECUADO 100 1

121 AGROMET 250 3

Las siguientes figuras proporcionarán una visión más clara de la densidad de las capacidades nominales de este tipo de equipos , por sectores en país.

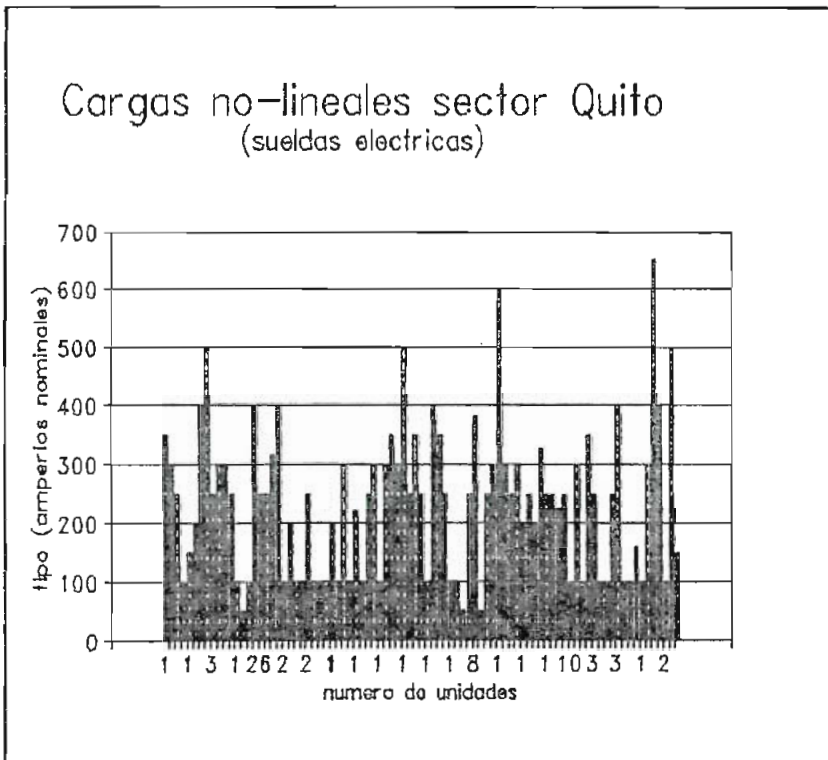


Figura 4.6

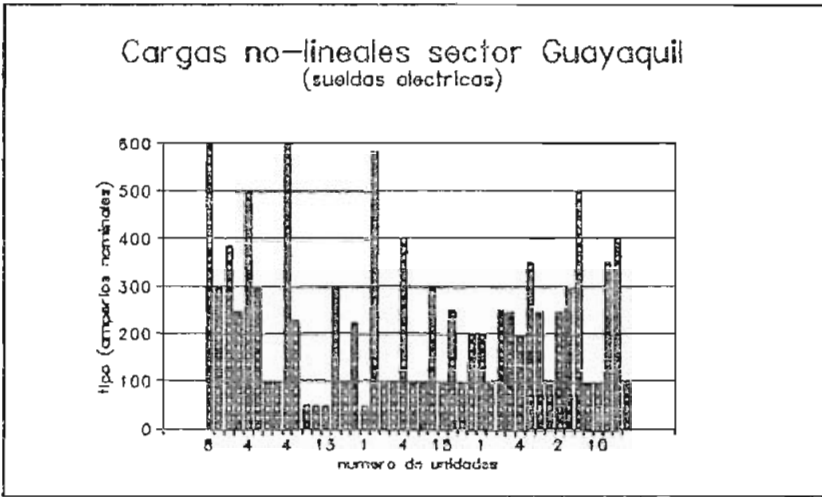


Figura 4.7

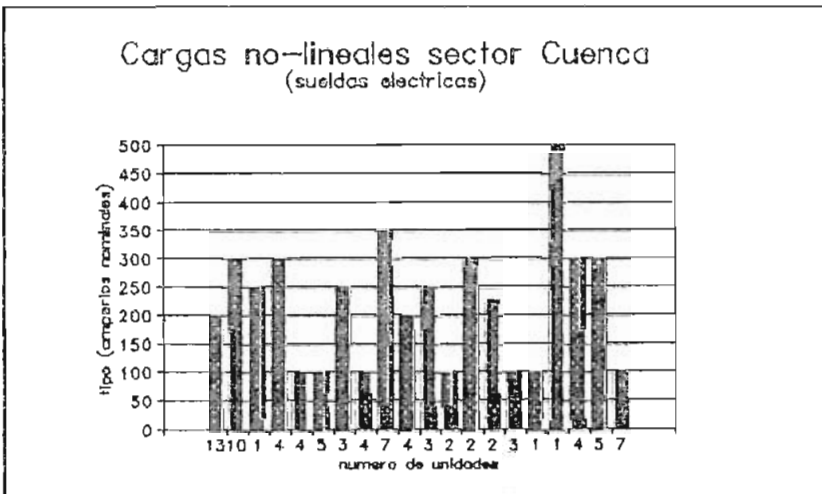
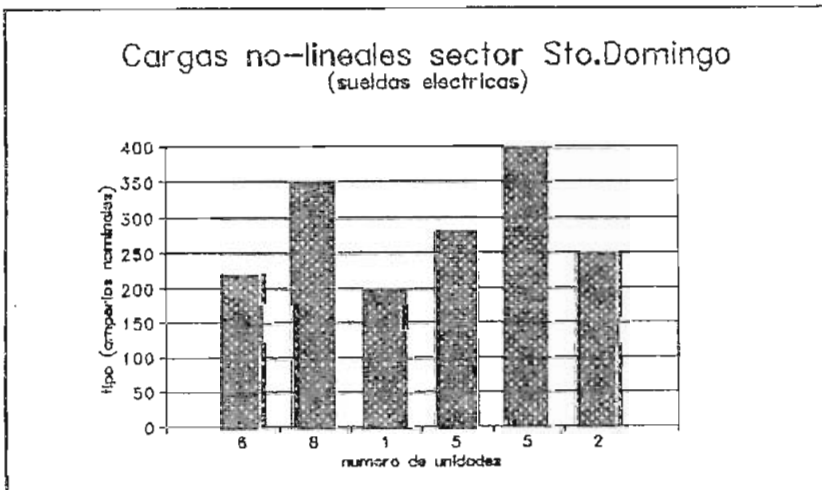


Figura 4.8



Figuras 4.9

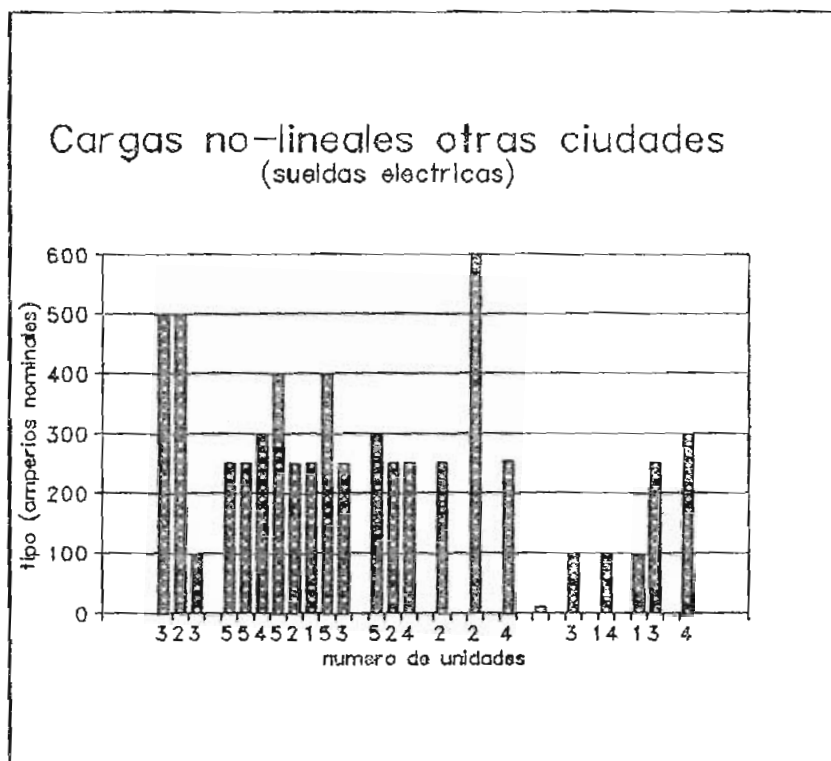


Figura 4.10

De la información que proporcionan las figuras anteriores se puede observar que **Quito** es la ciudad en la cual existen más industrias y empresas que utilizan soldadoras eléctricas , seguida por **Guayaquil** , **Cuenca** , **Santo Domingo de los Colorados** y el resto se reparte entre las otras ciudades.

Según este resultado se puede esperar que los problemas generados por armónicos por este tipo de equipo serán o son mayores en la ciudad de **Quito**.

A nivel personal he podido constatar que en el sector sur-este de la ciudad de **Quito** (sector **Magdalena**) se dan este tipo de molestias generadas por los armónicos de industrias que se encuentran dentro del sectores residencial , las cuales además de provocar daños en los televisores que quizá son los más sensibles a este parpadeo (flicker) provocan las

molestias en la iluminación que es donde se puede apreciar con más claridad la presencia de este tipo de armónico.

La Empresa Eléctrica Quito S.A. no tiene un departamento específico que se ocupe de la revisión de este tipo de problemas , pues según los personeros de la empresa estos problemas o son insignificantes o no existen simplemente, y si en caso de haberlos estos corren de cuenta y riesgo del usuario , pues la *finalidad* de la Empresa es el proporcionar un servicio lo *'más confiable'* posible , pero en cuanto a las calidad de las formas de onda que suministra no tiene competencia alguna .

En base a los datos anteriores , en el siguiente listado se indican las ubicaciones de distintas industrias dentro de diversos sectores de la ciudad de Quito .

---

### *Quito*

<i>Empresa</i>	<i>sector de la ciudad</i>
114 ACINDEC	norte
119 ACEROS INOXIDABLES V	sur
235 ACEROS INOXIDABLES P	sur
186 AYA	oeste
428 ANZOLA	norte
217 AUTO INDUSTRIAS ZOLV	norte

173 AICO	norte
144 BMI	norte
168 CARREMOLQUES	norte
190 CETSA	norte
37 CMT	norte
19 CODEHOTEL	norte
410 CCP	norte
134 CMI	sur
78 CETA	oeste
122 CONDUIT S.A.	sur
314 CEMISE	norte
407 CONSTRUCCIONES METAL	sur
28 CEMPI	norte
109 ECUAMATRIZ	norte
408 EL ALAMBIQUE METALME	sur
151 ELECTRO ECUATORIANA	norte
379 EMPAK	norte
85 EQUIPHOS	sur
408 EQUITRAC	norte
214 ESMETAL	sur
180 FELTEFON	norte
287 FERROMEDICA	norte
359 FRICOM	norte
461 FERRODEPORTES	sur
123 FUNYMAQ	oeste
352 FUNEC	norte
357 GALVARINO	norte
277 HESIAN	este

305 HORMIGON CENTRIFUGADO	sur
165 IDEAL ALAMBREC	norte
61 IMECANIC	norte
270 IMCO	este
360 INDUAGRO	norte
77 INDUSCIENCIA	norte
141 IAA	sur
199 INCOMET	norte
334 INDEMEC	norte
349 INELMO	norte
237 IEE	norte
33 UTAVA	norte
333 INDUSTRIAS CEDENO	sur
90 INSELEC	norte
21 IND. FERROPLAST	norte
400 INDUSTRIAS JARAMILLO	norte
22 INDUMEDICA	norte
79 INMETE	norte
318 IMZ	este
233 IF	norte
221 INEAGRI	norte
315 INTECMECA	norte
41 MATRIN	norte
469 METAL MARKET DEL ECUA	oeste
s/n METALGAS	sur
253 METALOCK	sur
234 ODIN	norte
462 OFISNA	norte



269 OMBBTTSA	norte
266 ORIENCO S.A.	norte
455 ORTOMET	norte
26 PANADENT S.A.	norte
240 PAZ-CAL	norte
309 PERFILAM	sur
146 PERFOFILTROS	sur
211 POLIASA	sur
158 PROMECIF CIA. LTDA.	norte
348 PROYECTOS MECANICOS	norte
283 SEMACAR	norte
302 SEMCO	norte
372 SERVIEQUIPOS	norte
307 SICAMELEC	oeste
313 SIDEC	norte
344 SISBAL	norte
324 SOLARTEC C.A.	oeste
330 SOMIRCO CIA. LTDA.	norte
322 SUELTEL CIA. LTDA.	norte
345 SVALCOR	norte
454 TAMEINOS	norte
300 TAMOAN	norte
181 TECNIAGUAS	norte
279 TECNION	norte
369 TEPROMECC	norte
426 UNILUM	norte

---

A partir del anterior listado se puede apreciar que en el sector norte de la ciudad se concentra una gran cantidad de industrias que utilizan soldadoras eléctricas, por lo que este sector es el más propenso a tener problemas con armónicos. Hay que tomar en cuenta que el factor de utilización y de coincidencia de estos equipos juega un papel muy importante al estimar los grados de distorsión de las ondas de voltaje y corriente en las redes de distribución.

Hay que tomar en cuenta también, que existen otras industrias que obviamente utilizan equipos algo más modernos que podrían generar armónicos que no se indican aquí, debido a que no han suministrado la información de los equipos que utilizan en sus plantas a instituciones como CEBCA o Cámaras de Industrias.

También cabe comentar sobre las llamadas mecánicas industriales que se encuentran inmersas en sectores residenciales de la ciudad, de las cuales no se tiene mucha información y que son las que más molestias causan a los usuarios durante sus labores diarias, tanto por el parpadeo de la iluminación como por el daño que pueden ocasionar a los equipos de las viviendas cercanas.

En los planos adjuntos se pueden observar la amalgama entre zonas residenciales e industriales en los sectores sur y norte de la ciudad de Quito, esto debido a un crecimiento nada planificado de la ciudad, pues si bien hace cerca de

diez años estos sectores se encontraban ubicados en las afueras de la ciudad, relativamente lejos de los problemas que pudieran haber provocado sobre las redes residenciales, en la actualidad muchas de las industrias se encuentran en el centro de estos sectores muy densamente poblados. Si bien los planos adjuntos fueron levantados en el año 1983, por parte de la Empresa Eléctrica Quito S.A., hasta la presente fecha no se han realizado nuevos estudios tendientes a actualizar los datos sobre la ubicación de las nuevas industrias.

#### *4.3 Desarrollo industrial del país y posibles efectos de la contaminación armónica .*

En base a los parámetros que se han suministrado en el desarrollo de este capítulo se puede decir que si existen los equipos necesarios que pueden originar problemas en las redes de distribución, y que por lo tanto pueden acarrear al usuario molestias y daños a sus equipos.

En las siguientes figuras se puede apreciar el grado de desarrollo de las diversas empresas ecuatorianas en orden cronológico desde el año de inicio de operaciones de las empresas calificadas, hasta el año de 1989, año en el cual se ha realizado la más reciente investigación, según CEBCA .

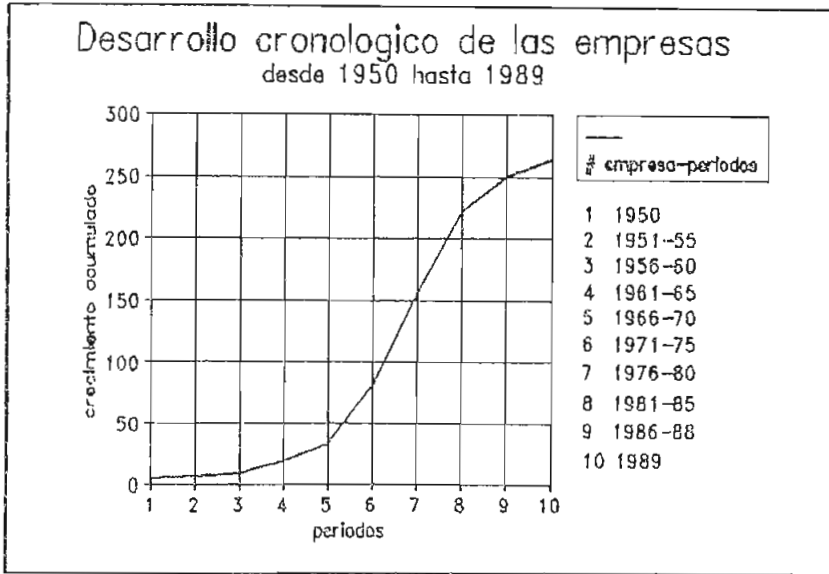


Figura 4.6

Como se puede notar el 'boom' petrolero ( 70's ) influyó en gran manera en el desarrollo industrial del Ecuador , sin embargo desde comienzos del los años 80's se observa una cierta tendencia a disminuir el incremento de las empresas. En las gráficas 4.7 , 4.8 , 4.9. se indican diversas características de las empresas ecuatorianas , que se ha dado desde 1980 a 1988 .

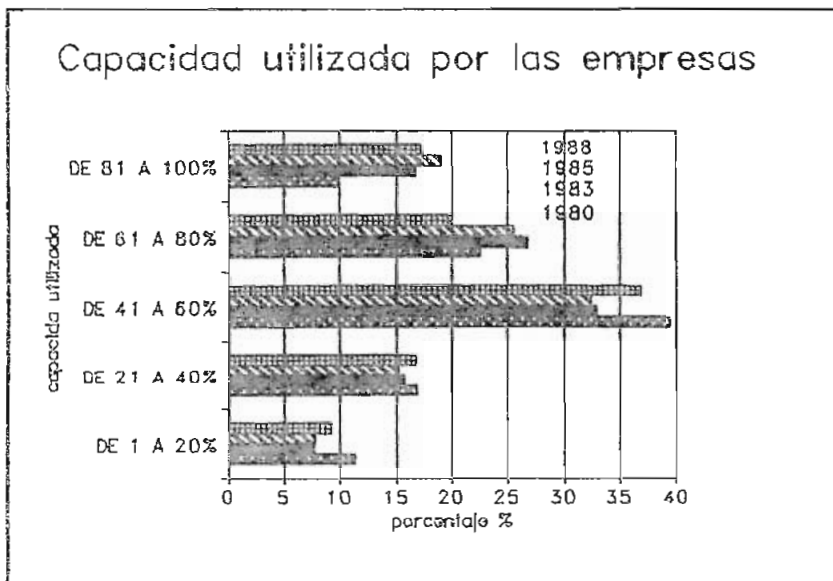


Figura 4.7

### Empresas segun el numero de empleados

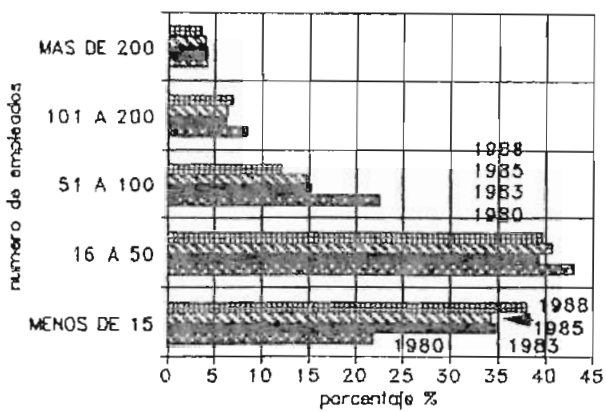


Figura 4.8

### CALIFICACION DEL PERSONAL

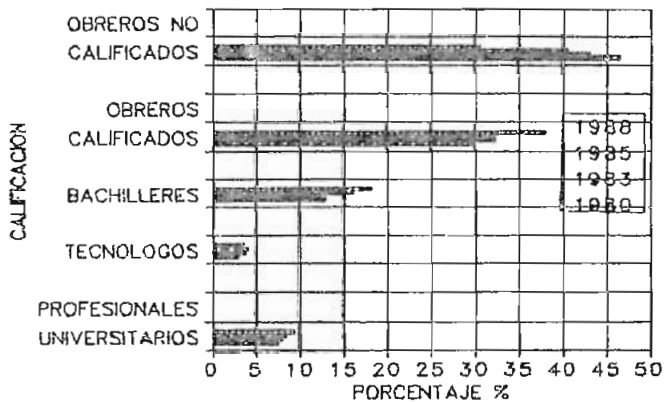


Figura 4.9

Hoy en día a puertas de una posible vinculación a un mercado subregional andino de nuestro país , las expectativas sobre el incremento de industrias son relativamente alentadoras. Esto vendría a ser un buen paliativo para los altos niveles de desempleo que existen en el medio , pero este hecho visto desde el punto de vista de ingeniería eléctrica no es tan optimista , ya que concomitantemente al crecimiento de las industrias se puede dar el aumento de los niveles de

contaminación armónica en las redes de distribución, puesto que en la modernización de las diversas maquinarias se emplean elementos semiconductores de potencia para hacerlas más compactas y eficientes ; lo que hace que la red vea en ellas cargas no lineales que generan armónicos.

Por último me gustaría dejar al lector como moraleja el siguiente relato que sucedió no hace ya muchos años. En el sector oriental de la ciudad de Quito (Vicentina Baja ) alguna vez existió una empresa que utilizaba cemento para la elaboración de Hormigón prefabricado ( HORMEC ) , la cual inicialmente estaba ubicada en un sector poco poblado al pasar del tiempo la contaminación ambiental que generaba la empresa fue haciendo muy molesta para el mayor número de habitantes que fueron sumándose al sector , llegó a un límite de la tolerancia por parte de la gran cantidad de moradores del sector que empujaron a la empresa a salir de la zona , causando como siempre prejuicios económicos a la empresa así como situaciones muy molestas para el municipio local . Si hacemos analogía de este caso con lo que está sucediendo con las diversas industrias que van rodeándose de conjuntos habitacionales , lo que se puede esperar a la larga es que sucedan hechos como los comentados arriba , pues la contaminación de armónicos en la red de distribución puede llegar a un límite de la tolerancia por parte de los moradores que se encuentren relativamente cerca de las industrias que generan este tipo de ondas distorsionadas que pueden empujar a situaciones engorrosas como estas , que se

puedan dar ante la despreocupación de las entidades pertinentes para controlar los límites de distorsión de onda de voltaje y corriente en la red.

#### *4.4 Conclusiones*

En este capítulo se han proporcionado datos estadísticos de las diversas empresas ecuatorianas que poseen cargas no lineales como son las soldadoras eléctricas, proporcionando la información de las ciudades donde existen mayor concentración de este tipo de equipo. La Ciudad de Quito tiene una mayor cantidad de este tipo particular de carga no lineal. El sector norte de la ciudad es el que contiene mayor número de empresas con este tipo de equipos, por lo que los problemas generados por los armónicos pueden aparecer con más frecuencia en esas zonas.

La posible integración al Pacto Andino de nuestro país puede ayudar a desarrollar las industrias nacionales, así como también coadyuvar al incremento del número de empresas en nuestro medio. Este desarrollo debe ser tomado muy en cuenta desde el punto de vista de la ingeniería eléctrica, puesto el número de cargas no lineales podrían incrementarse provocando problemas a las redes de distribución de las grandes ciudades de nuestro país.

## *CAPITULO 5*

*Discusiones*

*Recomendaciones*



## *Capítulo 5.*

### *Discusiones y recomendaciones*

En este trabajo que se ha realizado se han encontrado interesantes reportes sobre experiencias de campo sobre diversos de los temas tratados aquí en forma analítica. Los resultados de las pruebas casi siempre tienen cierta dispersión en cuanto a los resultados que se esperan. Esto debido ya sea a que no se utilizan equipos adecuados para la medición de los distintos parámetros de este tipo de ondas distorsionadas o simplemente por la inexperiencia de los investigadores sobre el tema.

Otro punto que me llamó mucho la atención es que no se realizan pruebas sobre la pérdida de vida útil de los equipos bajo la influencia de los armónicos, si bien el aumento de las pérdidas que provocan incrementos de temperatura hacen suponer que existe una reducción de su tiempo útil, sin embargo no se ha cuantificado en que medida se dá esto. En este trabajo se ha hecho una *estimación* de la pérdida de vida útil para transformadores, sin embargo valdría la pena averiguar si estos valores dados se ajustan a la realidad, bajo estas condiciones particulares.

La mayor parte de los equipos de medición normalmente aceptan una distorsión de la onda de hasta un 5 % con respecto a la fundamental, sin embargo como se puede notar en este trabajo, los límites esperados de distorsión de onda

pueden superar hasta en un 25 % este valor , con lo que las mediciones tomadas con este tipo de equipos suelen ser sustancialmente diferentes a las que se pueden esperar al hacer mediante cálculos estimativos.

En su mayoría los trabajos que se han encontrado se analizan las cargas no lineales tomando como referencia las originadas desde equipos electrónicos de potencia , y desde transformadores saturados de potencia mediana (KVA) , sin tomar en cuenta a otras cargas no lineales como las soldadoras eléctricas que quizá son las que más daño pueden causar al usuario dada su cercanía y fácil utilización en el país.

Si extendemos el análisis que se han realizado a equipos caseros , a manera de *'interpolación'* , podemos notar que es en estos aparatos donde más pueden influir los armónicos en nuestro medio.

Se ha comprobado en que cuando se realizan trabajos de cerrajería ( utilizando soldadoras eléctricas ) en sitios cercanos a la nuestras viviendas se produce un parpadeo de la iluminación ( flicker ), lo cual muestra que la onda de voltaje contiene armónicos , que también ingresan a los aparatos electrónicos. Con la continua utilización de este tipo de alimentación desde la red los primeros en dañarse son los televisores seguidos de los equipos de sonido y por último de las mismas lámparas (focos) de la vivienda.

Como se pudo ver en el capítulo segundo sobre la influencia de los armónicos en transformadores , el efecto principal que provocan los armónicos era el incremento de las pérdidas en el transformador , como consecuencia de esto se dá un aumento de los niveles de temperatura lo cual a su vez va minando los elementos de aislamiento. Obviamente guardando las distancias entre las capacidades (KVA's) de los transformadores de potencia y los que existen en un circuito de alimentación de continua del televisor o un equipo de sonido casero , pero existe un efecto similar en estos aparatos a pequeña escala pues los principios que se utilizan son los mismo.

Alguna vez tuve la oportunidad de curiosear un televisor casero dañado , me llamó mucho la atención que en el interior de este habían dos tipos transformadores , uno para la fuente de alimentación de continua y el otro para utilización en el tubo de imagen. El uno por lo que pude investigar corresponde a un transformador reductor y el otro corresponde a un transformador elevador de voltaje (fly-back) de hasta varios miles inclusive. Durante el desarrollo del trabajo pude notar que una de las fallas que podrían darse en este tipo de aparatos parecen ser en uno de estos elementos del aparato de televisión, ya que las pérdidas en un transformador se incrementan al tener ondas distorsionadas consecuentemente con el tiempo la destrucción del transformador es inminente , en especial del llamado fly-back. Que decir del tubo de imagen (pantalla) , el cual inclusive puede dañarse irreparablemente debido a la continua

inyección de armónicos desde el transformador de alto voltaje. Pude comprobar esta anterior hipótesis en un televisor de un amigo que habita por el sector sur de la ciudad de Quito (Chillo Gallo) pues en su sector existen una gran cantidad de industrias metalmecánicas las cuales inyectan armónicos en la línea de alimentación a su vivienda. Con la continua utilización de esta forma de onda desde la red en su televisor, este dejó de funcionar. El diagnóstico técnico que se le dió sobre daño de su aparato reveló que el tubo de imagen estaba 'quemado' y que por lo tanto era necesario realizar un cambio.)

La interferencia que provoca el efecto corona ha sido ampliamente estudiada desde hace ya muchos años, este fenómeno podría decirse que se lo ha estudiado casi en régimen sinusoidal, sin embargo no se han encontrado estudios sobre el efecto corona pero con ondas de voltaje distorsionadas periódicas ( figuras 2.3.10 ), puesto que el efecto corona produce interferencia en sistemas de comunicación y como se hizo notar en el capítulo tercero los armónicos también generan interferencia inductiva, sería interesante conocer cual sería el efecto combinado de esta amalgama de interferencias sobre sistemas de comunicación.)

Durante el curso de electrónica de potencia I se diseñan circuitos de disparo de tiristores sincronizados con la red a 60 Hz, donde el elemento que proporcionaba esta característica era un arreglo de diodos al cual se lo llama

detector de cruce de ceros. Este circuito se lo usa a nivel industrial también suponiendo un medio en las líneas de características sinusoidales. Al aparecer armónicos en la red este dispositivo puede presentar problemas pues el 'cruce de cero' ya no es el mismo debido a la forma de onda del voltaje , consecuentemente el equipo que utilice este tipo de circuito podría presentar problemas . Esto también me recuerda que no solamente en el disparo de tiristores pueden darse estos problemas debidos a los armónicos , pues en los circuitos de disparo de interruptores de potencia pueden darse malas operaciones , pues en el *cruce de cero* según las figuras 2.3.10. ocurre un súbito incremento de corriente lo que puede crear muchos problemas por el sobrevoltaje que se puede dar entre los electrodos , temas como estos valdrían la pena estudiarlos con mayor detenimiento.

Se observado que muchos de los reportes que se han revisado utilizan el principio de superposición de una manera muy amplia para encontrar los valores de pérdidas totales debidas a la inyección de armónicos en la red sobre transformadores o máquinas rotativas , esto quizá es un buen paliativo en nuestro medio , pues el contar con analizadores de magnitudes con formas de ondas muy distorsionadas , resulta de costo prohibitivo. Según esta consideración al hacer pruebas a nivel individual de las frecuencias y magnitudes de los diversos armónicos más prominentes de una onda distorsionada periódica se puede estimar de una manera aproximada las pérdidas totales sin tener que utilizar

instrumentos muy sofisticados. Sin embargo sería interesante el conocer en que medida es aplicable el principio de superposición en circuitos no lineales ; pues no se presentan valores comparativos de pérdidas totales medidas con instrumentos apropiados para ondas distorsionadas y aplicando el principio de superposición. Si bien en [42] se han proporcionado valores obtenidos de pérdidas bajo influencia de formas de ondas conteniendo un solo componente armónico añadido a la fundamental creo que no amerita una generalización del método , pues ya que se trata de cargas no lineales se deberían proporcionar mayores datos con un mayor número de armónicos en la forma de onda que se inyecte en el equipo a estudiar , que apoyen esta consideración.

Estimo que la mayor cantidad de pruebas sobre la influencia de los armónicos , se deberían realizar sobre equipos de mediana capacidad , en especial de características trifásicas, pues no se tiene muchos reportes al respecto , esto quizá debido a que por experiencia de otros países utilizan ( prevención ) transformadores con las adecuadas conexiones en zonas propensas a sufrir de armónicos con lo que reducen significativamente las molestias por armónicos y así como también obtienen un ahorro económico ante posibles daños en sus transformadores. Un análisis de las diversas conexiones de transformadores trifásicos bajo influencia de los armónicos podrían servir ( corrección ) a países como el nuestro donde no se toma en cuenta aún el efecto que podría causar la excesiva contaminación armónica en las redes de

distribución .

Igualmente sería interesante conocer cual sería la disminución del tiempo de vida útil de un transformador o una máquina rotativa sujeta a sobrecargas y a la acción de los armónicos de voltaje simultáneamente. Según [38] la pérdida de vida por sobrecarga de un transformador para una duración de 24 horas de duración del pico es de hasta un 1 % , sin embargo en condiciones no sinusoidales supongo que deberá darse una mayor pérdida del tiempo útil del equipo ; *¿ en cuanto ?* , valdría la pena conocerlo.

Sobre los relés de protección de distancia no se tiene un panorama muy claro sobre su desempeño frente a corrientes armónicas , aunque algunas consideraciones y parámetros al respecto de estos elementos se comentan en el segundo capítulo no obstante quedan flotando algunas ideas , como el sobre-alcance , sub-alcance , zonas de incierto funcionamiento y la influencia sobre el tipo de relé sea este estático o electromecánico.

En el desarrollo de este trabajo se han considerado condiciones de balance en las líneas que contienen armónicos, el conocer cuales serían las implicaciones del desbalance y aparición de armónicos simultáneamente sobre las redes es muy importante , pues como se conoce el efecto de los armónicos tiene una similitud con los efectos que provocan los voltajes desbalanceados , y el efecto combinado podría ser muy dañino

especialmente para las máquinas rotativas.

A continuación se proporcionan algunas recomendaciones que se deberían tomar en cuenta frente a la aparición de los armónicos en las redes de distribución , en el capítulo III se han sugerido también varias medidas correctivas y preventivas frente a la aparición de los armónicos en la red de distribución .

#### - *Equipos*

Es recomendable contar con el equipo adecuado para un estudio de los armónicos sobre las redes de distribución.

Obviamente cuando se tienen ondas muy distorsionadas es necesario contar con instrumentos que midan el verdadero valor rms (Trms) y que no presenten problemas con el ángulo de fase de los armónicos . Para el monitoreo de estas formas de onda particulares se debe contar con los siguientes equipos :

- Amperímetros y voltímetros monofásicos .
- Vatímetros , varímetros , monofásicos y trifásicos .
- Medidores de flicker (parpadeo) monofásicos .
- Osciloscopios , de una y dos puntas de entrada .
- Analizadores de espectros monofásicos .
- Relés de secuencia simétrica .
- Analizadores trifásicos .



En [13] se sugiere un modo interesante para la utilización de estos equipos de manera más adecuada .

- Se debe evitar tener voltajes desbalanceados en las redes , pues el efecto que produce sobre motores rotativos sumado a que puede provocar los armónicos sobre la máquina pueden incrementar la pérdida de la vida útil del equipo.
  
- Al instalar bancos de condensadores se debe tener mucho cuidado que no estén desbalanceados pues crearían mayor campo de acción de los armónicos.
  
- Se debe instalar filtros y otros dispositivos que reduzcan los armónicos sobre las redes de distribución a nivel de la carga lineal que los produce (Anexo C).
  
- Para evitar interferencias de ruido provocadas por armónicos en circuitos de comunicación una opción puede ser el utilizar otros medios de transmisión como por fibra óptica .
  
- Es recomendable desarrollar un programa digital que realice un flujo de potencia armónico , para las siguientes aplicaciones:
  - a) Diseño y ubicación de filtros de armónicos .
  - b) Para la corrección del factor de potencia y despacho de potencia reactiva.

- c) Cálculo de pérdidas en las líneas de transmisión .
- d) Para establecer normas de máximos contenidos de corrientes armónicas en la red .
- f) Para aplicaciones en el análisis de la interferencia en las comunicaciones y así como para ayudar a reducir estos efectos.

Las referencias [80]-[85] son una excelente fuente de consulta para el desarrollo de un algoritmo de flujos de potencia armónico.

- Es necesario crear un reglamento similar al que se aplica para la penalización del bajo factor de potencia , dirigido a la distorsión de la forma de onda de corriente y/o voltaje producida por las industrias .
- Igualmente es necesario buscar una re-ubicación del parque industrial hacia sitios apropiados , lejos de conjuntos habitacionales , a fin de evitar molestias en estos usuarios por los armónicos que pudieran generarse desde estas industrias.
- La coordinación entre Municipios y Empresas Eléctricas debe ser tal que se proyecten adecuadamente los conjuntos habitacionales de tal manera que las zonas industriales no se encuentre en el centro de zonas residenciales.
- El controlar las llamadas metalmecánicas dispersas en la ciudad se hace necesario. Pues estas producen una

distorsión en la onda de voltaje desde sus soldadoras eléctricas. En caso de no darse el control sobre su crecimiento o en su re-ubicación , al menos proveerles de filtros adecuados a estas metalmecánicas , a fin de que no afecten a los usuarios del servicio eléctrico más cercanos.

- El crear un departamento que corrija , legisle o reduzca estos problemas de armónicos en las distintas Empresas Eléctricas del país es necesario que se dé , pues es competencia de estas entidades el proveer un servicio eficiente y no un asunto particular del usuario de la red de distribución.
- Se debería crear un decreto que indemnice al usuario de la red eléctrica que resulte afectado por daños en sus equipos eléctricos y electrónicos debido a los armónicos de la red de distribución.
- Es recomendable prever las apropiadas medidas **preventivas** a tomar las debidas medidas **correctivas** frente a la aparición de los armónicos.
- Ante un inminente reajuste tarifario a los diferentes sectores , igualmente se debería **exigir** a las diversas Empresas Eléctricas que suministran la energía al usuario , que provean de un servicio lo más aceptable , tanto en la forma de onda que suministren como en la confiabilidad.

## ANEXOS

- Anexo A. *Definiciones de potencia : Discusión*
- Anexo B. *Principales equipos que generan armónicos de voltaje y corriente*
- Anexo C. *Medios disponibles para reducir los problemas de armónicos*
- Anexo D. *Listado de programas digitales*

*Definiciones de Potencia : Discusión*

Desde 1929 que se tienen definiciones generales de la potencia expresadas de la siguiente manera :

$$S = V * I = \sqrt{\sum_{h=1, m=1}^{\infty} V_h^2 I_m^2} \quad \{a1\}$$

$$Pot. \text{ prom.} = \frac{1}{T} \int_0^T v * i \, dt = \sum_{h=1}^{\infty} V_h I_h \cos \phi_h \quad \{a2\}$$

$$Q = \sum_{h=1}^{\infty} V_h I_h \text{ sen } \phi_h \quad \{a3\}$$

de donde para  $h=1$  tenemos las ya muy conocidas relaciones de potencia para el caso sinusoidal , de donde el factor de potencia ( f.p ) se define inmediatamente como la relación de la potencia promedio P para la potencia aparente S.

$$f.p. = \frac{P}{S} = \cos \phi \quad \{a4\}$$

este factor al igual que la llamada potencia reactiva (Q) indican solamente una relación matemática de cuanto se ha aprovechado de la potencia proporcionada desde la red , sin ningún significado físico <sup>1</sup> . A partir del f.p. se puede

---

<sup>1</sup> Se suele decir definir a la potencia reactiva en el caso sinusoidal como la potencia que fluye entre la carga y la fuente, involucrando con esto una posible explicación de la propiedad de conservación de la energía.

apreciar la potencia no aprovechada , y así como también da un parámetro para la 'corrección' de los valores de Q para obtener un f.p. cercano a la unidad , utilizando elementos pasivos tales como condensadores o inductores en paralelo con la carga. Las definiciones dadas para la potencia reactiva tienen una relación muy estrecha con el factor de potencia. La potencia aparente (S) luego de la corrección del factor de potencia representa casi en su totalidad a la potencia promedio consumida por la carga (resistencia) , consecuentemente se tienen un valor mucho menor que el valor anterior de S.

En condiciones no sinusoidales puede decirse que la potencia activa se ajusta muy bien a las definiciones dadas , pues respeta el criterio de conservación de la energía , sin embargo 'el resto' de la potencia no consumida , no se la definido adecuadamente , o tal vez se ha definido para ajustarse a convenientes definiciones como las siguientes

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad \{a5\}$$

donde D es la llamada potencia de distorsión.

Considero que una definición de potencia reactiva en condiciones no sinusoidales debe tener como base el mejoramiento del factor de potencia y así como también el dar un significado físico adecuado , pues como se puede ver en condiciones sinusoidales la potencia reactiva indica la potencia 'no aprovechada' y que por lo tanto se debe buscar una disminución de esta potencia mediante aditamentos como los indicados anteriormente.

Al reemplazar en la ecuación del factor de potencia {a4} para condiciones no sinusoidales, sus valores P, S se obtiene lo siguiente

$$f.p. = \frac{\sum_{h=1}^{\infty} I_h V_h \cos \phi_h}{\sum_{h=1}^{\infty} V_h^2 \sum_{m=1}^{\infty} I_m^2} \quad \{a4.1\}$$

dado que la carga en un sistema de potencia es generalmente inductivo, al igual que en condiciones sinusoidales se puede encontrar los valores de los condensadores que permitan mejorar el factor de potencia a un valor superior, mediante

$$C = - \frac{\frac{1}{\omega} \sum_{h=1}^{\infty} V_h I_h \sin \phi_h}{\sum_{h=1}^{\infty} V_h^2 * h} \quad \{a6\}$$

Es conveniente partir de un ejemplo para analizar de mejor manera estas últimas relaciones.

Si se asume que se tiene un voltaje y una corriente no sinusoidales de las siguientes características :

$V_1 = V_7 = V_9 = 100 \text{ V}$
$I_1 = I_5 = 1 \text{ A}$
$\phi_1 = -\pi/3 \text{ rad.}$
$\omega = 60 \text{ rad/s}$

de la ecuación a6 tenemos que

$$C = - \left( \frac{1}{60} \right) * \frac{100 * 1 * (-0.866025)}{100^2 + 100^2 * 7 + 100^2 * 9} = 8.49 \mu F.$$

el ángulo de fase de cada uno de los armónicos de la corriente armónica resultante está dado por

$$\phi_h' = \arctang\left( \frac{V_h * h\omega C + I_h \text{sen}\phi_h}{I_h \text{cos}\phi_h} \right) \quad \{a7\}$$

aplicando a nuestros valores tenemos que

$$\phi_{1'} = -58.47^\circ \quad \phi_{7'} = \phi_{9'} = 90^\circ$$

los valores efectivos de los armónicos de corriente son calculados desde la expresión

$$I_{h'} = \sqrt{(V_h h \omega C)^2 + 2 V_h I_h^n \omega C \text{sen}\phi_h + I_h^2}$$

$$I_{7,9} = V_h h \omega C$$

$I_{1'} = .992987$
$I_{7'} = .356580$
$I_{9'} = .458460$

La potencia aparente S calculada antes y después de la compensación de Q es respectivamente .

$$\sqrt{((100^2 + 100^2 + 100^2)(1^2 + 1^2))} = 245 \text{ VA}$$

y

$\sqrt{((100^2 + 100^2 + 100^2)(.9929^2 + .35658^2 + .45846^2 + 1^2))} = 264 \text{ VA}$   
 puesto que la potencia activa no es afectada por la inclusión



del condensador , entonces tenemos que la compensación que se ha realizado ha deteriorado el factor de potencia aún más. Como se verá una compensación del factor de potencia bajo esta definición de 'potencia reactiva' no es conveniente , ya no que proporciona una adecuada información sobre el modo de compensar una carga bajo condiciones de corriente y voltaje no sinusoidales como un caso general , más aún no proporciona un significado físico alguno.

Existen varios investigadores que sugieren 'definiciones' diversas para la potencia reactiva de sistemas no sinusoidales, entre los que se puede citar los siguientes :

$$S_x = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h^2 \sum_{h=1}^{\infty} (I_h \text{sen}\phi_h)^2}$$

Esta definición si bien es una buena representación matemática de la potencia reactiva no aporta nada con respecto a dar una interpretación física adecuada. En base a esta posible definición según [87] se puede llegar a obtener valores del factor de potencia relativamente buenos , pero no muy cercanos a la unidad. A pesar que [86] utiliza también esta 'definición' no le proporciona mucha importancia a este hecho , además que en forma similar [87] concluye que la representación sugerida no tiene significado físico alguno.

La referencia [86] recomienda que se le de más importancia a la minimización de la potencia aparente mediante la diferenciación con respecto a C (capacitancia) de la

siguiente expresión

$$S = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h^2} \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} (I_h^2 + (V_h h \omega C)^2 + 2 V_h I_h h \omega C \sin \phi_h)}$$

Al igualar a cero esta expresión se obtiene , según [86] , un valor óptimo del condensador que mejora relativamente el factor de potencia bajo condiciones no sinusoidales.

$$C_{opt} = - \frac{\frac{1}{\omega} \sum_{h=1}^{\infty} V_h h I_h \sin \phi_h}{\sum_{h=1}^{\infty} (V_h h)^2}$$

Otra relación que se sugiere en [88] como una definición de potencia reactiva es la siguiente

$$Q_L = \omega_L \sum \frac{U_h I_h \sin \phi_h}{\omega_h}$$

$$Q_C = \frac{1}{\omega_C} \sum \omega_h U_h I_h \sin \phi_h$$

donde las relaciones corresponde a las potencias reactivas inductiva y capacitiva. En [88] se dá esta formulación matemática de potencia reactiva , sin aportar significado físico alguno. En este trabajo [88] se describe además un instrumento que se supone puede obtener valores de  $Q_L/\omega_L$  o  $Q_C*\omega_C$  y que puede ayudar a corregir el factor de potencia , al colocar de forma iterativa capacitores hasta alcanzar valores relativamente buenos del factor de potencia . En este

artículo se ha tomado en cuenta solamente un número particular de armónicos , además de que se indica que no tiene un buen ajuste para formas de onda muy distorsionadas.

Siguiendo con esta revisión tenemos al modelo sugerido por la referencia [89] , en la cual

$$Q_r = | u | | i_r |$$

$$i_r = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left( \sum_{h \in M} j B_h U_h e^{j n \omega_1 t} \right)$$

esta definición puede resultar prometedora siempre y cuando se apoye de una buena instrumentación para la medida de los parámetros indicados. Aquí  $B_h$  es la susceptancia de la carga a frecuencias armónicas ,  $U_h$  es el voltaje rms correspondiente a esa frecuencia. Esta definición combina las dadas en [86][87] y su significado físico es más o menos bueno , pues utiliza las características de la carga. El factor de potencia según esta definición puede ser mejorado ya que si se aplica una susceptancia  $B_{xn} = -B_n$  se puede teóricamente obtener una corriente reactiva igual a cero

$$| i_r | = \sqrt{\sum_{n \in M} (B_h + B_{xn})^2 U_h^2}$$

con lo que la potencia reactiva sería igual a cero . Como la potencia de distorsión no puede ser compensada , el suprimir la potencia reactiva es un buen avance para mejorar el factor de potencia. No obstante este aparente progreso , en este

trabajo [89] no se proporciona una idea clara de como se define en el factor de potencia según esta definición , pues como lo indica en la siguiente relación

$$f.p. = \frac{P}{S} = \frac{|i_{activa}|}{\sqrt{|i_{activa}|^2 + |i_S|^2}}$$

$$|i_S| = \sqrt{\sum_{n \in M} (G_h - G_e)^2 U_h^2}$$

se puede notar el factor de potencia está formado por corrientes dependientes de las conductancias de la carga y de la línea , pero en ningún momento involucra a la corriente 'reactiva' lo que hace suponer que al darse la compensación  $B_{xn} = -B_n$  el factor de potencia se va a mejorar ' *per se* ' , pues por el mero hecho de que la *potencia reactiva* ya se ha compensado , aún cuando no aparesca dentro del f.p. la corriente  $|| i_r ||$ . Además de esta observación , el autor comenta que esta definición no es tan apropiada cuando se tengan formas de onda muy distorsionadas.

Como se puede ver de esta breve revisión , la potencia reactiva en situaciones no sinusoidales no tiene aún un concepto adecuado que indique de forma similar al régimen sinusoidal un significado físico y una representación matemática conveniente , que además involucre una mejoramiento del factor de potencia , sin embargo las definiciones sugeridas son un buen avance hacia la obtención de un concepto de manera más general. Creo que estas

consideraciones se debería comentarlas en los cursos superiores respectivos para que se pueda promover de este modo la investigación sobre estos tópicos.

## ANEXO B

### *Principales equipos que generan armónicos de voltaje y corriente*

Al hablar de armónicos se imaginan ondas periódicas con formas simétricas viajando por las líneas de un sistema de distribución o transmisión de potencia. Sin embargo existen cargas que generan armónicos por así decirlo , en forma discreta , pues los armónicos que generan no tienen la misma periodicidad una onda de otra , sin embargo esto no implica que no se le pueda incluir dentro del conjunto de cargas que generan armónicos de manera continua , como se verá más adelante existen cargas de este tipo , de las cuales comentaremos aquí.

Creo que sin duda alguna los *convertidores estáticos* son los principales generadores de armónicos en una red moderna . Pues la utilización de tiristores , GTO's , FET's , transistores de potencia ect. se ha proliferado aceleradamente en muchas de las industrias debido a su abaratamiento y relativa fácil implementación. Su utilización para la conversión AC / DC es muy utilizada ; mediante un arreglo adecuado de los elementos de conmutación como diodos o tiristores se obtienen formas de ondas en la línea con características similares a las ondas de las figura 2.3.11 ; las cuales pueden variar de acuerdo al ángulo de disparo de los tiristores y del número de pulsos que se tengan del arreglo. Cuando se tiene un mayor número de pulsos los

armónicos generados no son tan dañinos como los que se tienen cuando existe un número de pulsos menor en el arreglo.

La onda cuadrada como se vió en el capítulo segundo es la que más problemas pueda dar en transformadores ; motores y otros equipos , este tipo de ondas puedan generarse desde rectificadores monofásicos controlados o rectificadores que utilizan diodos principalmente.

En países desarrollados se suelen utilizar conversores AC/DC de gran potencia para la transmisión de corriente continua a distancias relativamente largas , los armónicos generados desde conversores de este tipo son un gran problema por la magnitud de las amplitudes de los componentes de una forma de onda característica de estos conversores. Dentro de este conjunto de equipos que utilizan tiristores , se encuentran también los conversores estáticos de frecuencia o cicloconvertidores , los cuales toman una fuente de frecuencia fija o DC , y convierten esta energía para proveer a una carga con diferentes frecuencias. La ciclo conversión está más relacionada con la conversión de la energía a una diferente frecuencia por sintetización de una onda de baja frecuencia desde secciones apropiadas de una fuente de frecuencia superior.

Las *soldadoras eléctricas* son probablemente la principal fuente de distorsión de las formas de onda en nuestro medio. Las soldadoras de tipo monofásico provocan mayor distorsión de la onda de voltaje que las soldadoras de características

trifásicas. Una forma de onda de corriente típica producida por un equipo como estos en la línea se muestra en la figura B1.

En muchos de los sectores residenciales existen pequeños talleres que utilizan soldadoras eléctricas, y aún cuando la capacidad de estos equipos es muy pequeña el parpadeo de la luz eléctrica se hace evidente casi de inmediato, en las viviendas contiguas a este taller. Como se comentó en el capítulo segundo, los motores absorben muy bien este parpadeo, es por esa razón que inclusive pueden ser usados como 'amortiguadores' del parpadeo ( flicker ), aunque a costa de un incremento de las pérdidas en los motores.

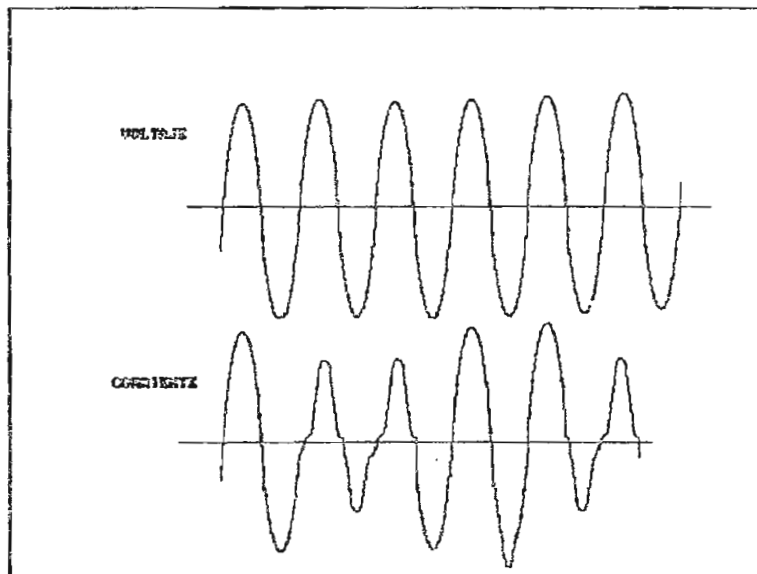


Figura B1. Forma de onda de un voltaje aplicado y corriente de carga de una soldadora de arco monofásica.

Los *hornos de arco* quizá puede parecer algún equipo nuevo, pero este equipo tiene muchos años de utilización en la fundición de metales, tales como el aluminio, cobre, acero entre otros. Un esquema básico es el siguiente (figura B2).



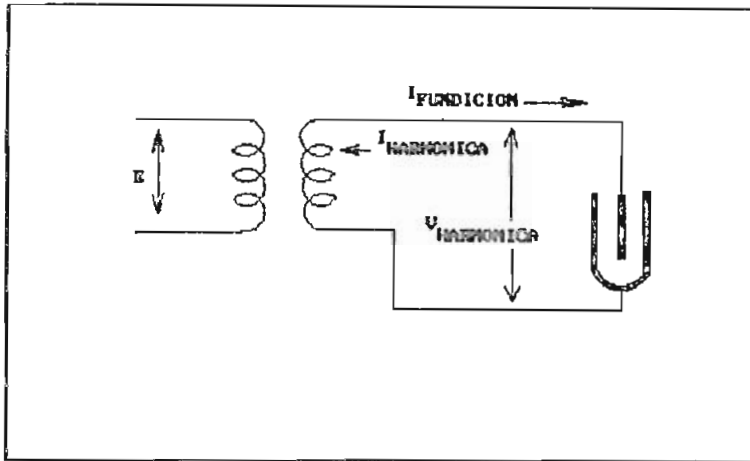


Figura B2. Esquema básico de un horno de arco . Se hace notar el voltaje y la corriente armónica generada .

Se suelen utilizar altos voltajes para producir el arco en los electrodos que contiene el crisol ; se dice que el arco producido durante la fundición del metal es muy inestable , esto provoca cambios repentinos en la corriente la cual a su vez provoca el parpadeo (flicker) del voltaje. Se ha encontrado que la relación entre el voltaje y corriente de arco y la longitud del arco tiene una característica no lineal similar a la figura B3.

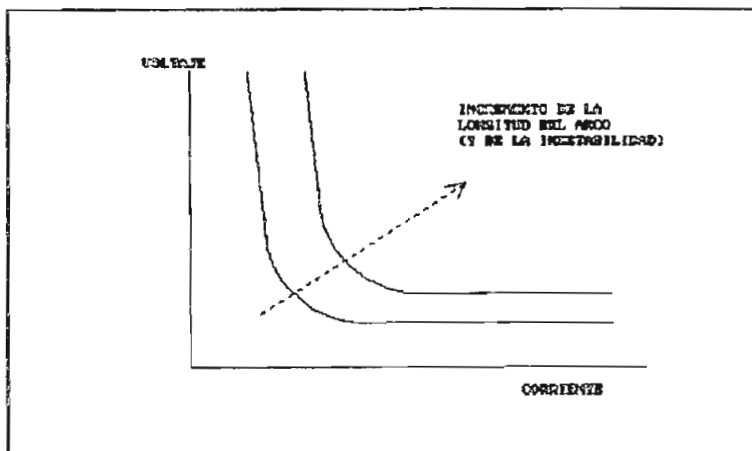


Figura B3. Característica del voltaje de arco vs. corriente de arco para longitud de arco constante.

Una forma de onda típica de un horno de arco se indican en la figura B4.

Las ondas de la figura B4 son correspondientes a las que se tienen en el horno el cuando se tiene el metal casi en estado liquido , en este punto la resistencia del arco causa una forma de onda de corriente como la indicada anteriormente ,

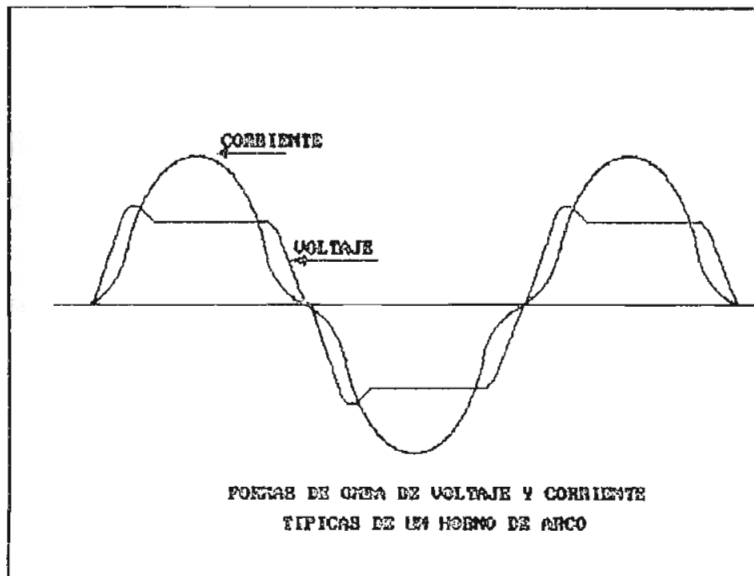


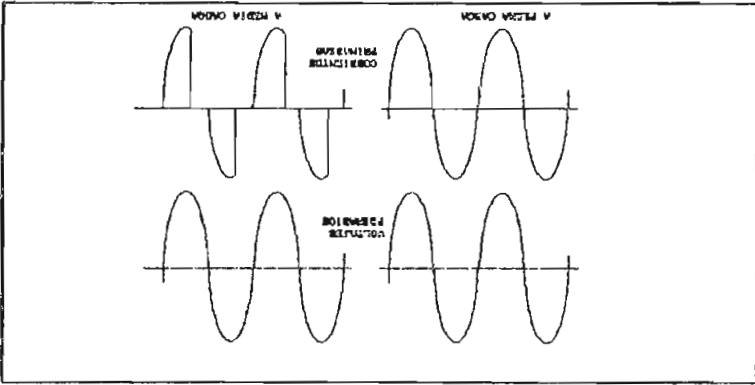
Figura B4. Forma de onda típica de un horno de arco.

en forma casi triangular , en cambio que el voltaje es similar a una onda cuadrada .

Los *reactores saturables* son elementos de control de la potencia de entrada de diferentes cargas como hornos de inducción o resistencias calefactoras , se suele conectar en serie con la carga . Consiste de múltiples bobinados AC y DC sobre un núcleo de hierro. El bobinado de DC controla el flujo en el núcleo así como la reactancia del devanado AC . Un esquema simplificado de este elemento es el siguiente (figura B5).

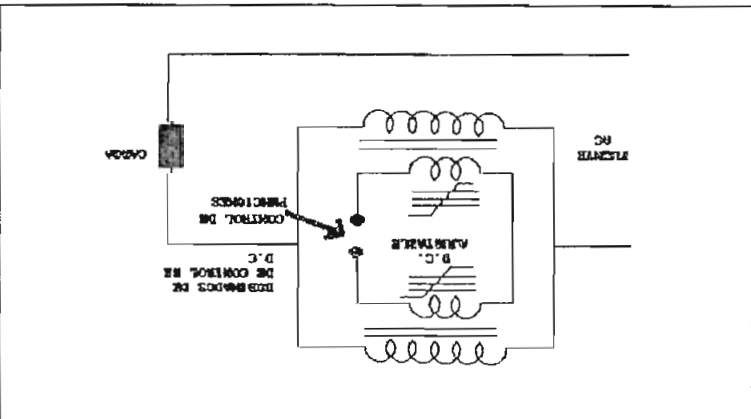
Esta gráfica anterior pertenece a un sistema en el cual la reactancia variable es integrada por tres núcleos monofásicos. Como se puede ver la onda resultante se parece a una forma de onda de un control con tiristores ( control de

Figuras B6. Formas de onda de un reactor saturable con una carga resistiva .



El cambio continuo de la reactancia efectiva en cada ciclo provoca la distorsión en las formas de onda de la corriente y voltaje . Para aplicaciones de potencia , cada núcleo de la figura B5 se lo hace trabajar en saturación durante cada ciclo y de ahí que viene el nombre de "saturado". La figura B6 muestra dos situaciones que se dan en los reactores saturables.

Figura B5. Esquema básico de un reactor saturable.



fase directo ) pero con menor distorsión de frecuencia y que además puede generar ruido electromagnético.

Podría también incluirse a las cargas no lineales de características monofásicas , las cuales de manera individual no causan cierta preocupación , sin embargo el factor de coincidencia de su uso es el que podría provocar problemas en los transformadores de distribución , por ejemplo en este tipo de cargas se encuentran los *controles de iluminación* de residencias , los cuales utilizan el control de fase directo (similar a la figura B6 , media carga ) para provocar diferentes intensidades en la iluminación ambiental . Otra de las cargas que pueden crear problemas son los reactores de arranque de lámparas de descarga.

Las *máquinas rotativas* pueden crear también distorsiones de las ondas cuando tiene defectos en los bobinados , o las barras de los rotores están en mal estado o si las resistencias del rotor devanado no están correctamente balanceadas.

La saturación en *transformadores* puede producir armónicos en estado estable tanto como armónicos transitorios y sobrevoltajes temporarios. Los armónicos en estado estable usualmente no se parecen a los producidos desde convertidores , quizá por esta razón su cálculo resulta algo difícil . Estos armónicos generados por efectos de la saturación en transformadores , dependen principalmente de la magnitud del

pico y forma de onda del voltaje terminal , el cual en cambio es influenciado por las corrientes armónicas y las impedancias de la red dependientes de la frecuencia. La corriente (inrush) que se produce al energizar un transformador por ser de característica transitoria no se la toma mucho en cuenta como una fuente de armónicos.

Existen *otras fuentes* de distorsión de la onda las cuales tienen períodos relativamente cortos de acción , como las siguientes :

- Reactores en paralelo que pueden entrar en resonancia con las capacitancias de la línea de transmisión asociadas , en la desenergización.
- En un medio conteniendo armónicos los condensadores en paralelo pueden entrar en resonancia con la reactancia inductiva efectiva del sistema a frecuencias armónicas , al darse esto la distorsión de la onda de voltaje puede ser mayor que la que anteriormente se tenía sin condensadores.
- La ferrosresonancia es una fuente potencial de distorsión y de voltajes transitorios. Ocurre cuando una fase de un transformador se encuentra abierta. La resonancia se puede dar en este caso entre la impedancia de magnetización y la capacitancia de acoplamiento del sistema a la fase aislada del transformador.

- Fallas en general.

Un acopio de las fuentes de distorsión de las ondas de voltaje y corriente es el siguiente :

- Cargas no lineales

- Rectificadores
- Rectificadores controlados
- Conversores estáticos de frecuencia
- Reactores saturados
- Hornos de arco
- Soldadoras eléctricas

- Fuentes de desbalance de fase

- Cargas monofásicas lineales
- Cargas monofásicas no lineales
- Transformadores en delta abiertos
- Conductores de potencia no transpuestos
- Fusibles de capacitores abiertos

- Corrientes de excitación

- Condiciones normales
- Condiciones sobreexcitadas
- Ferroresonancia

- Resonancia

- Paralela
- Serie

- Otras fuentes

- Sobrevoltajes desde interruptores
- descargas atmosféricas
- fallas
- salidas o entradas de grandes cargas
- Corriente DC en circuitos AC.

*Medios disponibles para reducir los problemas de armónicos.*

La completa minimización de la distorsión de la onda no es generalmente justificable , por lo que lo primero que se debería hacer es determinar si la distorsión es lo suficientemente excesiva para demandar una reducción de esta.

Con este objetivo se sugieren seguir los siguientes pasos :

- 1) Determinar el nivel de la distorsión de onda ambiental .
- 2) Localizar las fuentes de los armónicos en la red.
- 3) Evaluar las opciones para minimizar cualquier distorsión.
- 4) Iniciar las acciones correctivas..
- 5) Confirmar si es correcta la acción tomada.

En el listado de referencias se sugiere un gran número de reportes [93]-[117] referentes a filtros y otros aditamentos que se utilizan con el fin de reducir los armónicos , varios de estos métodos se comentarán brevemente ya que son muy interesantes.

Existen diversos medios para reducir los problemas producidos por los armónicos, muchos de estos medios además de ayudar a reducir los armónicos proporcionan potencia reactiva a sistemas industriales . De entre estos tenemos los



siguientes:

- Se comentó anteriormente que un banco de condensadores trifásico podía entrar en resonancia con la reactancia de la red a frecuencias armónicas ; si colocamos un reactor en serie con cada condensador haciendo que la frecuencia de resonancia este a valores de frecuencias bajas , por ejemplo  $< 300$  Hz (5<sup>o</sup> armónico ) se evitará que de esta forma la resonancia a frecuencias armónicas superiores . Si analizamos de una mejor manera esta solución planteada se puede ver que si formamos ramales compuestos de condensador y reactor (C-L) en serie para que entre en resonancia a las frecuencias correspondientes de los armónicos más severos ( 5<sup>o</sup>, 7<sup>o</sup>, 9<sup>o</sup>...) componentes de una onda distorsionada , se puede *'filtrar'* de esta manera los armónicos . Y efectivamente este es el principio que se utiliza para el diseño de filtros de los armónicos pues al entrar en resonancia el arreglo L-C crea un *'cortocircuito'* ficticio para esa frecuencia del armónico correspondiente y no le permite el paso de esa componente a la red . Se puede conjugar estos arreglos con un mejoramiento del factor de potencia para así optimizar de mejor forma los elementos de estos filtros . En las referencias mencionadas anteriormente existe un buen *'material'* para realizar diseños de estos filtros conjugando un mejoramiento del factor de potencia.

- Los motores sincrónicos pueden atenuar en algo el parpadeo de voltaje de la red , si se lo hace funcionar como motor sobreexcitado se puede inclusive mejorar en algo el factor de potencia.
  
- La utilización de las multifásas en convertidores (incremento en el número de pulsos) disminuye en gran manera los armónicos en las redes de distribución , aunque no mejore el factor de potencia sustancialmente , ya que según [104] el convertidor de 12 pulsos mejora el factor de potencia en aproximadamente 0.05 veces el factor de potencia de un convertidor de 6 pulsos.
  
- Los transformadores conteniendo un control del tap adecuado podrían eventualmente controlar las fluctuaciones del voltaje provocadas por cargas como hornos de arco o soldadoras eléctricas. Conjugando este tipo de equipos con motores sincrónicos sobreexcitados se puede mejorar el factor de potencia.
  
- En las referencias [105]-[107] se sugiere un método muy interesante para reducir los armónicos de una red. Al método se lo denomina de compensación armónica o compensación de flujo magnético en el núcleo de un transformador. Su principio se basa en la retroalimentación de los armónicos de la corriente armónica excepto la fundamental , para sumarlos adecuadamente en contrafase y de esa manera al sumarse se eliminan estos armónicos

quedando solamente la fundamental a la salida.

Las figuras C1a,b esquematiza el principio.

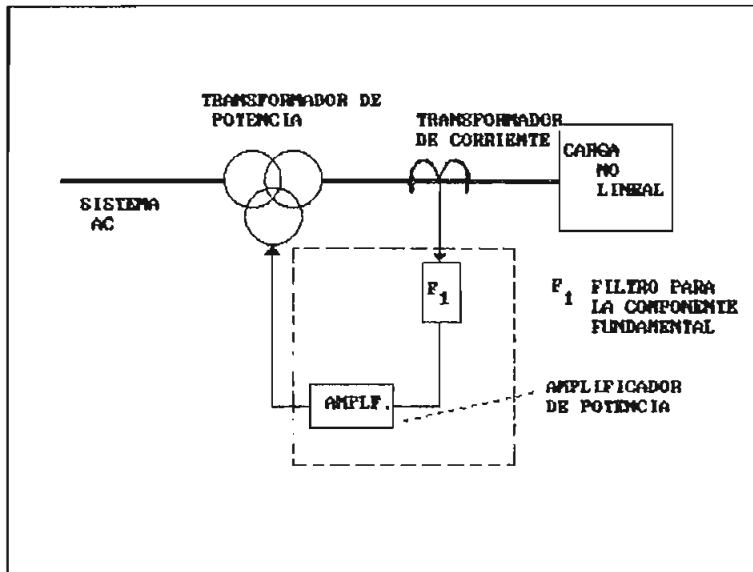


Figura C1 a. Figura ilustrativa del principio del nuevo método de eliminación de corrientes armónicas por compensación magnética.

La figura C1a muestra los elementos básicos para realizar la eliminación de las corrientes armónicas por compensación de flujo. El transformador de corriente permite obtener una muestra de la corriente armónica de la línea, la cual pasa por un filtro  $F_1$  el cual no permite que la frecuencia fundamental forme parte de la corriente a inyectarse en el núcleo del transformador. Luego de esta etapa de filtrado llega a un amplificador de potencia de suficiente capacidad que logra un desfase de cerca de 180 grados con respecto a la fase de la magnitud de entrada, para luego inyectar esta corriente en el núcleo del transformador, la cual creará un flujo en contrafase del flujo de la corriente de línea en el

núcleo del transformador logrando la cancelación de los armónicos excepto la componente fundamental, que teóricamente se tiene en el primario del transformador. En la figura C1b se esquematiza el diagrama de conexión monofásica del conjunto. Se puede notar que el transformador deberá tener cuatro devanados, el correspondiente al primario al secundario, y a los devanados de compensación.

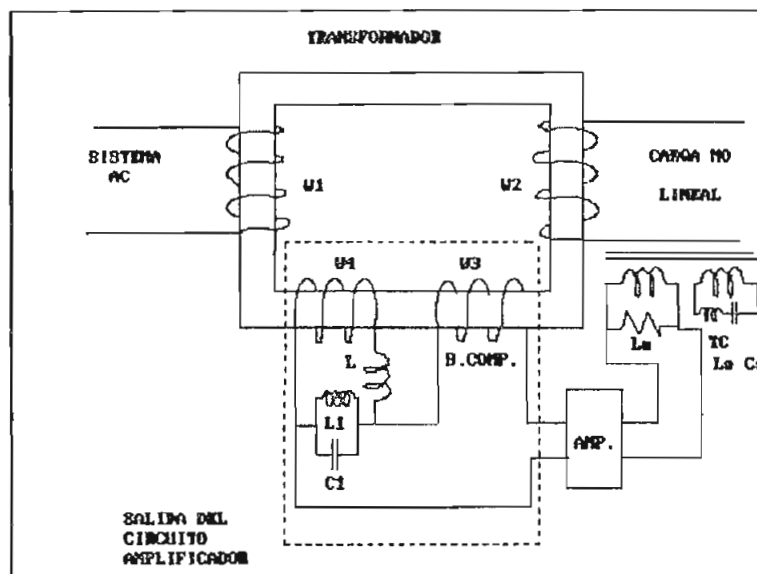


Figura C1 b. Compensación de flujo magnético y cancelación de voltaje usando un transformador de 4 devanados y circuito de resonancia paralela (diagrama monofásico).

En el devanado de compensación se puede notar al filtro (L1-C1) que impide que la componente fundamental ingrese con la corriente de compensación al núcleo del transformador.

Obviamente el método puede tener algunas dificultades técnicas por así llamarlas, pues como se puede apreciar

existen diversos equipos relativamente nuevos , como el transformador de potencia de cuatro devanados , el amplificador de potencia , el cual debe tener una suficiente salida para contrarrestar el flujo producido por la corriente de la línea conteniendo armónicos , sin contar con los diferentes controles de ganancia , detección de la señal , protecciones del alto voltaje de los elementos ect.

El método puede parecer muy caro pero creo que es una buena alternativa en la reducción de los armónicos.

## Programas Digitales

### FOU.EXE

Si bien toda forma de onda puede ser representada matemáticamente mediante una serie infinita de términos , como la serie de Fourier ; también es cierto que el manejo matemático se puede volver muy complejo y hasta engorroso en el estudio de formas de onda periódicas muy distorsionadas , este hecho hace que más bien para el análisis se recurra a descomponer la curva mediante instrumentos como son los analizadores de espectros que en muchos osciloscopios con cierto grado de refinación lo poseen. Sin embargo este dispositivo electrónico solamente se lo utiliza con este fin específico.

En la actualidad el computador es una herramienta que puede servir no solamente con un solo fin específico , si no más bien gracias a sus diversas facetas para analizar diferentes fenómenos , lo hacen ideal para adaptarse a los requerimientos que uno lo defina , quedando solamente la imaginación del programador aprovechar las ventajas de este equipo.

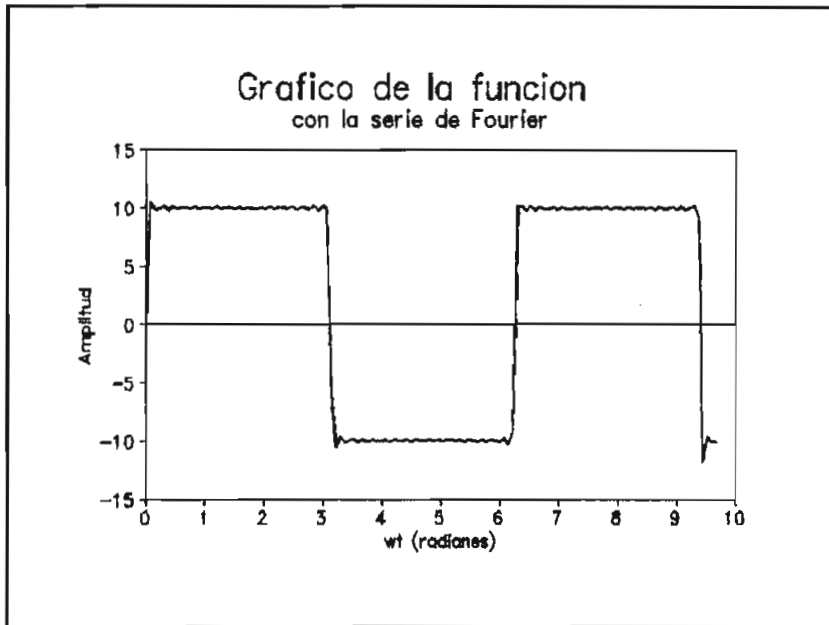
En este trabajo se ha desarrollado un programa digital , el cual obtiene los coeficientes de Fourier de cualquier forma de onda discretizada , esto significa que los datos de la forma de onda son ingresados en pares de datos ; el ángulo correspondiente al dato de la amplitud , y el valor mismo de la amplitud.

Las siguientes figuras muestran un ejemplo de una forma de onda ingresada y el espectro lineal obtenido ; estas figuras fueron realizadas con el utilitario Quattro Pro , con los datos de los archivos de resultados del programa FOU.EXE (Abreviación de FOURIER.EXE). El programa también las puede graficar sin embargo para fines de explicación se las indica aquí como se presentan en el programa .

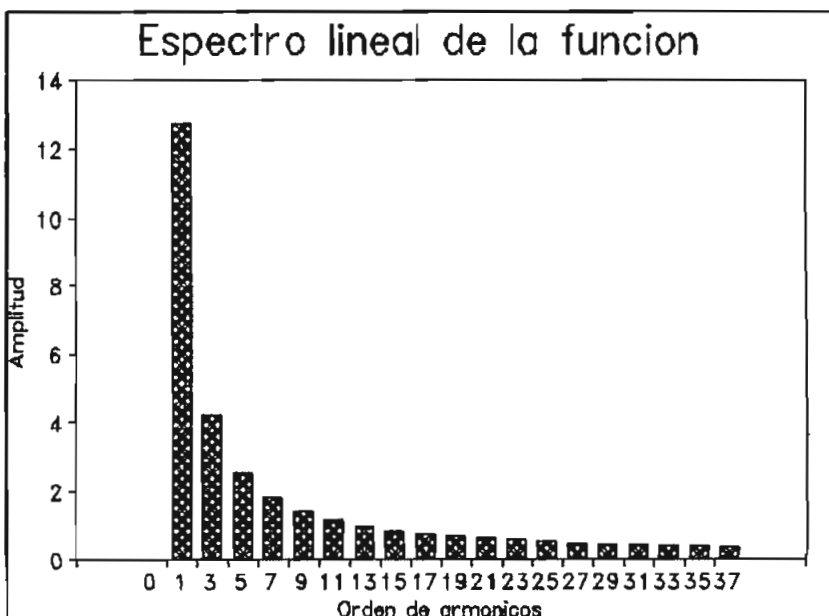
El archivo FO-AYUDA.EXE contiene todas las características de forma más explícita sobre las diferentes opciones del

programa y la forma como puede ingresarse los datos de las formas de onda.

Las siguiente forma de onda corresponde a una onda cuadrada , graficada con la serie de fourier , en base de los coeficientes de Fourier encontrados con el programa digital.



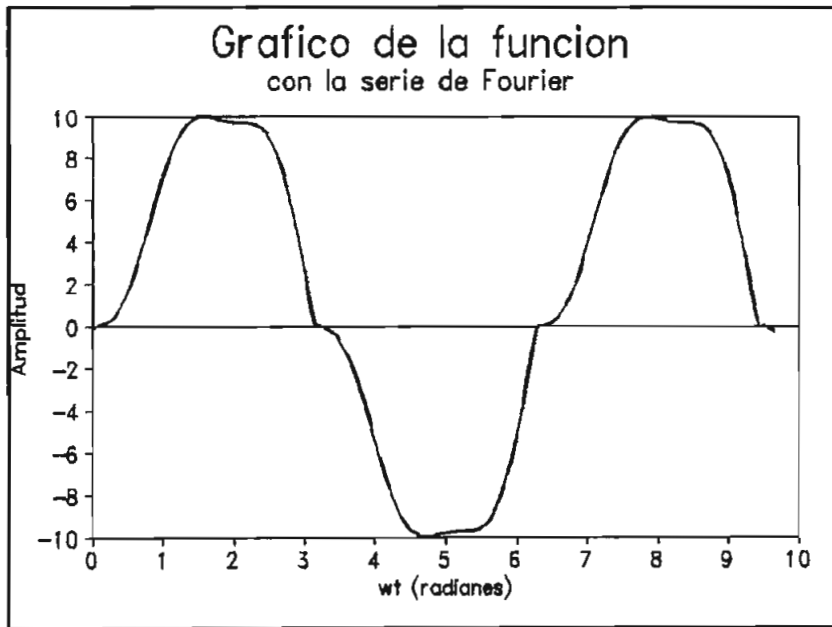
La siguientes figura corresponde al espectro lieal de la forma de onda cuadrada , en el programa digital se muestran con un valor nulo a los armónicos que no forman parte de la forma de onda.



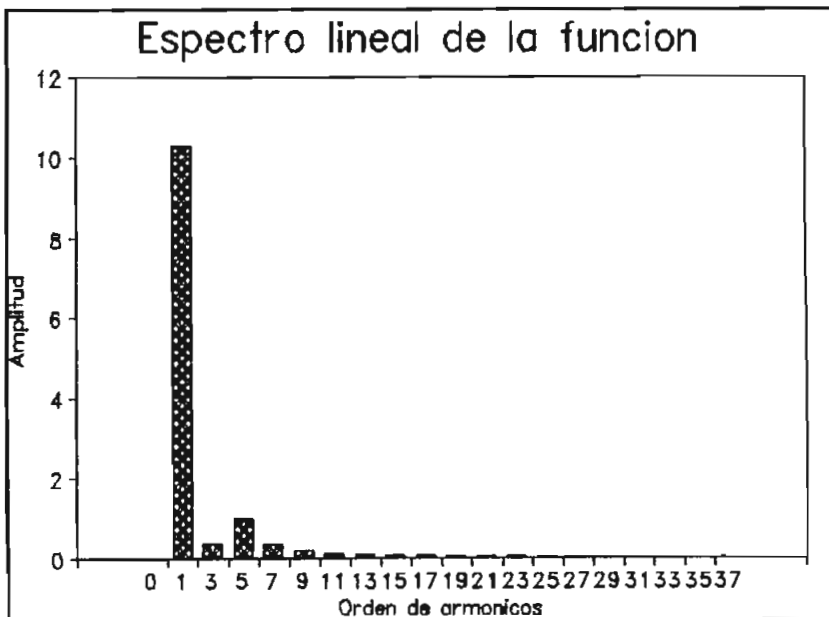
La siguiente forma de onda corresponde a la función

$$\text{sen}(x) * (1 - \text{cos}(x))^3$$

de la cual se han suministrado 74 datos de todo un período, y utilizando un programa en Qbasic se ha creado un archivo con el formato indicado en el programa digital y la extensión .PRN para ser recuperado con FOU.EXE y encontrado sus coeficientes de Fourier.

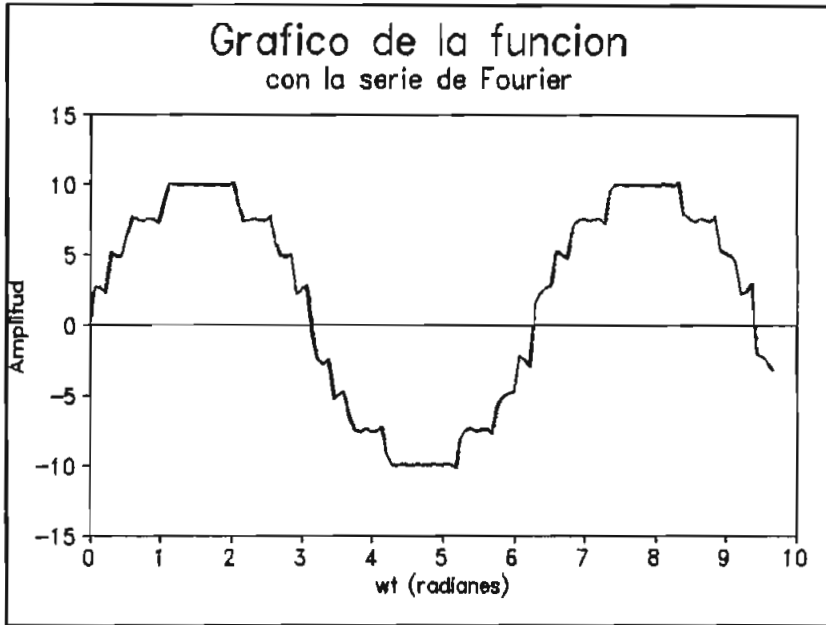


La siguiente figura corresponde a su espectro lineal

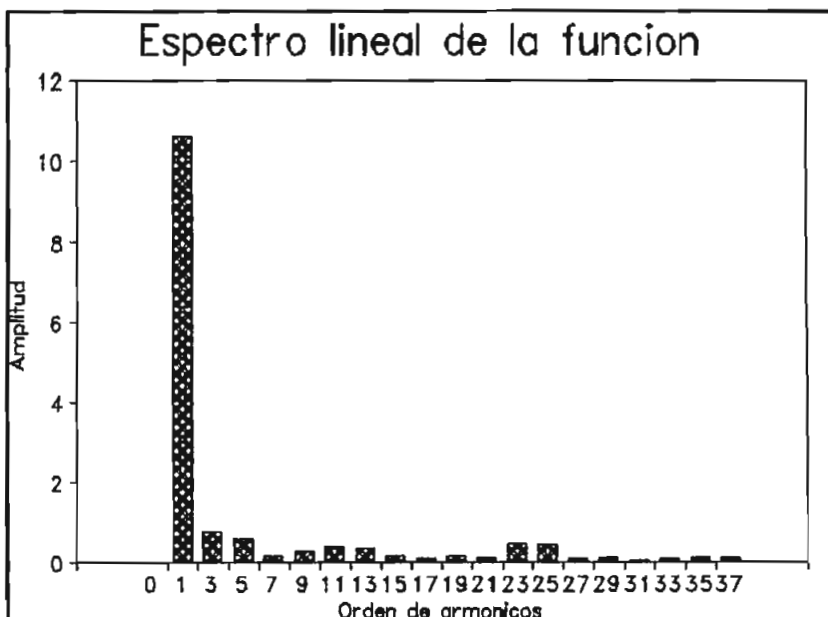




La Figura que a continuación se muestra corresponde a una forma de casi sinusoidal, que bien podría ser una onda típica de un sistema de distribución en el cual están presentes armónicos debido a convertidores estáticos por ejemplo.



Los armónicos más representativos están en el orden 3,5,11,13 para esta forma de onda distorsionada periódica, los cuales deberían ser eliminados con algún medio técnico.



*El objetivo de este programa digital es proveer de un medio algo más accesible para el análisis de formas de onda distorsionadas , ya que el poseer muchos analizadores de espectros es mucho más difícil que el tener un computador casero en el cual se puedan desmenuzar formas de onda mucho más complejas , además de tener un mejor modo de manipular las formas de onda. También puede servir como una herramienta didáctica en cursos de matemáticas y/o electrónica de potencia.*

Listado de Programas Digitales

Este listado corresponde a la respuesta de frecuencia de un medidor de watt-hora de disco de induccion , con los datos

sugeridos en la referencia [24]

Los datos se graban en un archivo REF24.PRN y se puede obtener las formas de onda utilizando el utilitario Quattro PRO.

Este programa esta realizado en QuickBasic

```
DEFINT I-N
DEFDBL A-H,O-Z
```

```
WO = 60
AV1 = .96
AV3 = .06
AV5 = -.02
LVRV = .0303
```

Para monitor monocromatico utilizar SCREEN 3 , antes de ingresar al QuickBasic correr el programa QBHERC.COM  
SCREEN 12

```
OPEN "C:\QPRO\REF24.PRN" FOR OUTPUT AS #1
CONST PI = 3.141592654#
```

se incrementa en pasos de 60 Hz hasta 2000 Hz.

```
FOR W = 60 TO 2000 STEP 60
FI = 1 * ((1 + (WO * LVRV) ^ 2) / (1 + (W * LVRV) ^ 2)) ^ .5
CLV = 0
ALFAV = ATN(W * LVRV)
FOR WT = 0 TO PI STEP .1
FIV = FI * COS(WT - ALFAV)
FIP = AV1 * FIV + AV3 * FIV ^ 3 + AV5 * FIV ^ 5
YA = Y2
Y1A = Y
Y2 = FIP * 150
XA = X
X = W / 4
Y = FIV * 150
IF CLV = 0 THEN
    CLV = 1
    YA = Y2
```

```

                Y1A = Y
                XA = X
            END IF
        frecuencia W      Error porcentual Y
    PRINT #1, USING "###.##### "; W; Y
    LINE (XA, 200 - Y1A)-(X, 200 - Y), 10, B, 2
    LINE (XA, 200 - YA)-(X, 200 - Y2), 12
    NEXT WT,W
    END

```

*Este listado corresponde al programa en QuickBasic que  
calcula la velocidad referencial en condiciones puramente  
sinusoidales el valor que se ha considerado de la potencia  
es 0.25 (en por unidad)*

El programa se lo realizo con el objeto de obtener los  
valores mas adecuado de las diferentes constantes que se  
utilizan en la formulacion

```

DEFDBL A-H, O-Z
DEFNG I-N
CONST PI = 3.141592654#
CLS

```

el valor de la amplitud de la onda de voltaje se asumio  
igual a 1 p.u.  
V = 1  
se asumio un valor de la corriente de I=0.5 en por unidad  
XI = .5

```

CLV = 0
XVI = 0
RD = .3
DEN1 = 0
Potencia = 0

```

XLdRd es la constante Ld/Rd indicada en el capitulo 2  
XLDRD = .06

```

ALFAV = ATN(60 * XLDRD)

```

las dos siguientes lineas forma una sola en el editor de Quick Basic  
FAC = (1 / RD \* COS(ALFAV) - 60 \* XLDRD \* SIN(ALFAV)) / (1 + (60 \* XLDRD) ^ 2)

SUM = V  
SUM2 = XI

Se calcula la potencia activa en condiciones sinusoidales la misma que viene ha ser similar a la velocidad de giro.  
Potencia = SUM \* SUM2 / 2

XI2 = SUM2 ^ 2  
XV2 = SUM ^ 2

Las dos lineas siguientes forman una sola linea logica  
DEN1 = (.005 \* XI2 + .05 \* XV2) \* (1 / RD \* SIN(ALFAV) + 60 \* XLDRD \* COS(ALFAV)) / (1 + (60 \* XLDRD) ^ 2)

DEN = -.945 - DEN1  
XVI = SUM \* SUM2 \* FAC

se obtiene en base a las ecuaciones propuestas en el capitulo 2 de la ecuacion 2.2.26a , la velocidad de giro en condiciones normales de operacion , esto es a nivel sinusoidal. El valor de la velocidad obtenido viene ha ser como una referencia para realizar las comparaciones con diferentes tipos de ondas.

Velocidad = 2.6017 \* XVI / DEN

se asume una constante igual a 2.6017 que logra una equivalencia entre la velocidad de giro y la potencia consumida es decir esta constante vendria ha estar dada en vatios/(radianes/segundo).

PRINT USING "####.##### "; Velocidad; Potencia  
END

*El siguiente listado muestra como en base de los coeficientes de Fourier encontrados con el programa FOU.EXE se puede obtener la velocidad de giro para ese tipo particular de forma de onda.*

```
DEFDBL A-H, O-Z
DEFLNG I-N
CONST PI = 3.141592654#
DIM An(30) AS DOUBLE ,Bn(30) AS DOUBLE , Cn(30) AS DOUBLE
```

Se ingresa la informacion sobre la forma de onda  
Como maximo se ha asumido 20 armonicos

```
FOR I= 1 TO 20
INPUT "DATO DEL ORDEN DEL ARMONICO =" , Cn(I)
INPUT "DATO DEL COEFICIENTE An      =" , An(I)
INPUT "DATO DEL COEFICIENTE Bn      =" , Bn(I)
NEXT
```

Se asume que la forma de onda se mantiene en 1.p.u  
 $V = 1$

y que la corriente varia su valor para ajustarla a los requerimientos de igual Valor RMS comun a las formas de onda o caso contrario para que tengan igual amplitud. en este caso se considera una corriente de amplitud igual que las formas de onda a 0.5 en por unidad.

```
XI = .5
```

```
CLV = 0
```

En caso de tener pantalla monocromatica  
utilizar el QBHERC.COM antes de ingresar al Quick Basic  
luego utilizar SCREEN 3  
SCREEN 12

```
LINE (0, 300)-(600, 300)
```

se crea un archivo speed que contendra los archivos de datos

```
OPEN "c:\qpro\speed.prn" FOR OUTPUT AS #1
```

```

XVI = 0
RD = .3
DEN1 = 0
pot = 0

```

```

XLD RD = .06      XLD RD es la constante Ld/Rd

```

```

FOR IK = 1 TO 20

```

```

    Cn() es una matriz que contiene los armonicos
    An() Bn() son matrices que contienen los coeficientes
    de Fourier de alguna forma de onda particular
    K = Cn(IK)
    AB = ( An(IK) ^ 2 + Bn(IK) ^ 2 ) ^ .5
    ALFAV = ATN(K * 60 * XLD RD)

```

```

    las dos siguientes lineas forma una sola linea logica
    FAC = (1 / RD * COS(ALFAV) - K * 60 * XLD RD * SIN(ALFAV)) /
    (1 + (K * 60 * XLD RD) ^ 2)

```

```

        SUM = V * AB
        SUM2 = XI * AB
    potencia = potencia + SUM * SUM2 / 2
        XI2 = SUM2 ^ 2
        XV2 = SUM ^ 2

```

```

    Las dos siguientes lineas forman una sola linea logica
    DEN1 = DEN1 + (.005 * XI2 + .05 * XV2) * (1 / RD * SIN(ALFAV)
    + K * 60 * XLD RD * COS(ALFAV)) / (1 + (K * 60 * XLD RD) ^ 2)

```

```

        DEN = -.945 - DEN1
        XVI = XVI + SUM * SUM2 * FAC
        SPEED = 2.6017 * XVI / DEN
        X = K * 10
        Y = SPEED * 100
        qp = potencia * 100
        IF CLV = 0 THEN
            PSET (X, -Y + 300), 10
            CLV = 1
        END IF
        PSET (X, -Y + 300), 10
        PSET (X, -qp + 300), 10

```

```

    SPEED es la velocidad de giro con ese tipo de forma
    de onda de entrada ; "potencia" es la potencia consumida

```

```

    y que es proporcional a la velocidad de giro
      K es el orden del armonico
    LOCATE 1, 1: PRINT K; SPEED; potencia
    LOCATE 1, 1: PRINT #1 , K; SPEED; potencia
      NEXT IK
    al final la forma de onda tiende a un valor constante
    este valor constituye la velocidad , simplemente se
    se muestra el crecimiento del valor de la velocidad
    cuando lo hace el numero de armonicos considerados
      END

```

*El siguiente Listado corresponde al programa utilizado para obtener las curvas de la figura 2.3.12a,b,c,d en el punto 2.3.2.2.2 del segundo capitulo . Los resultados obtenidos se los manejo para obtener las figuras en barra con el utilitario Quattro Pro.*

*Las formas de onda se obtuvieron con un manejo directo de la serie de Fourier correspondiente para obtener datos más aproximados.*

```

    DECLARE SUB EVALUAFX1 (X#, NUMPRI&(), SUM2#)
      DECLARE SUB EVALUAFX2 (X#, FX#)
    DECLARE SUB EVALUAFX3 (X#, NUMPRIM&(), RES#)
      DECLARE SUB EVALUAFX4 (X#, SM3#)
    DECLARE SUB INTEGRA2 (V1#, V2#, NUMPRI&(), NC&, RES#)
      DEFLNG I-N
      DEFDBL A-H, O-Z
    DIM NUMPRI(50) AS LONG, PERDIDAS(4) AS DOUBLE
    OPEN "C:\WP51\PROFUN2.PRN" FOR OUTPUT AS #1
      CLS
      IFN = 0
      FOR I = 3 TO 200
        X1 = 5
        FOR J = 2 TO (I - 1)
          IH = I - J * (I \ J)
          IF IH = 0 THEN X1 = 9
        NEXT J
        IF X1 = 5 THEN
          IFN = IFN + 1
          NUMPRI(IFN) = I

```



```

        END IF
        NEXT I
        NUMPRI(1) = 1
        COLOR 11
LOCATE 12, 20: PRINT "                ESPERE UN MOMENTO "

' EL TIEMPO QUE CONSUME EN LA INTEGRACION DE LAS CUATRO
' CURVAS ES RELATIVAMENTE ALTO (APROX. 5 MINUTOS PARA UNA
' VELOCIDAD DEL PROCESADOR DE 25 MHZ.) , PUES LOS PASOS DE
' INTEGRACION SON DEL ORDEN DE n=256 PARA OBTENER RESULTADOS
' MAS EXACTOS CON EL METODO DE INTEGRACION DE SIMPSON

        CONST PI = 3.141592654#
        A = 0
        B = PI
        FOR NC = 1 TO 4
CALL INTEGRA2(A, B, NUMPRI(), NC, SUM)
        PERDIDAS(NC) = SUM / 2
        NEXT NC
        CLS
        FOR K = 1 TO 4

' Las siguientes dos lineas logicas forman una sola
' por razones de espacio no se las coloca en una sola
LOCATE 13 + K, 20: PRINT "PROFUNDIDAD DE PENETRACION EN POR
        UNIDAD (CURVA"; K; ") = "; PERDIDAS(K)

' Las siguientes dos lineas forman una sola
LOCATE 13 + K, 20: PRINT #1, "PROFUNDIDAD DE PENETRACION EN
        POR UNIDAD(CURVA"; K; ") = "; PERDIDAS(K)

        NEXT K

        SUB EVALUAFX1 (X, NUMPRI(), SUM1)
' SUBROUTINA PARA EVALUAR LA CURVA DE LA FIGURA 2.3.11a
' CURVA DE LA FIGURA 2.3.11a
' EL VALOR V=1 SE UTILIZA CUANDO SE CONSIDERA A LAS FORMA DE
' ONDA CON AMPLITUD CONSTANTE
        V = 1

' EL VALOR V=1.002854642 SE UTLIZA CUANDO SE CONSIDERA A LAS
' FORMAS DE ONDA CON VALOR MEDIO CUADRATICO CONSTANTE
        V = 1.002854642#
        SUM1 = 0
        FOR K = 1 TO 45

```

```

      K2 = NUMPRI(K)
      AG = K2 * X
      FAC = 3 * V / (K2 * PI)
      SUM1 = SUM1 + FAC * SIN(AG)
      NEXT K
      END SUB

```

```

SUBROUTINA QUE EVALUA LA FUNCION PARA UN VALOR X
SUB EVALUAFX2 (X, SM1)
CURVA DE LA FIGURA 2.3.11b
X EL VALOR DE LA VARIABLE DE ENTRADA
SM RESPUESTA DE LA FUNCION EVALUADA PARA X
PONER AQUI EL f(x) QUE SE DESEA INTEGRAR (EJ. DESDE LA
LINEA 1-9)

```

```

      V = 1
1  V = .7116260916#
2  SM1 = 0
3  FOR KN = 1 TO 33 STEP 2
5  FAC = 4 * V / (KN * PI)
6  SM1 = SM1 + FAC * SIN(KN * X)
7  NEXT KN
9
      END SUB

```

```

SUBROUTINA PARA EVALUAR LA CURVA 2.3.11c
SUB EVALUAFX3 (X, NUMPRI(), SUM3)
CURVA DE LA FIGURA 2.3.10c

```

```

      V = 1
      V = .868497596#
      SUM3 = 0
      XIX = 1
      FOR K = 1 TO 45
      XIX = XIX + .5
      EX = FIX(XIX)
      K2 = NUMPRI(K)
FAC = -(-1) ^ EX * 2 * 3 ^ .5 * V / (K2 * PI)
      AG = K2 * X
      SUM3 = SUM3 + FAC * SIN(AG)
      NEXT K
      END SUB

```

```

SUBROUTINA PARA EVALUAR LA CURVA 2.3.11d
SUB EVALUAFX4 (X, SM4)
CURVA DE LA FIGURA 2.3.10c
      V = 1

```

```

      V = 1.97192007#
      SM4 = V * (SIN(X)) ^ 19
      END SUB

```

```

      SUBROUTINA QUE INTEGRA UNA FUNCION f(X) DADA
      SUB INTEGRA2 (V1, V2, NUMPRIM(), NC, RES)
      LA INTEGRACION SE REALIZA BASADA EN EL ALGORITMO DE
      SIMPSON

```

```

      V1 VALOR INFERIOR DE LA INTEGRAL
      V2 VALOR SUPERIOR DE LA INTEGRAL
      RES VALOR DE LA INTEGRACION DE f(x) ENTRE V1->V2

```

```

      N = 9
      H = (V2 - V1) / 2 ^ N
      R = 0
      I = 2 ^ N - 1
      FOR K = 1 TO I
      X = V1 + K * H

```

```

      SELECT CASE NC
      CASE 1
      CALL EVALUAFX1(X, NUMPRIM(), FX)
      CASE 2
      CALL EVALUAFX2(X, FX)
      CASE 3
      CALL EVALUAFX3(X, NUMPRIM(), FX)
      CASE 4
      CALL EVALUAFX4(X, FX)
      END SELECT

```

```

      R = R + (3 - (-1) ^ K) * FX
      NEXT K

```

```

      SELECT CASE NC
      CASE 1
      CALL EVALUAFX1(V1, NUMPRIM(), FX1)
      CALL EVALUAFX1(V2, NUMPRIM(), FX2)
      CASE 2
      CALL EVALUAFX2(V1, FX1)
      CALL EVALUAFX2(V2, FX2)
      CASE 3
      CALL EVALUAFX3(V1, NUMPRIM(), FX1)
      CALL EVALUAFX3(V2, NUMPRIM(), FX2)
      CASE 4
      CALL EVALUAFX4(V1, FX1)
      CALL EVALUAFX4(V2, FX2)


```

END SELECT

RES = H \* (FX1 + FX2 + R) / 3  
END SUB

## Planos

A continuación se muestran tres planos de la ciudad de Quito , el plano clave muestra los sectores con mayor densidad de industrias en la ciudad. El plano del sector 11 corresponde al una parte del sector norte , y el plano del sector 4 a una parte del sector sur.

Los sectores donde existen industrias se pueden distinguir por el color anaranjado  , el sector en verde solamente sirve para resaltar los sectores residenciales más cercanos a esos lugares.

Como se puede notar existe una amalgama entre el sector residencial e industrial . Si consideramos que el sector sur está muchos más poblado , también es cierto que el sector industrial está inmerso en gran manera dentro de la zona residencial.

En el sector norte la zona Industrial está relativamente en sectores poco densos , sin embargo hay que tomar en cuenta que la mayor parte de conjuntos habitacionales están proyectados hacia estas zonas ; por ejemplo Carcelén, Carapungo , Calderón , zonas invadidas, otros sectores cerca de la mitad del mundo , etc.

# PLANO CLAVE DE LA CIUDAD DE QUITO

La ciudad está dividida en 11 planos, que se encuentran al interior



PRINCIPALES AVENIDAS  
DEL AREA URBANA DE QUITO

0 1000 2000 m  
ESCALA

CROQUIS DE LA DIVISION DE PLANOS  
EN ESTA GUIA.  
CENTRO HISTORICO.  
AREA PERIFERICA

Fuente: Elaborado en base al plano del I.G.'.











*REFERENCIAS*  
*BIBLIOGRAFICAS*

## REFERENCIAS

- [1] *The Impact of Sine-Wave Distortions on Protective Relays, Wave Distortion on Consumer's Interconnection Working Group IEEE Transactions on industry applications vol.IA-20 N°2 March/April 1984 pag.335-343*
- [2] *J. F. Fuller, E. F.Fuchs,D.J Roesler, "Influence of harmonics on power distribution systems protection.", IEEE Transactions on Power Delivery Vol.3 N°2 , April 1988, pag.549-557.*
- [3] *W. F. Horton, S. Goldberg , "The efect of harmonics on the operating points of electromechanical relays", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol PAS-104, N°5 , May 1985 , pag.1178-1188.*
- [4] *Fault Induced Wave Distortion of Interest to Relay Engineers. A Report Prepared by the Power System Relaying Committee , IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems Vol. PAS-104, N°12 , December 1985 pag. 3574-3584.*
- [5] *K. Jojo , "Development of noise testing equipment and noise withstand capability tests for existing protective relays . IEEE Transactions on Power Systems, Vol PWRD-1 N°2, April 1986 , pag. 16-23.*

- [6] MASON Russel , "El arte y la ciencia de la protección por relevadores", Compañía Editorial Continental S.A., Traducido al español. 2ª Ed. , México D.F. México. 1972.
- [7] WESTINGHOUSE ELECTRIC CORPORATION, " Applied protective relaying ", Relay-instruments Division , Newark N.J. 07101 , A Silents Publication, 1976.
- [8] M. Okamura, F. Andow , I. Mitani , Y. Okita , M. Masui , "Development of new relays with significantly improved performance against badly distorted transients waveforms", IEEE Transactions on Power Apparatus and systems , Vol. PAS-99 , Nº4, July/August 1980 , pag. 1426-1434.
- [9] Sine-Wave Distortions in Power Systems and the Impact on Protective Relaying , A Report Prepared by the Power Systems Relaying Committee of IEEE Power Engineering Society. 84 TH 0115-6 PWR . pags.33
- [10] WOODSON Herbert H., MELCHER R. James , "Electromechanical dynamics part I : Discrete systems ", Ed. John Wiley & sons Inc, New York 1968. pag.285-217.
- [11] BERGEN, Arthur R., "Electric power systems", Ed. Prentice-Hall, A division of Simon & Schuster Inc. Englewood Cliffs New Jersey 07632, 1986.
- [12] H. Kudo , A. Watanabe , K. Seo , Y. Ohura , K. Matsuzawa

- "Development of new distance relays to cope with natural frequency transients in UHV/EHV transmission systems", IEEE Transactions on Power Apparatus and systems , Vol. PAS-104, N°12, December 1985 , pg.3518-3522.*
- [13] *J. R. Linders . "Electric wave distortions : Their hidden cost and containment", IEEE Transactions on Industry applications , Vol. IA-15 N°5 , September/Octobre 1979 pag.458-471.*
- [14] *IEEE Working Group on Power Systems Harmonics, "The effects of power systems harmonics on power system equipment and loads", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems , Vol.104 N°9, September 1985. pag.2555-2562.*
- [15] *ZAHN, Markus , "Teoría electromagnética" Editorial Interamericana Trad. del Inglés , 1ªEd. , México D.F. 1983. pg.719.*
- [16] *Apuntes de protecciones I . Facultad de Ing. Eléctrica EPN.*
- [17] *IEEE Working Group on Power System Harmonics, "Power system harmonics : an overview", IEEE Transactions on Power Apparatus and systems , Vol. PAS-102 N°8 , August 1983 pag.2455-2460.*
- [18] *E. T. Schonholzer , "Fuse protection for power*

- thyristors" IEEE Industry Applications IA-8 N03 ,  
May/June 1972.*
- [19] *C. L. Wagner , W. E. Feero , W.B.Gish , " Relay  
performance in DSG islands", IEEE Transactions on Power  
Delivery , Vol.4 , N01 , January 1989 , pag.122-131.*
- [20] *CYRIL W. L. " Power electronics", McGraw-Hill Book  
Company 20Ed. United Kingdom , Maindhead England. 1987.  
pags. 415.*
- [21] *WARRINGTON Van A. R. , "Protective relays their theory  
and practice ", Vol.II , 30Ed. , Chapman & Hall a  
Halsted Press Book , London Reprinted , John Wiley &  
Sons , New York 1978.*
- [22] *GENERAL ELECTRIC Co., "Power line relaying" , Handbook  
London , England 1964.*
- [23] *GROSS Charles , "Power systems analysis ", John Wiley &  
sons Inc. Ney York , 1979.*
- [24] *Y. Baghzouz , O. T. Tan , "Harmonic analysis of induction  
wathour meter performance ", IEEE Transactions on Power  
Apparatus and systems , Vol. PAS-104 , N02 , February  
1985 pag.399-406.*
- [25] *E. F. Fuchs , D. J. Roesler , K. P. Kovacs ,*

*"Sensitivity of electrical appliances to harmonics and fractional harmonics of the power system's voltage Part II: television sets, induction watt-hour meters and universal machines", IEEE Transactions on Power Delivery , Vol. PWRD-2 No2 , April 1987. pag.445-451.*

[26] *S. Goldberg , W. F. Horton , "Induction watt-hour meter accuracy with non-sinusoidal currents ", IEEE Transactions on Power Delivery , Vol. PWRD-2 , No3 , July 1987. pag.683-690.*

[27] *A. E. Emanuel , B. M. Hynds , F.J.Levitsky , "Watt-hour meter accuracy on integral-cycle-controlled resistance loads", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems Vol PAS-98 , No5 , September/October 1979. pag.1583-1590.*

[28] *G. N. Stenbakken , "A wideband sampling Wattmeter", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems , Vol. PAS-103 No10 , October 1984. pag. 2919-2926.*

[29] *W. C. Downing , "Watt-hour meter accuracy on SCR controlled resistance loads", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems , PAS-93 , No4 , July-August 1974. pg.1583-1590.*

[30] *H. R. Soutar , O. P. Malik , "Theoretical analysis of a single-phase induction watt-hour meter" , IEEE*

*Transactions on Power Apparatus and Systems* , Vol. PAS-88 N<sup>o</sup>8 , August 1969. pag.1275-1280.

- [31] S. Basu , K. D. Srivastava , "Electromagnetic forces on a metal disk in an alternating magnetic field", *IEEE Transactions on Power and Systems* , Vol PAS-88 , N<sup>o</sup>8 August 1969. pag. 1281-1285.
- [32] EDMINISTER J. A. , "Circuitos eléctricos" , Ed. Mc Graw-Hill Books , 2<sup>o</sup> edición en español , México D.F. México. 1985. pags. 305.
- [33] STEVENSON D. W. , "Análisis de sistemas eléctricos de potencia", Ed. McGraw-Hill de México , Trd. del inglés, 3<sup>o</sup>Edc. México D.F., México 1970.
- [34] LANGSDORF A. S. , "Teoría de las máquinas de corriente alterna " , Ed. McGraw-Hill de méxico de C.V., 1967 Trad. del inglés , Atlacomulco 499-501 México.
- [35] FITZGERALD A.E , KINGSLEY CH. , KUSKO A. , "Teoría y análisis de máquinas eléctricas", Biblioteca Tecnica , Colección dirigida por A.E.Badías , Barcelona España Trad. del inglés. 2<sup>o</sup> Edc.
- [36] LAWRENCE R. , "Principles of alternating current machinery" Ed. McGraw-Hill Book Company Inc. New York USA 1953 4<sup>o</sup>edition.

- [37] SINGER F. , "Transformadores " ,Edt. Hispanoamericana S.A. Edc, Técnicas HASA , 29 edición , Via Layetana 21 Barcelona España 1951.
- [38] SIEMENS , "Transformadores de potencia y distribución" , Siemens Sociedad Anónima , Catálogo de características de sus transformadores , Bogotá Colombia , pags.33.
- [39] J. D. Green , Ch. A. Gross , "Nonlinear modeling of transformers" , IEEE Transactions on Industry Applications Vol. 24 NQ3 , May/June 1988. pg.434-438.
- [40] E. F. Fuchs , D. J. Roesler , F. S. Alashhab  
"Sensitivity of electrical appliances to harmonics and fractional harmonics of the power system's voltage. part I : Transformers and inductions machines" , IEEE Transactions on Power Delivery , Vol. PWRD-2 , NQ2 . April 1987. pag. 437-444.
- [41] R. Arseneau , W. J. Moore. "A method for estimating the sinusoidal iron losses of a transformer from measurements made with distorted voltage waveforms" , IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems , Vol PAS-103 NQ10 , October 1984 , Pag.2912-2918.
- [42] M. S. Hwang , W. M. Grady , H. W. Sanders  
"Distribution transformer winding losses due to nonsinusoidal currents" IEEE Transactions on Power Delivery , Vol. PWRD-2 , NQ 1 , January 1987 ,



pg. 140-146.

- [43] M. D. Hwang , W. M. Grady , H. W. Sanders , "Calculation of winding temperatures in distribution transformers subjected to harmonics currents" , *IEEE Transactions on Power Delivery* , Vol. 3 N<sup>o</sup>3 , July 1988. pag. 1074-1079
- [44] E. B. Markram , R. L. Thompson , A. A. Girgis , "A new laboratory experiment for transformers modeling in the presence of harmonic distortion using a computer controlled harmonic generator " , *IEEE Transactions on Power Systems* Vol. 3 N<sup>o</sup>4 , November 1988 , pag. 1857-1862
- [45] A. E. Emanuel , "The efect of nonsinusoidal excitacion on eddy current losses in saturated iron " , *IEEE Transactions on Power Delivery* , Vol. 3 , N<sup>o</sup>2 , April 1988 , pag. 662-671.
- [46] N. Rajakovic , A. Semlyen , "Harmonic domain analysis of field variables related to eddy current and hysteresis losses in saturated laminations" , *IEEE Transactions on Power Delivery* , Vol. 4 , N<sup>o</sup>2 , April 1989 . pag.1111-1116.
- [47] A. Semlyem , N. Rajakovic , "Harmonic domain modeling of laminated iron core " , *IEEE Transactions on Power Delivery* Vol.4 N<sup>o</sup>1 , January 1989. pg. 382-390.

- [48] M. Chen , W. E. Dillon , "Power System Modeling" , IEEE Proceedings of the IEEE, Vol. 62 N<sup>o</sup>7 , July 1974. pag. 901-915.
- [49] H. N. Hickok , "Electrical energy losses in power systems" , IEEE Transactions on Industry Applications Vol. IA-14 , N<sup>o</sup>5 , September / Octobre 1978. pg. 373-386.
- [50] B. Szabados , J. Lee , "Harmonic impedance measurements on transformers" , IEEE Transactions on Power Apparatus and systems , Vol. PAS-100 , N<sup>o</sup>12 , December 1981 , pag. 5020-5025.
- [51] G. W. Swift , "Power transformer core behavior under transient conditions" , IEEE Transactions on Power and Apparatus Vol PAS-90 N<sup>o</sup>6 September 1971., pg. 2206 - 2210.
- [52] W. J. McNutt , G. H. Kaufmann , "Evaluation of a functional life test model for power transformers " , IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems , Vol. PAS-102 N<sup>o</sup>5 May 1983. pg. 1151-1161.
- [53] J. D. Lavers , P. P. Biringer , H. Hollitscher , "The efect of third harmonic flux distortion on the core losses in thin magnetic steel laminations" , IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems , Vol. PAS-

- [54] E. F. Fuchs , D. J. Roesler , L.H. Chang , "Magnetizing current , iron losses and forces of three-phase induction machines at sinusoidal and nonsinusoidal terminal voltages part II: Results " , *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* , Vol. PAS-103 , Nº11 , November 1984. pg. 3313-3325.
- [55] CYRIL G. Veinott , "Motores eléctricos de potencia fraccionaria y subfraccionaria" , Ed. Marcombo , Boixareu Editores , Traducido al español , Barcelona -7 España 1978.
- [56] E. A. Klingshirn , H. E. Jordan , "Polyphase induction motor performance and losses on Nonsinusoidal voltage sources" , *IEEE Transactions on Power apparatus and Systems* , Vol. PAS-7 , Nº 3 , March 1968 . pag. 624-633.
- [57] E.F. Fuchs , L.H. Chang , J. Appelbaum , "Magnetizing current , iron losses and forces of three-phase induction machines at sinusoidal and nonsinusoidal terminal voltages part I: Analysis " , *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* , Vol. PAS-103 , Nº11 , November 1984. pg. 3303-3312.
- [58] G. R. Slemon , E. A. Ismailov , "An analysis of the harmonic impedance of a saturated induction machine " ,

*IEEE Transactions on Power Apparatus and systems* , Vol.  
PAS-99 Nº4 , July / August 1980. pg.1663-1668.

- [59] J. R. Linders , "Effects of power supply variations on AC motor characteristics " , *IEEE Transactions on Industry Applications* , Vol. IA-8 , Nº4 , July/August 1972. pg. 383-400.
- [60] S. J. Yang , P. L. Timar , "The effect of harmonic currents on the noise of a three-phase induction motor" *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* , Vol. PAS-99 , Nº1 , January/February 1980 , pg. 307-310.
- [61] CASTILLO M. Ernesto , " Control y funcionamiento de motores de inducción " , Tesis de grado especialización *Sistemas Eléctricos de Potencia, Facultad de Ingeniería Eléctrica EPN* 1972.
- [62] *Apuntes de Máquinas eléctricas I,II,III FIE. EPN.*
- [63] MANZANO S. Eduardo , " Estudio de los armónicos en máquinas de inducción y de corriente continua " , Tesis de grado , especialización *Sistemas Electricos de Potencia . Facultad de Ingeniería Eléctrica , EPN* 1981.
- [64] *Apuntes de electrónica de potencia I FIE. EPN.*
- [65] MOHAN N. "Power electronics"

- [66] J. F. Eggleston , J. Arrillaga , A. Semlyen , " Analysis of the harmonic distortion resulting from the interaction between synchronous machines and HVDC convertors " , IEEE Transactions on Power Delivery , Vol. 3 , Nº 1 , January 1988 , pg. 325-332.
- [67] A. El-Serafi , S.A. Shehata , " Effect of synchronous machine parameters on its harmonic analysis under thyristor bridge operation " , IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems , Vol. PAS-99 , Nº1 January/ February 1980 pag. 59-68.
- [68] MENA T. Santiago , " Los modems en la comunicación de datos " , Tesis de grado , Especialización electrónica y telecomunicaciones , Facultad de Ingeniería Eléctrica Diciembre 1981 . EPN.
- [69] BORJA S. Ana , " Estudio de la instalación de sistemas de computación y diseño de un laboratorio prototipo para un centro de educación " , Tesis de grado , Especialización Electrónica y Telecomunicaciones , Facultad de Ingeniería Eléctrica , Julio 1990. EPN.
- [70] IEEE Working Group , " IV. B. Power line harmonic effects on communications line interference " , IEEE Transactions on Power Apparatus and systems . Vol. Pas-104 , Nº9 , September 1985 , pg. 2578-2587.
- [71] B. Szabados , E. J. Burgess , W. A. Noble , " Harmonic

*interference corrected by shunt capacitors on distribution feeders " , IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems , Vol. PAS-96 , NQ1 , January / February 1977. pg. 234-239.*

[72] *A. M. Sharaf , " Harmonic interference from distribution systems " , IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems . Vol. PAS-101 , NQ 8 , August 1982. pg. 2975-2981*

[73] *J. A. Orr , D. J. Pileggi , " Determination of harmonic interference voltages induced in paired-cable communications circuits by harmonic currents in adjacent power lines " , IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems , Vol. PAS-102 , NQ 7 . July 1983 pg. 2278-2283.*

[74] *A. V. Johansson , A. Ekstrom , " Telephone inteference criteria for HVDC transmisi3n lines " , IEEE Transactions on Power Delivery , Vol. 4 , NQ 2 , April 1989. pg.1408-1421.*

[75] *H. J. Trussell , J. Wang , " Cancellation of Harmonic noise in distribution line communications " , IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems , Vol. PAS-104 NQ 12 , December 1985. pg. 3338-3344.*

[76] *IEEE Microwave and Radio Subcommittee , "Recomended installation practices for radio equipment in electric*

- power substations " . *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* . Vol . PAS-96 , Nº3 , May / June 1977. pag. 876-885.
- [77] MARCAYATA D. Wilson , " Interferencia de los sistemas de potencia a la comunicación telefónica " , Tesis de grado Especialización Sistemas Eléctricos de potencia , Facultad de Ingeniería Eléctrica , Enero 1974 . EPN.
- [78] POCCIA Jorge , " Manual de reparaciones televisión a colores " , Segunda parte , Ediciones De La Rivera , Buenos Aires Argentina 1981.
- [79] D. Xia , G. Heydt , " Harmonic power flow studies-part I : Formulation and solution " , *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* , Vol. PAS-101 , Nº 6 , June 1982 pg. 1257-1265.
- [80] D. Xia , G. Heydt , " Harmonic power flow studies-part II: Implementation and practical application " , *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* , Vol. PAS-101 , Nº 6 , June 1982 pg. 1266-1270.
- [81] A. A. Mahmoud , R. D. Shultz , " A method for analyzing harmonic distribution in A.C. power systems " , *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* , Vol. PAS-101 , Nº 6 , June 1982 , pg. 1815-1824.
- [82] D. Pileggi , N. Chandra , A. E. Emanuel , " Prediction

*of harmonic voltages in distribution systems " , IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems . Vol. PAS-100 . N<sup>o</sup> 3 , March 1981 , pg.1307-1315.*

[83] *G. T. Heydt , " Identification of harmonic source by a state estimation technique " . IEEE Transactions on Power Delivery , Vol. 4 , N<sup>o</sup> 1 , January 1989 , pg. 562-576.*

[84] *T. Hiyama , A. Hamman , T.H. Ortmeier , " Distribution systems modelling with distributed harmonics sources " IEEE Transactions on Power Delivery , Vol. 4 , N<sup>o</sup> 2 April 1989 , pg. 1297-1303.*

[85] *R. H. Kitchin , " New method for digital-computer evaluation of convertor harmonics in power systems using state- variable analysis " , IEE Proceedings , Vol. 128 Pt. C, N<sup>o</sup>4 , July 1981 , pg. 196-207.*

[86] *D. Sharon , " Reactive power definitions and power-factor improvement in nonlinear systems " , IEE Proceedings Vol. 120 , N<sup>o</sup> 6 , June 1973 , pg. 704-706.*

[87] *W. Shepherd , P. Sakikhani , " Suggested definition of reactive power for nonsinusoidal systems " , IEE Proceedings Vol. 119 , N<sup>o</sup> 9 . September 1972 , pg. 1361-1362.*

[88] *N. L. Kusters , W. J. Moore , " On the definitions of*



*reactive power under non-sinusoidal conditions " ,  
Transactions on Power Apparatus and Systems Vol. PAS-  
99 No 5 , September/October 1980 , pg.1845-1854.*

[89] *L. S. Czarnecki , " Considerations on the reactive power  
in nonsinusoidal situations " , IEEE Transactions on  
instrumentation and measurement , Vol. IM-34 , No3 ,  
September 1985 , pg. 399-404.*

[90] *L. S. Czarnecki , " Additional discussion: Considerations  
on the reactive power in nonsinusoidal situations " ,  
IEEE Transactions on Power and Apparatus and Systems ,  
Vol. PAS- No4 , April 1983 , pg. 1023-1022.*

[91] *H. A. Banda , " Factor de potencia en circuitos con  
formas de onda complejas " , Jornadas de Ingeniería  
Eléctrica y Electrónica , Escuela Politécnica Nacional  
Vol. 4 , Mayo 1983 , pg. 39-44.*

[92] *H. W. Dommel , A. Yan , S. Wie , " Harmonics from  
transformer saturation " , IEEE Transactions on Power  
and Systems , Vol. PWRD-1 , No 2 , April 1986 ,  
pg. 209-215.*

[93] *R. P. Stratford , " Harmonic pollution on power systems  
A change in philosophy " , IEEE Transactions on Industry  
Applications , Vol. IA-16, No 5 , September/October  
1980 pg. 617-623.*

- [94] R. P. Startford , " Rectifier harmonics in power systems" *IEEE Transactions on Industry Applications* , Vol. IA-16 No 2 , March/April 1980. pg. 271-276.
- [95] R. E. Owen , M. F. McGranaghan , J. R. Vivirito , " Distribution System harmonics : Control for Large power converters " , *IEEE Transactions on Power and Systems* , Vol. PAS-101 , No 3 , March 1982 , pg. 644-652.
- [96] P. Richman , " Wave factors and Power factor for general voltage and current waveforms " , *IEEE Transactions on Industrial electronics and control instrumentation* " , August 1975 , pg. 420-424.
- [97] R. F. Chu , R. H. Avendaño , " A direct method for identifying the optimal power factor correction in nonsinusoidal systems " , *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* , Vol. PAS-104 , No 4 , April 1985 pg. 959-964.
- [98] D. Raonic , D. Cyganski , A. E. Emanuel , " Power factor compensation at busses with slightly distorted voltage due to random harmonics " , *IEEE Transactions on Power Delivery* , Vol. 4 , No 1 , January 1989. pg. 502-505.
- [99] K. H. Sueker , " Power factor correction for thyristor equipment in the glass industry " , *IEEE Transactions on Industry Applications* , Vol. 24 , No 1 , January /

February 1988 , pg. 49-52.

- [100] R. T. Saleh , A. E. Emanuel , " Optimum shunt capacitor for power factor correction at busses with lightly distorted voltage " , *IEEE Transactions on Power Delivery* , Vol. PWRD-2 , N<sup>o</sup> 1 , January 1987 , pg. 165-173.
- [101] V. R. Stefanovic . " Power factor improvement with a modified phase-controlled converter " , *IEEE Transactions on Industry Applications* , Vol. IA-15 , N<sup>o</sup> 2 . March/April 1979 , pg. 193-200.
- [102] L. A. Kraft , G. T. Heydt , "A method to analyze voltage resonance in power systems" , *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* , Vol. PAS-103 , N<sup>o</sup> 5 , May 1984. pg. 1033-1037.
- [103] L. S. Czarnecki , " Minimization of distortion power of nonsinusoidal sources applied to linear loads " , *IEE proceeding* , Vol. 128 , Pt. C , N<sup>o</sup> 4 , July 1991 pg. 208-210.
- [104] D. E. Steeper , R. P. Stratford , "Reactive compensation and harmonic supression for industrial power systems using thyristor converters " , *IEEE Transactions on Industry Applications* , Vol. IA-12 , N<sup>o</sup> 3 , May/June 1976 pg. 232-254.

[105] H. Sasaki , T. Machida , " A new method to eliminate AC harmonic currents by magnetic flux compensation - Considerations on basic design " , IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems , Vol. PAS-90 , No 5 , September / October 1971 , pg. 2009-2019.

[106] H. Sasaki , T. Machida , " Transient analysis of harmonic current elimination method by magnetic flux compensation " IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems , March 1974 , pg. 669-675.

[107] A. Ametani , " Harmonic reduction in thyristor converters by harmonic current injection " , IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems , Vol. PAS -95 , No 2 , March/April 1976 , pg. 441-449.

[108] P. C. Magnusson , " Resistively bridged harmonic filter for power converters " , IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems , Vol. PAS-87 , No 6 , June 1968 pg. 1481-1485.

[109] S. B. Dewan , E. B. Shahrodi , " Design of an input filter for the six pulse bridge rectifier " , IEEE Transactions on Industry Applications , Vol. IA-21. No5 September / October 1985 , pg.1168-1175.

[110] P. W. Hammond , " A harmonic filter installation to reduce voltage distortion from static power converters"

*IEEE Transactions on Industry Applications* , Vol. 24 ,  
No 1 , January/February 1988 , pg. 53-58.

[111] A. Kusko , S. M. Peeran , " Tuned filters for traction  
rectifier sets " , *IEEE Transactions on Industry  
Applications* , Vol. IA-21 , No 6 , November/December  
1985 pg. 1571-1578.

[112] A. Ludbrook , " Harmonic filters for notch reduction "  
*IEEE Transactions on Industry Applications* , Vol. 24  
No 5 , September/October 1988 , pg. 947-954.

[113] A. H. Moore , " Applications of power capacitors to  
electromechanical rectifier systems " , *IEEE  
Transactions on Industry Applications* , Vol. IA-13 ,  
No 5 September/October 1977 , pg. 399-406.

[114] J. H. Galloway , " Line current waveforms and harmonic  
for large multiphase thyristor converter system " ,  
*IEEE Transactions on Industry Applications* , Vol.  
IA-13 , No 5 , September/October 1977 , pg. 394-398.

[115] G. L. Kusic , I. A. Whyte , " Three phase , steady-state  
static var generator filter design for power systems " ,  
*IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* ,  
Vol. PAS-103 , No 4 , April 1984 , pg. 811-818.

[116] E. A. Klingshirn , " Harmonic filters for multiphase  
motors " , *IEEE Transactions on Industry Applications*

Vol. IA-21 , Nº 4 , May/June 1985 , pg. 588-594.

[117] D. A. González , J. C. McCall , " Design of filters to reduce Harmonic distortions in industrial power systems" , IEEE Transactions on Industry Applications , Vol . IA-23 . Nº 3 , May/June 1987 , pg. 504-511.