

80
Zejun



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA
DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

DIVISION DE INGENIERIA ELECTRICA
ELECTRONICA Y EN COMPUTACION

ESTUDIO DE ARMONICAS EN SISTEMAS
ELECTRICOS DE BAJA TENSION

FALLA DE ORIGEN

T E S I S
PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
(AREA: ELECTRICA ELECTRONICA)
P R E S E N T A N :
VICTOR GARIBAY MENDOZA
JOSE MARTIN HERNANDEZ BERNAL



DIRECTOR DE TESIS

ING. ALEX G. RAMIREZ RIVERO

MEXICO, D. F.

1995



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

AGRADECIMIENTOS

A NUESTROS PADRES.

Por su apoyo, cariño y comprensión, sin los cuales no hubieramos podido terminar el presente trabajo.

A NUESTROS HERMANOS.

Por su apoyo moral, espiritual que nos han brindado día con día.

A MI PATRIA.

México, por habernos brindado la oportunidad de desarrollarnos y abrimos las puertas del conocimiento.

A LA UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO.

Nuestra **Alma Mater** , la máxima casa de estudios la cual nos abrió las puertas de sus recintos y nos honró con el título que hoy orgullosamente ostentamos como **UNIVERSITARIOS**.

A LA FACULTAD DE INGENIERIA.

Nuestra querida Facultad de la cual orgullosamente nos consideramos sus hijos, donde nos formamos y de donde surgimos como Ingenieros.

A MIS MAESTROS.

Gracias a todos ellos por brindar una parte de su vida para formar de mí un profesionalista digno.

A MIS COMPAÑEROS.

A todos los compañeros por la convivencia siempre amigable y por su apoyo durante nuestra formación.

Un especial agradecimiento al **Ing. Alex Ramírez Rivero**, nuestro director de tesis, y al **Ing. Ernesto Mendoza Estrada** por su tiempo y dedicación en la realización de este trabajo.



INDICE

INTRODUCCION.

CAPITULO 1. ANTECEDENTES.

- 1.1 Parámetros de una onda senoidal.
- 1.2 Conceptos generales de armónicas.
- 1.3 Análisis de Fourier para algunas funciones periódicas.
- 1.4 Lámparas.
- 1.5 Balastos.
- 1.6 Controles eléctricos.

CAPITULO 2. FUENTES PRODUCTORAS DE ARMONICAS.

- 2.1 Armónicas producidas por lámparas de descarga en gas.
- 2.2 Armónicas producidas por balastos electromagnéticos.
- 2.3 Armónicas producidas por balastos electrónicos.
- 2.4 Resultados de pruebas a balastos y controles para lámparas fluorescentes.
- 2.5 Otras fuentes de armónicas.

CAPITULO 3. INFLUENCIA DE LAS ARMONICAS EN LOS EQUIPOS DE ILUMINACION.

- 3.1 Efectos en los equipos de iluminación.
- 3.2 Influencia en los parámetros del sistema eléctrico.
- 3.3 Influencia en los equipos de medición.

CAPITULO 4. DETECCION Y MEDICION DE ARMONICAS.

- 4.1 Mediciones de armónicas en campo.
- 4.2 Medición de armónicas en laboratorio.

CAPITULO 5. NORMALIZACION.

- 5.1 Proyecto de norma ANSI para balastos de alta frecuencia para lámparas fluorescentes.
C82.11XX - 199X Rev. 9 - 16 - 92

- 5.2 Norma CSA para la medición de corrientes armónicas.
National Standard of Canada
CAN / CSA - C22.2 No. 0.16 - M92
- 5.3 Norma para limitar la emisión de corrientes armónicas.
International Electrotechnical Commission
Electromagnetic Compatibility (EMC)

CAPITULO 6. CORRECCION Y CONTROL DE ARMONICAS.

- 6.1 Control y atenuación de las armónicas en sistemas eléctricos.
- 6.2 Criterios de diseño de filtros.
- 6.3 Filtros de armónicas.
- 6.4 Análisis de armónicas en corriente para una lámpara compacta fluorescente.

CONCLUSIONES.

BIBLIOGRAFIA.

INDICE DE FIGURAS.

- 1.1 Onda senoidal.
- 1.2 Comparación de frecuencias.
- 1.3 Relación entre los grados eléctricos y el tiempo.
- 1.4 La onda B adelanta a la onda A en un ángulo de fase de 90° .
- 1.5 Valores de la amplitud de una onda de C.A. senoidal.
- 1.6 Relación de las componentes armónicas con la componente fundamental.
- 1.7 Función periódica.
- 1.8 Función periódica de una onda cuadrada.
- 1.9 Circuito serie RL.
- 1.10 Circuito paralelo RC.
- 1.11 Forma de onda cuadrada.
- 1.12 Partes de una lámpara incandescente.
- 1.13 Producción de luz en una lámpara fluorescente.
- 1.14 Tipos de lámparas fluorescentes.
- 1.15 Partes de una lámpara compacta fluorescente.
- 1.16 Lámparas H.I.D.
- 1.17 Impedancia positiva e impedancia negativa.
- 1.18 Lámpara incandescente operando como balastro.
- 1.19 Un capacitor operando como balastro.
- 1.20 Una bobina operando como balastro.
- 1.21 Circuito autotransformador para dos lámparas de encendido precalentado (atrás - adelante).
- 1.22 Circuito autotransformador para dos lámparas de encendido instantáneo.
- 1.23 Circuito autotransformador para dos lámparas de encendido rápido.
- 1.24 Circuito reactor para lámparas de H.I.D.
- 1.25 Circuito alta reactancia para lámparas de H.I.D.
- 1.26 Circuito autotransformador autorregulado para lámparas de H.I.D.

- 1.27 Circuito transformador de potencia constante para lámparas de H.I.D.
- 1.28 Tipos de balastos electrónicos.
- 1.29 Circuito típico utilizando interruptores de bajo voltaje.
- 1.30 Dimmer tipo autotransformador.
- 1.31 Forma de onda senoidal de un dimmer electrónico.
- 2.1 Configuración del equipo para la medición de corrientes armónicas.
- 2.2 Formas de onda en una lámpara de descarga.
- 2.3 Distorsión de la forma de onda de corriente por saturación magnética.
- 2.4 Inversor típico de un balastro electrónico.
- 2.5 Tercera y quinta armónica en balastos operando lámparas F40.
- 2.6 Armónicas en balastos operando lámparas F40 utilizando controladores estáticos al 30% y 50%.
- 2.7 Tercera armónica en balastos operando lámparas F40 utilizando controladores dinámicos.
- 3.1 Relación entre factor de potencia verdadero y el THD.
- 3.2 Distorsión del voltaje como función de una carga del tipo fluorescente para tres tipos de balastos electrónicos.
- 3.3 Corrientes armónicas en el neutro.
- 3.4 Error en la medición de una lámpara SL18 para 3a y 5a armónica.
- 3.5 Error en la medición de una lámpara 100W vapor de mercurio para 3a y 5a armónica.
- 3.6 Configuración del equipo para la medición de la impedancia en la bobina de voltaje.
- 3.7 Efecto de la frecuencia en la resistencia de la bobina de voltaje.
- 3.8 Efecto de la frecuencia en la inductancia de la bobina de corriente.
- 3.9 Error de registro cuando no se toma en cuenta los efectos de saturación. Tercera armónica y F.P.=0.866
- 3.10 Error de registro cuando no se considera la inductancia del disco. Quinta armónica y F.P.=0.866

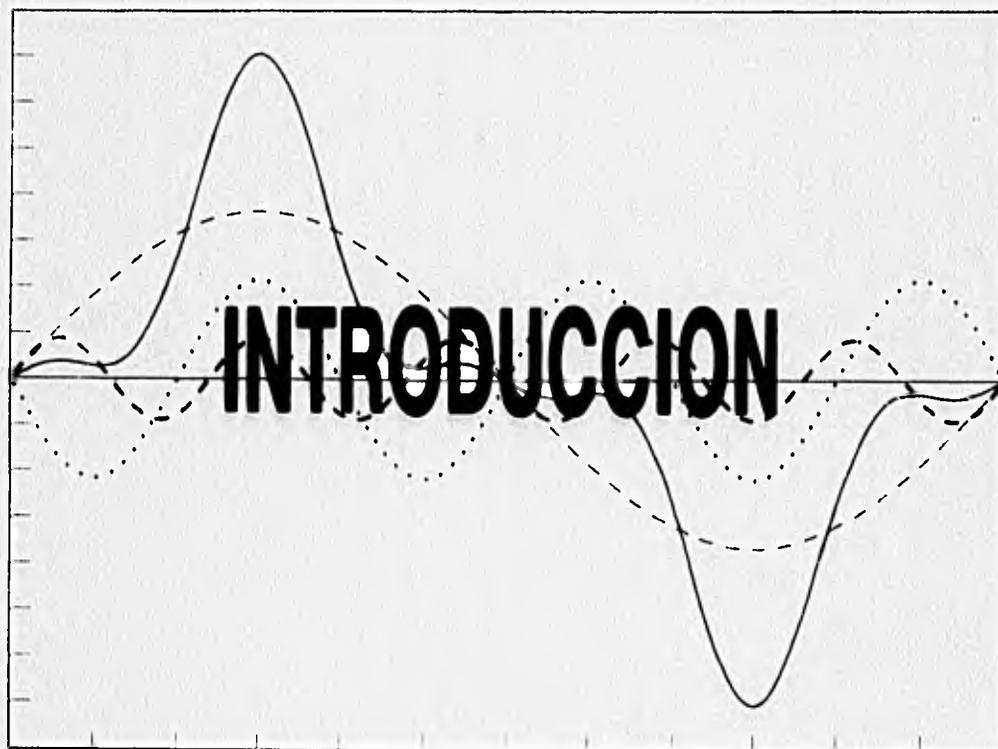
- 3.11 **Error de registro contra la variación del ángulo de la fase (V-I) para la séptima armónica cuando no se toma en cuenta la resistencia en la bobina de voltaje.**
- 3.12 **Error de registro contra la variación del ángulo de la fase (V-I) para la tercera armónica.**
- 3.13 **Error de registro contra la variación del ángulo de la fase (V-I) para la cuarta armónica.**
- 3.14 **Error de registro contra la variación del ángulo de la fase (V-I) para la quinta armónica.**
- 3.15 **Error de registro contra la variación del ángulo de la fase (V-I) para la séptima armónica.**
- 5.1 **Diagrama de flujo para la clasificación de equipos.**
- 6.1 **Filtro paralelo.**
- 6.2 **Filtro sintonizado y su respuesta.**
- 6.3 **Filtros amortiguados.**
- 6.4 **Balastro tipo serie operando una lámpara compacta fluorescente.**
- 6.5 **Onda cuadrada y su espectro de frecuencia.**
- 6.6 **Espectro de frecuencia del voltaje de una lámpara compacta fluorescente.**

INDICE DE TABLAS

- 1.1 Tabla de conversión del voltaje y la corriente alternos con onda senoidal.
- 1.2 Relación del H.F. y T.H.D.
- 1.3 Relación de las componentes armónicas con la componente fundamental.
- 1.4 Tabla comparativa de algunas características de lámparas.
- 2.1 Lámparas bajo prueba.
- 2.2 T.H.D. Para una lámpara F40T12.
- 2.3 % De armónicas (T.H D.)
- 2.4 Resultados de balastos para dos lámparas de 40W F40.
- 2.5 Resultados de balastos para dos lámparas de 34W F40.
- 2.6 Otros sistemas con balastos para lámparas fluorescentes.
- 2.7 Controladores estáticos para lámparas de 40 Watts F40.
- 2.8 Controladores estáticos para lámparas de 34 Watts F40.
- 2.9 Controladores dinámicos para lámparas de 40 Watts F40.
- 2.10 Controladores dinámicos para lámparas de 34 Watts F40.
- 3.1 Valor K para un circuito con equipo electrónico.
- 3.2 Valor K para un circuito con carga común de oficinas.
- 3.3 Relación de las armónicas con la secuencia.
- 3.4 Error en la medición de voltaje.
- 3.5 Error en la medición de corriente.
- 3.6 Error en la medición de potencia.
- 3.7 Máximo porcentaje de variación en la potencia de lámpara por efecto de las componentes armónicas.
- 3.8 Caso 1.
- 3.9 Caso 2.
- 5.1 Límites de corrientes armónicas.
- 5.2 Límites para equipo clase A.
- 5.3 Límites para equipo clase C.
- 5.4 Límites para equipo clase D.

- 5.5 Límites en el punto de conexión a la red, para cargas no lineales.
- 5.6 Límites para la compañía suministradora en el punto de acometida.
- 6.1 Contenido de armónicas para una lámpara compacta fluorescente operando con una resistencia en serie.
- 6.2 Contenido de armónicas para una lámpara compacta fluorescente operando con una inductancia en serie.

- 5.5 Límites en el punto de conexión a la red, para cargas no lineales.
- 5.6 Límites para la compañía suministradora en el punto de acometida.
- 6.1 Contenido de armónicas para una lámpara compacta fluorescente operando con una resistencia en serie.
- 6.2 Contenido de armónicas para una lámpara compacta fluorescente operando con una inductancia en serie.



INTRODUCCION.

En todo sistema eléctrico existen dos tipos de cargas principalmente; las cargas lineales que producen la circulación de corrientes de 60 Hz al ser alimentadas por una fuente de voltaje senoidal de la misma frecuencia; y las cargas que presentan una impedancia no lineal a la corriente alterna, que al aplicarles un voltaje senoidal se produce circulación de corrientes no senoidales a través de ellas. En el lenguaje del análisis de Fourier se conocen como componentes armónicas o "armónicas".

Un sistema eléctrico está diseñado para operar a 60 Hz, las corrientes armónicas que fluyen en el sistema deben considerarse entonces como una fuente de contaminación al sistema eléctrico. Como ocurre en el caso de contaminación en el aire ó en el agua, la contaminación al sistema eléctrico produce efectos colaterales indeseables que pueden alcanzar niveles que impongan un costo importante a los usuarios. Conforme la contaminación armónica aumenta en el sistema eléctrico, el costo que esto representa aumenta también, debido a que un mayor número de fallas se presentarían, por mencionar un ejemplo se tiene los motores que presentan con mayor frecuencia fallas debido a la degradación acelerada del aislamiento y sobrecalentamiento de los devanados. Los nuevos diseños de motores y sistemas de control para procesos industriales son más sensibles a la contaminación armónica y pueden funcionar inadecuadamente cuando se encuentran presentes las armónicas.

Debido a la baja impedancia de la fuente del sistema eléctrico, la mayoría de las corrientes armónicas fluyen hacia él, creando una caída de voltaje armónico proporcional al orden de la armónica, a la impedancia del sistema a 60 Hz y a la amplitud de la corriente armónica. Esta interacción crea una distorsión en la forma de onda del voltaje vista en la acometida de servicio del punto donde se generan las armónicas, así como en las acometidas vecinas.

La impedancia del sistema por ser básicamente inductiva aumenta en forma lineal con la frecuencia. Cuando se usan capacitores para la corrección del factor de potencia, se forma un circuito resonante paralelo LC entre la inductancia del sistema y los capacitores para corrección del factor de potencia. Esa combinación puede crear una frecuencia resonante que presenta una elevada impedancia a corrientes de cierta frecuencia. Si esa frecuencia llega a coincidir con alguna de las frecuencias armónicas creadas por la carga no lineal, puede presentarse una distorsión considerable del voltaje a esa frecuencia.

Algunas veces se utilizan filtros para atenuar las corrientes armónicas. Los filtros suministran un camino de baja impedancia a tierra para corrientes de la frecuencia de sintonía del filtro, pero crean una frecuencia de resonancia que origina una impedancia muy elevada a frecuencias un poco menores. Como el caso de los capacitores, esa frecuencia resonante podría estar cerca de una de las frecuencias armónicas creadas por cargas no lineales y podrían causar una distorsión significativa de voltaje a esa frecuencia.

Esto significa que es importante determinar cualquier posibilidad de resonancia producida como consecuencia de la corrección del factor de potencia ó de la aplicación de filtros de armónicas en un sistema de potencia.

Una vez más, el progreso tecnológico ha traído consigo una contaminación grave del medio (eléctrico en este caso) que es preciso aprender a controlar.

La filosofía que se considera dentro de la norma 519 del IEEE actualmente en revisión en el sentido de que los usuarios serán los responsables de limitar la cantidad de corrientes armónicas generadas por ellos en el sistema de potencia, mientras que las compañías eléctricas serán las responsables de evitar condiciones de resonancia en el sistema que pudieran crear niveles inaceptables de distorsión en la señal de voltaje.

Hoy en día con la más marcada utilización de equipos electrónicos en todos los ámbitos de nuestras actividades; y aún más, con la apertura del libre comercio de nuestro país con los Estados Unidos y Canadá; tenemos que tener cuidado con los equipos electrónicos que lleguen al país, los cuales deben estar bien especificados y de acuerdo a nuestros requerimientos para evitar adquirir equipo que contribuya al aumento de la generación de armónicas.

Como ejemplo podemos mencionar a los balastos electrónicos; este tipo de balastos han experimentado un gran desarrollo en los últimos años, con esto se da un paso importante en los sistemas de iluminación para un mejor aprovechamiento de la energía. Pero no se debe perder de vista que este nuevo desarrollo puede traer consigo una serie de desavenencias; una de las cuales es su alto contenido armónico que generan en algunos casos.

Realmente en nuestro país hace falta una mayor concientización acerca de los efectos negativos que provocan las corrientes armónicas tanto a los equipos que están contiguos como al sistema eléctrico de potencia.

Es bien sabido que durante mucho tiempo hemos estado en contacto con corrientes armónicas y que no hemos observado "grandes catástrofes" debido a su presencia; lo importante en este punto es que día con día aumenta la utilización de equipo electrónico y por lo tanto aumentan las corrientes armónicas en los sistemas de distribución.

Históricamente, las fuentes armónicas se localizaban en un solo sitio y podía entonces manejarse la situación de una manera directa y simple. Conforme el uso de lámparas fluorescentes, computadoras personales, televisores y controladores de velocidad de estado sólido para motores, todos estos generadores de armónicas, se incrementan en áreas comerciales y residenciales, el problema para las compañías

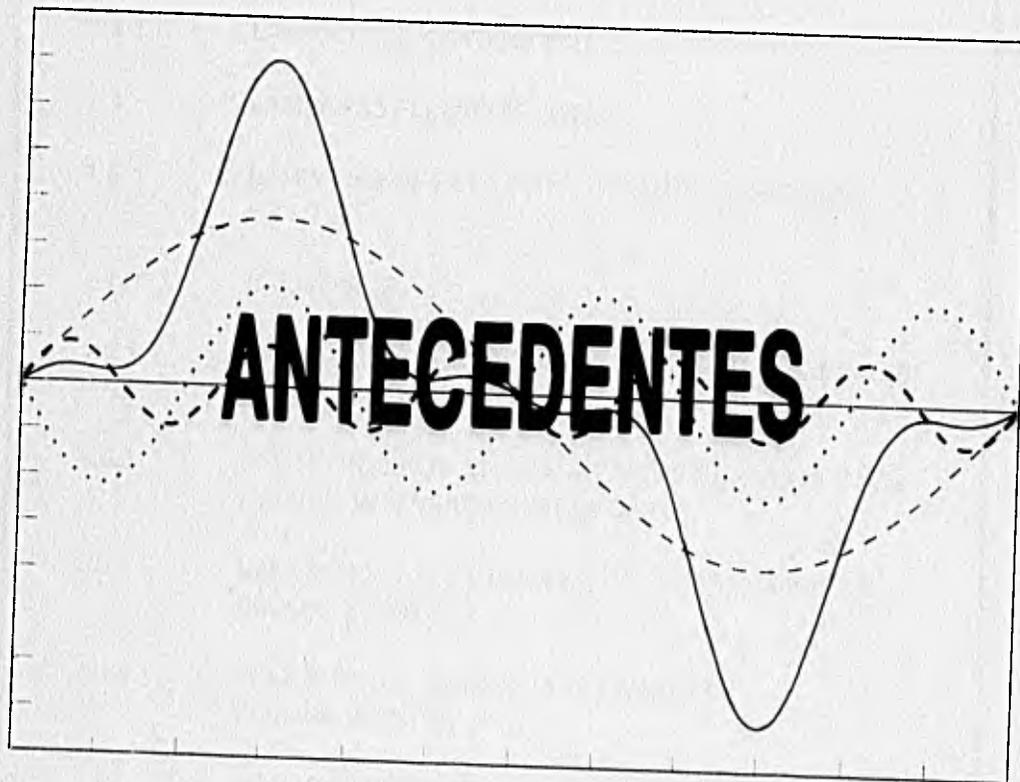
eléctricas irá también en aumento debido a que las corrientes armónicas se esparsen en la red de distribución.

Si los equipos limitaran los valores de corrientes armónicas todos los equipos trabajarían con sus mejores eficiencias y nuestro sistema eléctrico se comportaría de una manera más estable y tendría menos pérdidas en su transmisión.

La utilización en gran escala de lámparas de descarga en gas como un medio para reducir el consumo de energía se ha visto incrementada en muchos lugares del mundo. La utilización de nuevas tecnologías que abarcan desde diseños de lámparas fluorescentes y lámparas de H.I.D. hasta la constitución de los famosos edificios inteligentes nos han impulsado para desarrollar el estudio de las armónicas en sistemas eléctricos de baja tensión; principalmente en los sistemas de iluminación, puesto que son una parte importante dentro de cualquier sistema eléctrico.

En vista de los efectos negativos de las armónicas en los sistemas eléctricos de baja tensión. La información que a continuación se muestra pretende dar a conocer los efectos ocasionados por la presencia de armónicas y concientizar sobre la necesidad de instalar y diseñar equipos y/o dispositivos que generen corrientes armónicas dentro de ciertos límites permisibles.

CAPITULO 1



- 1.1 PARAMETROS DE UNA ONDA SENOIDAL.
- 1.2 CONCEPTOS GENERALES SOBRE ARMONICAS.
- 1.3 ANALISIS DE FOURIER PARA ALGUNAS FUNCIONES PERIODICAS.
- 1.4 LAMPARAS.
 - 1.4.1 LAMPARAS INCANDESCENTES.
 - 1.4.2 LAMPARAS FLUORESCENTES.
 - 1.4.3 LAMPARAS DE ALTA INTENSIDAD DE DESCARGA (H.I.D.).
- 1.5 BALASTROS.
 - 1.5.1 BALASTROS ELECTROMAGNETICOS PARA LAMPARAS FLUORESCENTES.
 - 1.5.2 BALASTROS ELECTROMAGNETICOS PARA LAMPARAS DE ALTA INTENSIDAD DE DESCARGA.
 - 1.5.3 BALASTROS ELECTRONICOS (EL) PARA LAMPARAS FLUORESCENTES
 - 1.5.4 BALASTROS HIBRIDOS PARA LAMPARAS FLUORESCENTES
- 1.6 CONTROLES ELECTRICOS.
 - 1.6.1 CONTROLES ON - OFF
 - 1.6.2 CONTROLES DE NIVEL.

1.1 PARAMETROS DE UNA ONDA SENOIDAL.

La forma de onda del voltaje Fig. 1.1 se llama onda senoidal. El valor instantáneo del voltaje en cualquier punto de la onda senoidal se expresa por la ecuación.

$$V = V_m \text{ sen } \theta$$

donde :

V = Valor instantáneo del voltaje en V

V_m = Valor máximo del voltaje en V

θ = Angulo de rotación en grados.

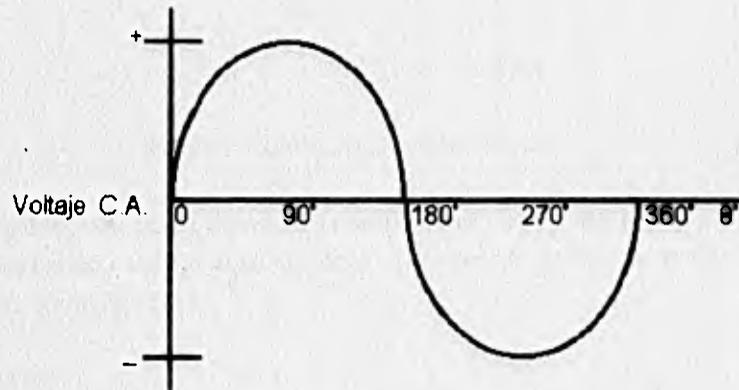


Figura 1.1 Onda senoidal

Frecuencia y período.

El número de ciclos por segundo se llama frecuencia, se representa con la letra f y se expresa en hertz (Hz). Un ciclo por segundo es igual a 1 hertz. Por lo tanto, 60 ciclos por segundo (abreviado a veces cps) es igual a 60 Hz. Una frecuencia de 2 Hz fig. 1.2b es el doble de la frecuencia de 1 Hz figura 1.2a.

El tiempo que se requiere para completar un ciclo se llama período. Se indica con el símbolo T (tiempo) y se expresa en segundos (seg.). La frecuencia y el período son recíprocos.

$$f = 1 / T \quad T = 1 / f$$

Cuanto mayor sea la frecuencia, menor será el período.

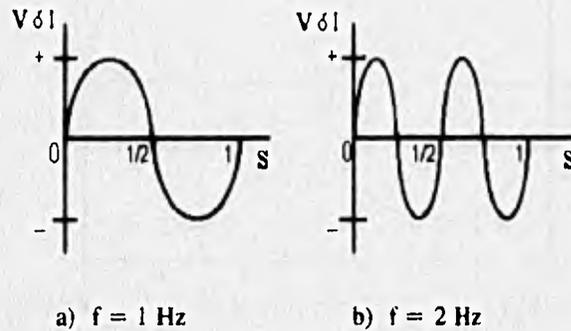


Figura 1.2 Comparación de frecuencias

El ángulo de 360 grados representa el tiempo de un ciclo, ó sea, el período T. Por lo tanto podemos indicar en el eje horizontal de la onda senoidal unidades de grados eléctricos ó de segundos. Ver figura 1.3

Relación de fase.

El ángulo de fase entre dos formas de onda de la misma frecuencia es la diferencia angular en cualquier instante. Por ejemplo, el ángulo de fase entre las ondas B y A (figura 1.4) es 90 grados. La onda B comienza con valor máximo y se reduce a cero a 90 grados, mientras que la onda A comienza en cero y aumenta al valor máximo a 90 grados. La onda B alcanza su valor máximo 90 grados antes que la onda A, así que la onda B se adelanta a la onda A por 90 grados. Este ángulo de fase de 90 grados entre las ondas B y A se conserva durante todo el ciclo y todos los ciclos sucesivos. En cualquier instante, la onda B tiene el valor que tendrá la onda A 90 grados más tarde.

Como una senoide de voltaje ó de corriente alterna tienen muchos valores instantáneos a lo largo del ciclo es conveniente especificar las magnitudes con las que se pueda comparar una onda con otra. Se pueden especificar los valores pico, promedio ó raíz cuadrática media (rms), ver figura 1.5. Estos valores se aplican a la corriente ó al voltaje.

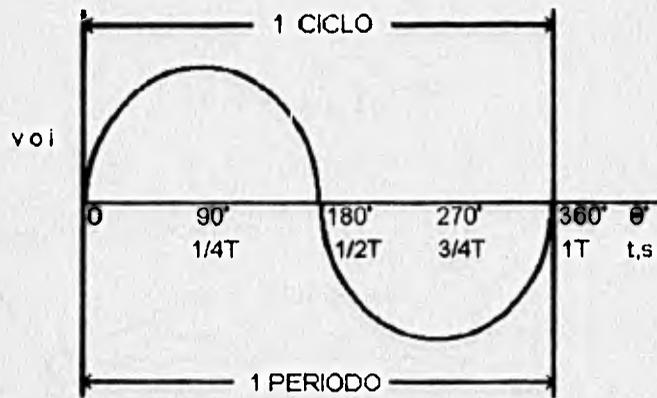


Figura 1.3 Relación entre los grados eléctricos y el tiempo.

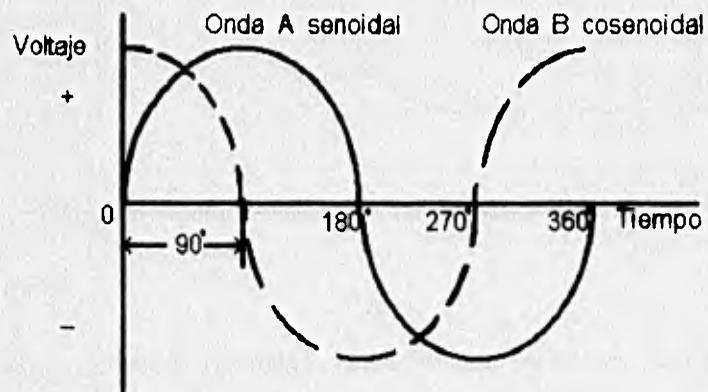


Figura 1.4 La onda B adelanta a la onda A en un ángulo de fase de 90°

Valor medio.

El valor medio $V_{med.}$ de una función periódica $V(t)$ de período T es, por definición

$$V_{med.} = \frac{1}{T} \int_0^T V(t) dt$$

Valor Eficaz.

Dada la función $V(t)$ de período T , su valor eficaz (ó raíz cuadrática media), es por

definición :

$$V_{ef.} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V(t)^2 dt}$$

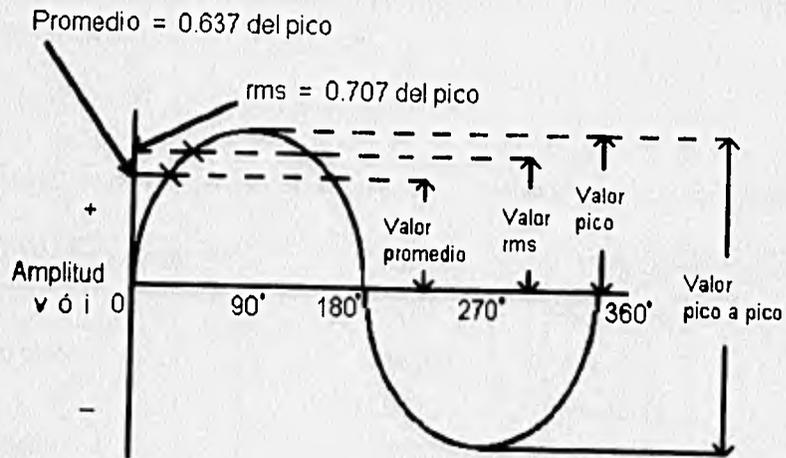


Figura 1.5 Valores de la amplitud de una onda de C.A. senoidal

Factor de forma.

El factor de forma de una onda es la relación entre los valores eficaz y medio de la misma.

$$\text{Factor de forma} = \frac{V_{ef}}{V_{med}} = \frac{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V(t)^2 dt}}{\frac{1}{T} \int_0^T V(t) dt}$$

Factor de cresta.

Es la relación del valor pico con el valor eficaz.

$$\text{Factor de cresta} = \frac{V_{\text{pico}}}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V(t)^2 dt}}$$

A menos que se indique lo contrario, todas las mediciones de ondas de C.A. senoidales están dadas en valor rms. Con la tabla 1.1 podemos convertir un valor característico en otro de una manera rápida.

Tabla 1.1 Tabla de conversión del voltaje y la corriente alternos con onda senoidal.

Multiplicar el valor	Por	Para obtener el valor
pico	2.000	pico a pico
pico a pico	0.500	pico
pico	0.637	promedio
promedio	1.570	pico
pico	0.707	efectivo rms
efectivo rms	1.414	pico
promedio	1.110	efectivo rms
efectivo rms	0.901	promedio

1.2 CONCEPTOS GENERALES SOBRE ARMONICAS

A continuación mencionaremos algunas definiciones que son necesarias para una mejor comprensión y que de alguna forma contribuyan a la adecuación y unificación de un mismo lenguaje.

COMPONENTE FUNDAMENTAL.

Es la componente de orden 1 de la serie de Fourier de una señal periódica.

Nota: Para nuestro propósito la frecuencia fundamental es la frecuencia de nuestro sistema eléctrico, 60 Hz.

COMPONENTE ARMONICA.

Una componente de orden mayor que 1 de la serie de Fourier de una señal periódica.

ORDEN DE LA ARMONICA (n).

Es un número entero el cual indica la proporción que existe entre la frecuencia de una armónica y la frecuencia de la fundamental.

RANGO ARMONICO (de una componente armónica).

Para una componente armónica de orden n de una onda distorsionada, es la relación (el cual puede ser expresado en %) del valor r.m.s. de esta componente armónica con el valor r.m.s. de la componente fundamental de la misma onda.

CONTENIDO ARMONICO.

Es la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de los valores r.m.s de las componentes armónicas excluyendo la fundamental.

DISTORSION TOTAL ARMONICA.

Es la relación que existe del valor r.m.s. del contenido armónico y el valor r.m.s. de la señal periódica (de todas las componentes armónicas incluyendo la fundamental).

$$\text{DISTORSION TOTAL ARMONICA (THD)} = \sqrt{\frac{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots}{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots}}$$

FACTOR ARMONICO (FACTOR DE DISTORSION).

Es la relación entre el contenido armónico y el valor r.m.s. de la componente fundamental.

$$\text{FACTOR ARMONICO (HF)} = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots}}{I_1(\text{fundamental})}$$

FACTOR ARMONICO PARA VOLTAJE.

$$\text{FACTOR ARMONICO DE VOLTAJE} = \frac{(E_3^2 + E_5^2 + E_7^2 + \dots)^{1/2}}{E_1}$$

FACTOR ARMONICO PARA CORRIENTE.

$$\text{FACTOR ARMONICO DE CORRIENTE} = \frac{(I_3^2 + I_5^2 + I_7^2 + \dots)^{1/2}}{I_1}$$

RELACION DEL THD Y HF.

$$\text{THD} = \frac{\text{HF}}{\sqrt{(1 + \text{HF}^2)}}$$

La tabla 1.2 demuestra que los factores armónicos de hasta el 20% tienen muy poca diferencia con el valor de THD.

RELACION DE LAS COMPONENTES ARMONICAS Y EL THD.

Para calcular el valor del THD también lo podemos expresar de la siguiente manera:

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum I_n^2}}{\sqrt{(I_1^2 + \sum I_n^2)}}$$

Tabla 1.2 Relación del H.F. Y T.H.D.

H.F.	T.H.D.
5.00%	4.99%
10.00%	9.95%
17.00%	16.80%
20.00%	19.60%
30.00%	28.70%
32.00%	30.50%
33.80%	32.00%
40.00%	37.10%
50.00%	44.70%
100.00%	70.70%
140.00%	81.40%
150.00%	83.20%

Donde :

- I_n = Componente armónica
- n = Número de la armónica
- I_f = Componente fundamental

La ecuación anterior la podemos visualizar de una manera más sencilla auxiliándonos de la tabla 1.3 y de la figura 1.6

El porcentaje total de distorsión armónica no excede del 100%; de aquí se podría concluir que existe una relación lineal entre la magnitud de las componentes armónicas y THD.

Cuando se trabaja en los sistemas de potencia, es frecuente encontrar el interés de conocer la cantidad de la fundamental y/o las componentes de distorsión. Usualmente lo que conocemos son los valores rms del total de la forma de onda y THD.

De la ecuación del THD anterior podemos deducir la siguiente relación :

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum I_n^2}}{\sqrt{I_f^2 + \sum I_n^2}} = \frac{\sqrt{\sum I_n^2}}{I_{\text{rms}}} \Rightarrow \sqrt{\sum I_n^2} = \text{THD} \times I_{\text{rms}}$$

$$I_{\text{rms}} = \sqrt{I_f^2 + \sum I_n^2}$$

Por lo tanto:

$$\text{COMPONENTES ARMONICAS} = \sqrt{\sum I_n^2} = \text{THD} \times I_{\text{rms}}$$

$$\text{COMPONENTE FUNDAMENTAL} = I_f = (I_{\text{rms}}^2 - \sum I_n^2)^{1/2}$$

Tabla 1.3 Relación de las componentes armónicas con la componente fundamental.

COMP. FUND.	COMP. ARMON.	TOTAL RMS	FACTOR ARMON.	THD
(If)	$\sqrt{\sum h^2}$	$\sqrt{I_f^2 + \sum h^2}$	% (HF)	%
100.00	0.5	100	0.50	0.50
99.99	1	100	1.00	1.00
99.98	2	100	2.00	2.00
99.95	3	100	3.00	3.00
99.92	4	100	4.00	4.00
99.87	5	100	5.01	5.00
99.82	6	100	6.01	6.00
99.75	7	100	7.02	7.00
99.68	8	100	8.03	8.00
99.59	9	100	9.04	9.00
99.50	10	100	10.05	10.00
98.87	15	100	15.17	15.00
97.98	20	100	20.41	20.00
96.82	25	100	25.82	25.00
95.39	30	100	31.45	30.00
91.65	40	100	43.64	40.00
86.60	50	100	57.74	50.00
80.00	60	100	75.00	60.00
71.41	70	100	98.02	70.00
60.00	80	100	133.33	80.00
43.59	90	100	206.47	90.00

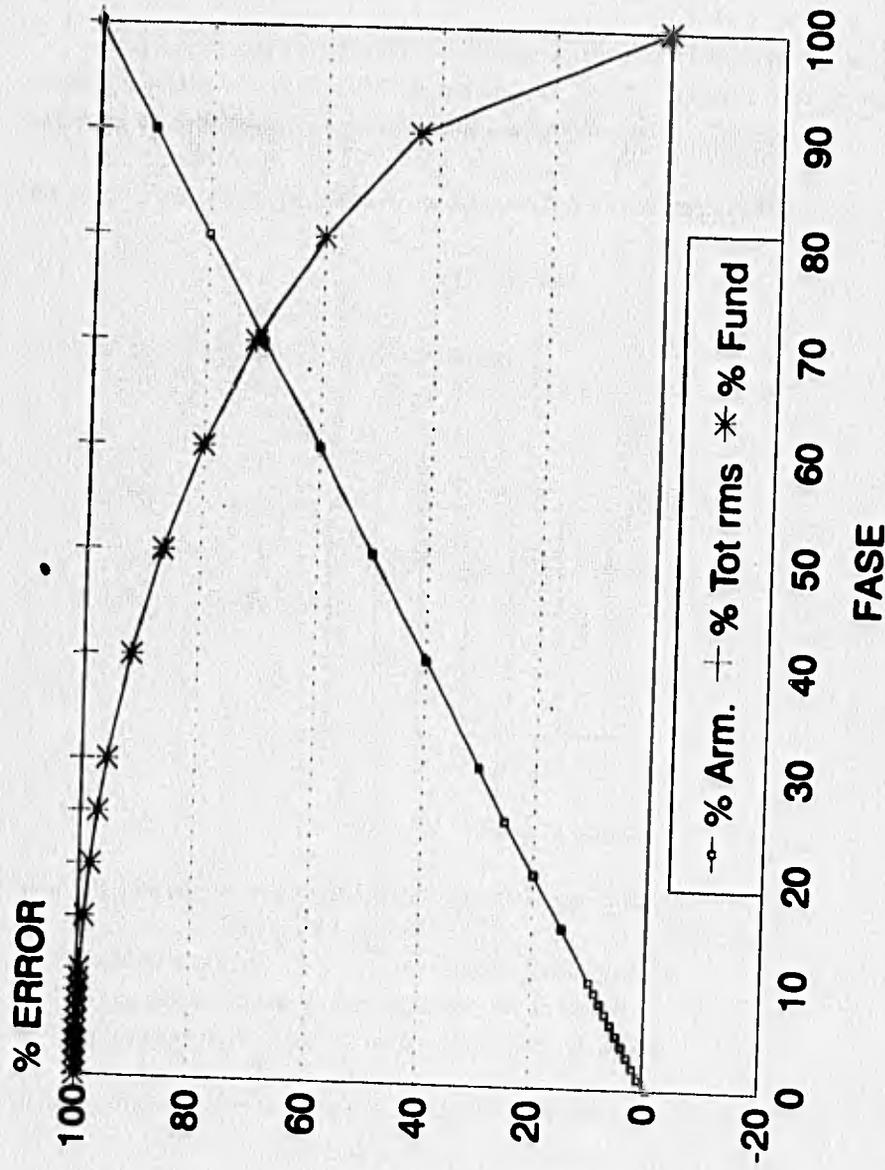


Fig. 1.6 Relación de las componentes armónicas con la componente fundamental

1.3 ANALISIS DE FOURIER PARA ALGUNAS FUNCIONES PERIODICAS.

SERIE TRIGONOMETRICA DE FOURIER

Una función que se repite idénticamente cada cierto intervalo de tiempo se conoce como función periódica. La figura 1.7 representa una función periódica que se repite cada 4 segundos; en otras palabras su período es de 4 segundos.

En general, una función periódica $f(t)$ se define matemáticamente por la relación:

$$f(t) = f(t+nT)$$

en la cual T es el período y n un número natural.

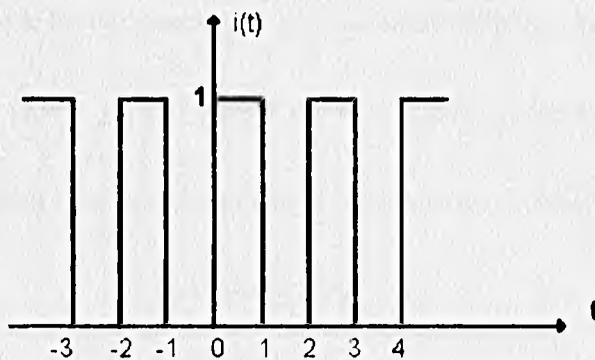


Figura 1.7 Función periódica.

Si una función periódica $f(t)$ satisface las siguientes condiciones:

- 1.- El valor de la integral $\int_{t_0}^{t_0+T} |f(t)|$ es finito para cualquier t_0 .
- 2.- Tiene un número finito de discontinuidades en un período.
- 3.- Tiene un número finito de máximos y mínimos en un período.

Entonces puede ser representada por la suma de funciones seno y coseno:

$$f(t) = a_0 + a_1 \cos \omega_0 t + a_2 \cos 2\omega_0 t + \dots \\ \dots + b_1 \sin \omega_0 t + b_2 \sin 2\omega_0 t + \dots \quad (1.1)$$

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega_0 t) + b_n \text{sen}(n\omega_0 t)]$$

donde:

$$\omega_n = \frac{2\pi}{T}$$

es la frecuencia fundamental de la función $f(t)$, y
 a_0, a_n y b_n son constantes que dependen de la función periódica $f(t)$.

La expresión 1.1 es la forma trigonométrica de la serie de Fourier para la función periódica $f(t)$. Los términos coseno y seno con coeficientes a_1 y b_1 constituyen la componente fundamental y tienen la misma frecuencia que $f(t)$; los términos con coeficientes a_2 y b_2 dan origen a la componente de segunda armónica, con frecuencia igual al doble de la fundamental; los términos con coeficientes a_3 y b_3 forman la tercera armónica y así sucesivamente.

Ahora calcularemos las constantes a_0, a_n y b_n . Empezando con a_0 se integra los dos miembros de la serie de Fourier, ecuación (1.1), en un período completo, obtenemos:

$$\int_0^T f(t) dt = a_0 \int_0^T dt + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \int_0^T \cos n\omega_0 t dt + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \int_0^T \text{sen} n\omega_0 t dt \quad (1.2)$$

Pero cada una de las integrales dentro de las sumatorias tiene la forma de las siguientes ecuaciones:

$$\int_0^T \text{sen} n\omega_0 t dt = 0 \quad (1.3)$$

$$\int_0^T \cos n\omega_0 t dt = 0 \quad (1.4)$$

en base a las siguientes identidades

$$\int_0^T \cos K\omega_0 t \text{sen} n\omega_0 t dt = 0 \quad (1.5)$$

$$\int_0^T \text{sen} K\omega_0 t \text{sen} n\omega_0 t dt = \begin{cases} 0 & K \neq n \\ \frac{T}{2} & K = n \neq 0 \end{cases} \quad (1.6)$$

$$\int_0^T \cos K\omega_0 t \cos n\omega_0 t dt = \begin{cases} 0 & K \neq n \\ \frac{T}{2} & K = n \neq 0 \end{cases} \quad (1.7)$$

la ecuación (1.2) se reduce a:

$$\int_0^T f(t) dt = a_0 T \quad (1.8)$$

o

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (1.9)$$

la constante a_0 de la ecuación (1.9) es el valor promedio de $f(t)$ durante un período y se le conoce como la componente directa de $f(t)$.

Obteniendo ahora una expresión general para evaluar los coeficientes de los términos en coseno. Considerando entonces el coeficiente a_k , es decir, el coeficiente de $\cos k\omega_0 t$, donde: $K = 1, 2, \dots$. Así, multiplicando los dos miembros de la ecuación (1.1) por $\cos k\omega_0 t$, e integrando en un período se obtiene:

$$\int_0^T f(t) \cos K\omega_0 t dt = a_0 \int_0^T \cos K\omega_0 t dt + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \int_0^T \cos K\omega_0 \cos n\omega_0 t dt + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \int_0^T \cos K\omega_0 \sin n\omega_0 t dt \quad (1.10)$$

Observe en ésta última expresión que de acuerdo con las ecuaciones (1.4), (1.5) y (1.7), el único término diferente de cero es el segundo, cuando $n=k$. Por lo tanto, la ecuación (1.10) se reduce a:

$$\int_0^T f(t) \cos K\omega_0 t dt = a_k \frac{T}{2} \quad \text{para } n = k$$

o

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos K\omega_0 t dt \quad (1.11)$$

puesto que la relación (1.11) se obtuvo para $n=k$, la podemos expresar como:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos n\omega_0 t dt \quad (1.12)$$

Análogamente obtendremos el coeficiente b_k multiplicando los dos miembros de la ecuación (1.1) por $\text{sen } k\omega_0 t$ e integrando en un período. Así se obtiene:

$$\int_0^T f(t) \text{sen } k\omega_0 t dt = a_0 \int_0^T \text{sen } k\omega_0 t dt + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \int_0^T \text{sen } k\omega_0 \cos n\omega_0 t dt + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \int_0^T \text{sen } k\omega_0 \text{sen } n\omega_0 t dt \quad (1.13)$$

Según las ecuaciones (1.3), (1.5) y (1.6), el tercer término del segundo miembro de la ecuación (1.3) es el único diferente de cero cuando $n=k$, por lo cual la ecuación (1.3) se reduce a:

$$\int_0^T f(t) \text{sen } k\omega_0 t dt = b_k \frac{T}{2} \quad \text{para } n = k$$

o

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \text{sen } k\omega_0 t dt \quad (1.14)$$

como la ecuación (1.14) se determinó para $n=k$, establecemos entonces la relación:

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \text{sen } n\omega_0 t dt \quad (1.15)$$

Las ecuaciones (1.9), (1.12) y (1.15) nos permiten obtener el valor de a_0 y todos los valores de los coeficientes a_n y b_n de la serie trigonométrica de Fourier, de la ecuación (1.1)

SERIE EXPONENCIAL DE FOURIER

En la sección anterior se expresó la serie de Fourier de una función periódica, usando términos seno y coseno. Sin embargo, resulta conveniente escribirla en forma exponencial, pues así se obtiene más fácilmente y se expresa de manera más breve. Partiendo de la serie trigonométrica de Fourier:

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_0 t + b_n \text{sen } n\omega_0 t) \quad (1.16)$$

Los términos $\cos k\omega_0 t$ y $\sen k\omega_0 t$ pueden ser expresados en forma compleja, a partir de la identidad de Euler, de la siguiente manera:

$$\cos n\omega_0 t = \frac{1}{2} (e^{jn\omega_0 t} + e^{-jn\omega_0 t}) \quad (1.17)$$

$$\sen n\omega_0 t = \frac{1}{2j} (e^{jn\omega_0 t} - e^{-jn\omega_0 t}) \quad (1.18)$$

Si sustituimos las relaciones 1.17 y 1.18 en la expresión 1.16 se obtiene:

$$\begin{aligned} f(t) &= a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{a_n}{2} (e^{jn\omega_0 t} + e^{-jn\omega_0 t}) + \frac{b_n}{2j} (e^{jn\omega_0 t} - e^{-jn\omega_0 t}) \right] \\ f(t) &= a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{1}{2} (a_n - jb_n) e^{jn\omega_0 t} + \frac{1}{2} (a_n + jb_n) e^{-jn\omega_0 t} \right] \end{aligned} \quad (1.19)$$

Si para la expresión (1.19) definimos:

$$c_0 = a_0 \quad (1.20)$$

$$c_n = \frac{1}{2} (a_n - jb_n) \quad (1.21)$$

$$c_{-n} = \frac{1}{2} (a_n + jb_n) \quad (1.22)$$

entonces esa expresión se reduce a:

$$f(t) = c_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (c_n e^{jn\omega_0 t} + c_{-n} e^{-jn\omega_0 t})$$

o

$$f(t) = c_0 + \sum_{n=1}^{\infty} c_n e^{jn\omega_0 t} + \sum_{n=1}^{\infty} c_{-n} e^{-jn\omega_0 t} \quad (1.23)$$

Incorporando el término constante c_0 en la primera sumatoria, y por lo tanto variando sus límites de $n=0$ a ∞ , se obtiene:

$$f(t) = \sum_{n=0}^{\infty} c_n e^{jn\omega_0 t} + \sum_{n=1}^{\infty} c_{-n} e^{-jn\omega_0 t} \quad (1.24)$$

ahora, cambiando el signo de n en la segunda sumatoria, lo que implica modificar sus límites (ahora de -1 a $-\infty$) se obtiene la siguiente expresión:

$$f(t) = \sum_{n=0}^{\infty} c_n e^{jn\omega_0 t} + \sum_{n=-1}^{-\infty} c_n e^{-jn\omega_0 t} \quad (1.25)$$

estas dos sumatorias pueden expresarse en una sola con límites de $-\infty$ a ∞ . Así:

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{jn\omega_0 t} \quad (1.26)$$

la expresión (1.26) es la forma exponencial de la serie de Fourier.

EVALUACION DE LOS COEFICIENTES DE LA SERIE EXPONENCIAL DE FOURIER.

Obtendremos ahora una forma directa para determinar los coeficientes c_n de la serie exponencial de Fourier. estos coeficientes c_n serán evaluados tomando como base los coeficientes a_n y b_n de la serie trigonométrica.

Los coeficientes de la serie trigonométrica están dados por:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos n\omega_0 t \, dt \quad (1.27)$$

y

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sen n\omega_0 t \, dt \quad (1.28)$$

Por otra parte, se definió la expresión:

$$c_n = \frac{1}{2} (a_n - jb_n) \quad (1.29)$$

si sustituimos las expresiones (1.27), (1.28) en la expresión (1.29), obtenemos.

$$c_n = \frac{1}{2} \left[\frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos n\omega_0 t \, dt - j \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sen n\omega_0 t \, dt \right]$$

reduciendo la expresión anterior queda de la siguiente forma:

$$c_n = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) (\cos n\omega_0 t - j \operatorname{sen} n\omega_0 t) dt \quad (1.30)$$

pero:

$$\cos n\omega_0 t - j \operatorname{sen} n\omega_0 t = e^{-jn\omega_0 t} \quad (1.31)$$

Sustituyendo la expresión (1.31) en la (1.30), se obtiene:

$$c_n = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) e^{-jn\omega_0 t} dt \quad (1.32)$$

Así la expresión (1.32) nos permite evaluar los coeficientes de la serie exponencial de Fourier de la ecuación (1.26).

A continuación se analizará el contenido armónico de algunas funciones periódicas :

a) Función periódica de una señal con forma cuadrada.

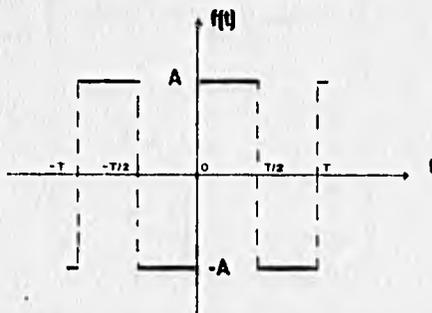


Figura 1.8 Función periódica de una onda cuadrada.

$f(t)$ está definida por:

$$f(t) = \begin{cases} -A; & -\frac{T}{2} < t < 0 \\ A; & 0 < t < \frac{T}{2} \end{cases}$$

Si se tiene que :

$$\frac{1}{2}a_0 = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) dt = \frac{A}{T} \left\{ -\int_{-\frac{T}{2}}^0 dt + \int_0^{\frac{T}{2}} dt \right\} = \frac{A}{T} \left\{ -t \Big|_{-\frac{T}{2}}^0 + t \Big|_0^{\frac{T}{2}} \right\} = 0$$

$$a_n = \frac{2A}{T} \left[\int_{-\frac{T}{2}}^0 -\cos(n\omega_0 t) dt + \int_0^{\frac{T}{2}} \cos(n\omega_0 t) dt \right]$$

$$a_n = \frac{2A}{T} \left[-\frac{1}{n\omega_0} \sin(n\omega_0 t) \Big|_{-\frac{T}{2}}^0 + \frac{1}{n\omega_0} \sin(n\omega_0 t) \Big|_0^{\frac{T}{2}} \right] = 0 \quad ; n \neq 0$$

$$a_n = \frac{2A}{T} \left[\frac{-1}{n\omega_0} [\sin 0 - \sin(-n\pi)] + \frac{1}{n\omega_0} [\sin(n\pi) - \sin 0] \right] = 0 \quad ; n \neq 0$$

$$b_n = \frac{2A}{T} \left[\int_{-\frac{T}{2}}^0 -\text{sen}(n\omega_0 t) dt + \int_0^{\frac{T}{2}} \text{sen}(n\omega_0 t) dt \right]$$

$$b_n = \frac{2A}{T} \left[\frac{1}{n\omega_0} \cos(n\omega_0 t) \Big|_{-\frac{T}{2}}^0 + \frac{-1}{n\omega_0} \cos(n\omega_0 t) \Big|_0^{\frac{T}{2}} \right]$$

$$b_n = \frac{2A}{n\omega_0 T} \left[\{1 - \cos(-n\pi)\} - \{\cos(n\pi) - 1\} \right] = \frac{2A}{n\pi} (1 - \cos(n\pi))$$

Por lo tanto, tenemos que:

$$b_n = \begin{cases} 0, & n \text{ par} \\ \frac{4A}{n\pi}, & n \text{ impar} \end{cases}$$

De donde:

$$f(t) = \frac{4A}{\pi} \sum_{n=\text{impar}}^{\infty} \frac{1}{n} \text{sen}(n\omega_0 t)$$

$$f(t) = \frac{4A}{\pi} \left\{ \text{sen}(\omega_0 t) + \frac{1}{3} \text{sen}(3\omega_0 t) + \frac{1}{5} \text{sen}(5\omega_0 t) + \dots \right\}$$

Ahora desarrollaremos la siguiente función en serie de Fourier:

b).- $f(t) = \text{sen}^5 t$

Pero en lugar de emplear la serie trigonométrica de Fourier empleada en el ejemplo anterior, haremos uso de las identidades siguientes:

$$e^{\pm jn\theta} = \cos(n\theta) \pm j \text{sen}(n\theta),$$

$$\cos(n\theta) = \frac{e^{jn\theta} + e^{-jn\theta}}{2},$$

$$\text{sen}(n\theta) = \frac{e^{jn\theta} - e^{-jn\theta}}{2j},$$

Se expresa de la siguiente forma:

$$\text{sen}^5 t = \left(\frac{e^{jt} - e^{-jt}}{2j} \right)^5$$

$$\text{sen}^5 t = \frac{1}{32j} (e^{j5t} - 5e^{j3t} + 10e^{jt} - 10e^{-jt} + 5e^{-j3t} - e^{-j5t})$$

Por lo tanto la serie de Fourier es la siguiente:

$$\text{sen}^5 t = \frac{5}{8} \text{sen}(t) - \frac{5}{16} \text{sen}(3t) + \frac{1}{16} \text{sen}(5t)$$

El contenido armónico de cualquier señal ya sea de voltaje o de corriente que alimenta a cualquier circuito compuesto de resistencias, inductores y capacitores, tendrá repercusiones en su funcionamiento.

Al calcular la corriente o voltaje que circula por dichos elementos, se encuentra que también presentan un contenido armónico para poder hacer un análisis en estado estacionario del circuito que se trate. A continuación se analizarán algunos circuitos:

Si se tiene una fuente de voltaje $v(t)$, cuya función está definida por el $\text{sen}^5(t)$ analizada anteriormente, y se aplica a un circuito en serie RL como se muestra en la figura 1.9, la corriente $i(t)$ en estado estacionario es la siguiente:

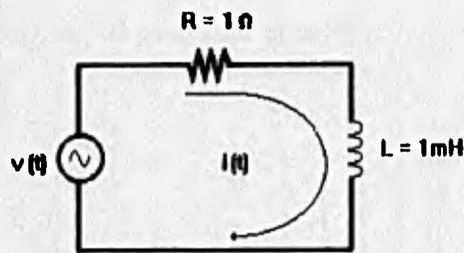


Figura 1.9 Circuito serie RL

La expresión en serie de Fourier es:

$$v(t) = \frac{5}{8} \text{sen}(t) - \frac{5}{16} \text{sen}(3t) + \frac{1}{16} \text{sen}(5t)$$

La impedancia del circuito RL a cualquier frecuencia está dada por :

$$Z(j\omega) = R + j\omega L$$

Por consiguiente, para el armónico n ésimo la impedancia es:

$$Z(jn\omega_0) = R + jn\omega_0 L$$

Para una $R=1$ ohm y $L=1$ Henry; tenemos:

$$Z(jn\omega_0) = Z(jn) = 1 + jn = |Z(jn)| \angle \theta(n)$$

donde:

$$Z(jn) = \sqrt{1+n^2}, \theta(n) = \tan^{-1}n$$

Entonces la respuesta en estado estacionario $i(t)$, esta dada por.

$$i_r(t) = \frac{5}{8\sqrt{2}} \text{sen}(t - \tan^{-1}1) - \frac{5}{16\sqrt{10}} \text{sen}(t - \tan^{-1}3) + \frac{1}{16\sqrt{26}} \text{sen}(t - \tan^{-1}5)$$

Analicemos ahora el comportamiento de un circuito en paralelo RC mostrado en la figura 1.10, calculando el voltaje de salida en estado estacionario, cuando la corriente de

entrada tiene la forma de onda que se muestra en la figura 1.11, siendo $R=1$ ohm y $C=1$ farad.

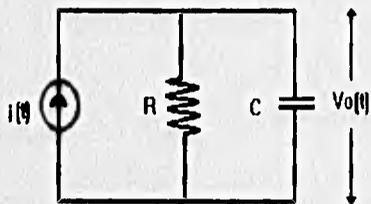


Figura 1.10 Circuito paralelo RC

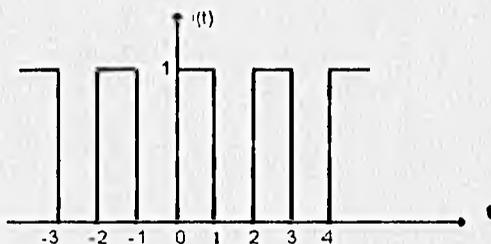


Figura 1.11 Forma de onda cuadrada

La función que define a la corriente es la siguiente:

$$i(t) = \begin{cases} 1; & 0 < t < 1 \\ 0; & 1 < t < 2 \end{cases}$$

donde:

$$T = 2; \omega_0 = \frac{2\pi}{T} = \pi$$

Si tenemos que:

$$\frac{1}{2} a_0 = \frac{1}{T} \int_0^1 dt = \frac{1}{2} \int_0^1 dt = \frac{1}{2}$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^1 f(t) \cos(n\omega_0 t) dt = \int_0^1 \cos(n\omega_0 t) dt = \frac{1}{n\omega_0} \text{sen}(n\omega_0 t) \Big|_0^1 = 0$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^1 f(t) \text{sen}(n\omega_0 t) dt = \int_0^1 \text{sen}(n\omega_0 t) dt = -\frac{1}{n\omega_0} \cos(n\omega_0 t) \Big|_0^1 = 0$$

$$b_n = -\frac{1}{n\omega_0} \{\cos(n\omega_0) - 1\} = \frac{1}{n\pi} \{1 - \cos(n\pi)\};$$

es decir:

$$b_n = \begin{cases} 0, & n \text{ par} \\ \frac{2}{n\pi}, & n \text{ impar} \end{cases}$$

por lo tanto:

$$i(t) = \frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} \text{sen}(n\pi t)$$

$$i(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \left[\text{sen}(\pi t) + \frac{1}{3} \text{sen}(3\pi t) + \frac{1}{5} \text{sen}(5\pi t) + \dots \right]$$

por otro lado tenemos que:

$$i(t) = iR + iC$$

$$i(t) = \frac{V_0(t)}{R} + \frac{V_0(t)}{X_C} = V_0(t) \left[\frac{1}{R} + j\omega C \right] = V_0(t) \left[\frac{1 + j\omega RC}{R} \right]$$

pero:

$$\omega = n\omega_0 = n\pi$$

entonces tenemos que:

$$V_0(t) = \frac{1}{1 + jn\pi} i(t) = \frac{1}{\sqrt{1 + n^2\pi^2} \angle \text{tg}^{-1} n\pi} i(t)$$

Sustituyendo $i(t)$ se tiene que:

$$V_0(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \left[\frac{1}{\sqrt{1 + \pi^2}} \text{sen}(\pi t - \text{tg}^{-1} \pi) + \frac{1}{3\sqrt{1 + 9\pi^2}} \text{sen}(3\pi t - \text{tg}^{-1} 3\pi) + \dots \right]$$

Como se puede observar al aplicar una corriente o un voltaje con contenido armónico a un circuito electrónico, también circulará por éste un voltaje o una corriente con contenido armónico según sea el caso; teniendo como consecuencia que el contenido armónico de dichas señales afecten el funcionamiento de los componentes que intervienen en dichos circuitos.

1.4 LAMPARAS.

Actualmente disponemos de muchos tipos de lámparas para la producción de iluminación artificial, pero todos estos tipos están basados solamente en dos fenómenos físicos que son calor y luminiscencia. Por lo tanto podemos distinguir entre las lámparas basadas en la elevación de la temperatura de un cuerpo, es decir, en elementos que emiten radiaciones caloríferas (como es el caso de las lámparas incandescentes) y lámparas basadas en otras propiedades cuya característica común es que apenas existe elevación de temperatura, o sea en elementos que permiten radiaciones luminiscentes (como lo son las lámparas de descarga en gas). Algunas lámparas emiten ambas clases de radiaciones.

Aunque la variedad de lámparas es muy grande, los tipos mas utilizados actualmente son los siguientes :

- a) Incandescentes.
- b) Fluorescentes.
- c) De vapor de Mercurio.
- d) Luz Mixta.
- e) De Aditivos Metálicos.
- f) De Vapor de Sodio en Alta Presión.
- g) De Vapor de Sodio en Baja Presión.

1.4.1. LAMPARAS INCANDESCENTES.

Al paso de la corriente el filamento de tungsteno (figura 1.12) se calienta "al Blanco" llegando a una temperatura de 2,482 °C, que equivale al doble del punto de fusión del acero.

El resplandor radiado por ese gran calor es la incandescencia que la vista se percibe como luz. Las lámparas incandescentes emiten en su mayor parte calor, aproximadamente el 90% de la energía que consumen, y un 10% en luz.

El uso de estas lamparas es prácticamente universal, ya que existen diversas presentaciones, voltajes, formas, y ofrecen una luz de calidad bastante aceptable. Es un producto económico cuya vida promedio es de 1000 horas; llega a producir hasta 25 lm/W.

1.4.2. LAMPARAS FLUORESCENTES.

Las lámparas fluorescentes son esencialmente lámparas de descarga eléctrica en atmósfera de Vapor de Mercurio a baja presión y un gas inerte. La descarga se produce en un recipiente tubular de gran longitud con relación a su diámetro; sobre la pared interior se ha depositado una fina capa de substancias minerales fluorescentes. En las extremidades del tubo se sitúan los electrodos. tubo esta lleno de un gas noble (generalmente Argón) y una pequeña cantidad de Mercurio. La figura 1.13 nos ayudará a entender como se produce la luz en una lámpara fluorescente.

Al aplicar una tensión adecuada entre los cátodos de la lámpara se produce una descarga eléctrica, los electrones procedentes de los cátodos invaden el espacio interatómico chocando con los átomos de Mercurio que existen en dicho espacio. Como consecuencia de estos choques una parte de los átomos se ioniza, aumentando así la corriente de descarga; la mayor parte de los átomos de Mercurio ya están aquí excitados.

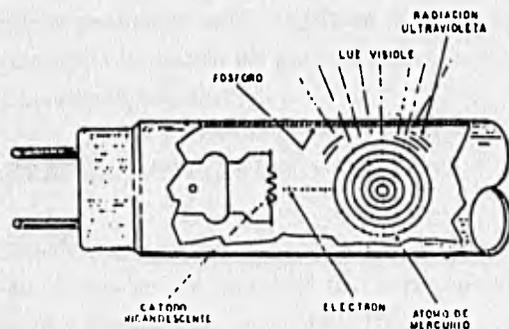


Fig. 1.13 Producción de luz en una lámpara fluorescente

La baja presión que existe en el interior del tubo es la causante de que en la excitación de los átomos de Mercurio se emitan exclusivamente radiaciones ultravioletas cuya longitud de onda es 253.7 nanómetros. Estas radiaciones excitan a su vez un material fluorescente depositado en la pared del tubo que emitirá radiaciones de mayor longitud de onda que las radiaciones ultravioletas incidentes; se emitirán radiaciones visibles.

Por su forma de encendido estas lámparas se dividen en tres tipos (figura 1.14):

- Lámparas del tipo precalentado.
- Lámparas de arranque instantáneo (Slimline).
- Lámparas de arranque rápido.

LAMPARAS DEL TIPO PRECALENTADO.

Esta lámpara de precalentado fue el primer tipo en ser desarrollado, en 1941. Requiere de un arrancador para precalentar los cátodos, provocando una emisión de electrones. Esto causa que la resistencia interna disminuya, lo que permite que el arco se establezca. El proceso de precalentamiento requiere de algunos instantes, de aquí lo lento del encendido.

El precalentamiento puede efectuarse por medio de un botón manual de arranque o por un arrancador automático. El arrancador hace circular la corriente por los electrodos de la lámpara durante un tiempo suficiente para calentarlos y entonces automáticamente o manualmente interrumpe la corriente. En el momento en que la corriente que fluye por los cátodos es interrumpida se presenta un voltaje transitorio en los extremos de la lámpara, este voltaje transitorio junto con la ionización del gas en el proceso de precalentamiento de los cátodos permiten que la lámpara arranque.

LAMPARAS DE ARRANQUE INSTANTANEO (SLIMLINE).

En 1944 fue introducido el circuito de encendido instantáneo también conocido como Slimline. Estas lámparas trabajan sin necesidad de arrancadores, ya que el balastro suministra un voltaje lo suficientemente alto (400 y 1000 volts), produciendo el arco en forma instantánea, evitando así el arranque lento que se tiene con las lámparas de precalentado; cuando la lámpara arranca, los electrones son prácticamente arrancados en frío de los filamentos, posteriormente la corriente de arco provee el calentamiento a los filamentos.

Debido a que estas lámparas no requieren del calentamiento previo, se requieren bases con una sola espiga en cada extremo de la lámpara. Las lámparas de arranque instantáneo de 40 watts usan una base media de dos espigas, la cual tiene una conexión entre las espigas de cada extremo, produciendo el mismo efecto que solamente una espiga para cada cátodo.

LAMPARAS DE ARRANQUE RAPIDO.

En 1952 se desarrolló el circuito y la lámpara de arranque rápido. Estas lámparas arrancan con suavidad y rapidez sin necesidad de arrancadores. Arrancan en un periodo de tiempo de 1 segundo. Usan balastos mas pequeños y más eficientes que los balastos de arranque instantáneo.

Este tipo de lámparas dependen del calentamiento del cátodo, y de un voltaje aplicado en los extremos de la lámpara para que esta encienda. La lámpara de encendido rápido es la lámpara fluorescente mas común y es usada en la mayoría de las aplicaciones.

Estas lámparas requieren para su encendido de una tira metálica aterrizada, de determinado ancho a lo largo de la longitud de la lámpara como ayuda de arranque.

LAMPARAS COMPACTAS FLUORESCENTES .

Este tipo de lámparas pueden ser del tipo precalentado o de encendido rápido, su funcionamiento es idéntico al de las lámparas fluorescentes convencionales. La principal característica de este tipo de lámparas es su tamaño reducido en la mayoría de sus diferentes presentaciones, por lo que pueden ser empleadas en gran parte de aplicaciones donde comunmente se emplean lámparas incandescentes, con un considerable ahorro de energía.

1.4.3 LAMPARAS DE ALTA INTENSIDAD DE DESCARGA (HID).

Actualmente estas lámparas ocupan un lugar muy importante dentro de la iluminación porque tienen variados usos, tanto en forma exterior como en interior, por ejemplo; en forma exterior las vías de comunicación, como son las calles, las avenidas, etc.; y en interiores como son grandes naves industriales, almacenes, etc.; además, la iluminación que se obtiene con estas lámparas es muy elevada, independientemente que su promedio de vida es bastante grande. Este tipo de lámparas se ha hecho popular por las siguientes razones:

- 1.- Alta eficiencia.- Más lúmenes por watt.
- 2.- Son fuentes de luz compactas.- El diseño de luminarios requiere de fuentes de luz compacta que se acerquen geométricamente a un punto luminoso.
- 3.- Larga vida.- Sostenimiento de la potencia luminosa por mas tiempo.
- 4.- Utilizable para diversas alturas de montaje.

1. ATMOSFERA GASEOSA
2. FILAMENTO ESPIRALADO DE TUNGSTENO.
3. SOPORTES PARA EL FILAMENTO.
4. HILOS DE TOMA DE CORRIENTE
5. TUBO DE VACIO
6. BULBO
7. CASQUILLO
8. BOTON
9. ORIFICIO EXHAUSTOR

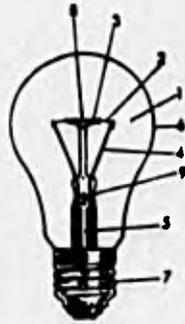
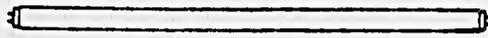
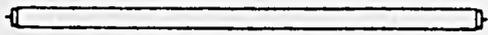


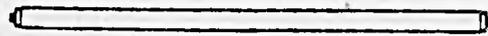
Fig. 1.12 Partes de una lámpara incandescente.



A) ARRANQUE POR PRECALENTAMIENTO - BASE G13



B) ARRANQUE INSTANTANEO SLIMLINE - BASE FA8



C) ALTA LUMINOSIDAD (HO); MUY ALTA LUMINOSIDAD (VHO) - BASE R17D

Fig. 1.14 Tipos de lámparas fluorescentes.

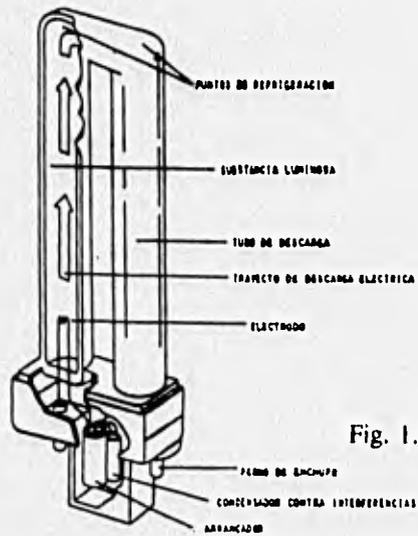


Fig. 1.15 Partes de una lámpara compacto fluorescente.

LAMPARAS DE VAPOR DE MERCURIO.

Tuvieron su inicio en el año de 1930. La producción de luz en estas lámparas se obtiene por la descarga eléctrica a través del mercurio gasificado, dentro de un tubo de descarga. Estas lámparas emiten una luz blanco-azulado por que carece de radiaciones rojas debido primordialmente al mercurio que se encuentra presente dentro del tubo de descarga junto con el gas argón.

LAMPARAS DE LUZ MIXTA.

Estas lámparas fueron creadas para corregir la luz azulada de las lámparas de Mercurio y para esto se ha adicionado dentro del mismo bulbo, un filamento incandescente. Una de las características principales de estas lámparas es que se pueden conectar directamente a la red de alimentación sin necesidad de emplear un balastro, puesto que el filamento, además de fuente luminosa, actúa como resistencia limitadora de la corriente. En el interior del bulbo existe nitrógeno, un tubo de descarga con Argón y Mercurio y un filamento incandescente que se encuentra alrededor del tubo de descarga en serie con este.

LAMPARA DE ADITIVOS METALICOS.

Las lámparas de Aditivos Metálicos son muy similares en construcción a las lámparas de Mercurio; la mayor diferencia existe en que en el tubo de arco de la de Aditivos Metálicos contiene varios haluros metálicos en adición al Mercurio y al Argón.

La resistencia, el switch bimetalico y un tercer electrodo proveen el encendido de una lámpara de Aditivos Metálicos. Algunas lámparas de Aditivos metálicos no tienen estos componentes pero usan un ignitor similar al utilizado por las lámparas de Sodio de Alta Presión para su encendido. Toda la estructura de montaje esta dentro de un bulbo el cual puede ser claro o recubierto para dar una luz mas difusa.

Los materiales con los que este tipo de lámpara trabaja son :

- Yoduro de Torio.
- Yoduro de Sodio.
- Yoduro de Escandio.
- Argón y Mercurio.

Las lámparas de Aditivos metálicos tienen un gran campo de aplicación, tanto en interiores como en exteriores, ya que poseen un alto rendimiento luminoso, alta temperatura de color y una excelente reproducción cromática.

LAMPARAS DE VAPOR DE SODIO EN ALTA PRESION.

Estas lámparas han sido desarrolladas para mejorar el tono de luz y a su vez la reproducción cromática de las lámparas de Vapor de Sodio de Baja Presión. Además por su presión más alta dejan destacar en el espectro luminoso otros colores obteniéndose ahora un espectro más continuo de cuya composición resulta un color blanco-dorado.

En el tubo de descarga se encuentran los siguientes componentes: Sodio, Mercurio y un gas noble (Xenón o Argón) de los cuales el Sodio es el principal productor de luz. El tubo de descarga donde se lleva a cabo la producción de luz es de un material compuesto de óxido de aluminio, que además de resistir temperaturas muy altas (aproximadamente 1000 °C) también resiste las reacciones químicas el Sodio y posee a la vez una transmisión de luz de más del 90%. El Mercurio evaporado reduce la conducción de calor del arco de descarga a la pared del tubo de descarga y con esto se consiguen mayores potencias en tubos de descarga de menor tamaño.

VAPOR DE SODIO BAJA PRESION.

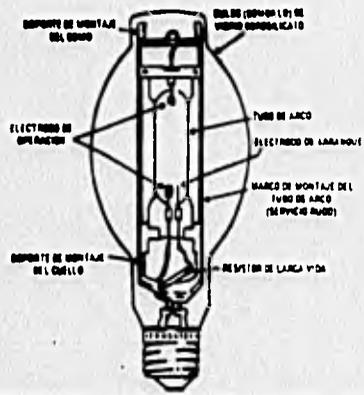
En las lámparas de Sodio de Baja Presión, la descarga se origina a través de una atmósfera de sodio. El gas que se usa para el encendido es Neón con pequeñas porciones de Argón, Xenón o Helio.

Cuando se enciende en un inicio la luz de salida toma un color rojizo característico del Neón, y posteriormente toma un color amarillento (color mono cromático) representativo del sodio; lo cual distorsiona los colores.

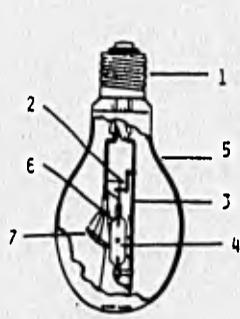
Debido a su gran tamaño este tipo de lámparas resultan ser imprácticas para el buen diseñador, además, su color de luz no es adecuada para el alumbrado ordinario, aunque lo hace atractiva donde la distinción de colores no sea fundamental. Son utilizables en señalizaciones y en alumbrado exterior de monumentos o edificios.

En la figura 1.16 podemos apreciar los diferentes tipos de lámparas de alta intensidad de descarga (HID)

En la tabla 1.4 se pueden apreciar las características más importantes de los diferentes tipos de lámparas. Analizando las características de la tabla 1.4 se puede llegar a una conclusión muy importante : Cada sistema tiene sus particularidades; por lo tanto se puede afirmar que no hay sistemas malos de iluminación. Lo que puede tenerse son malas aplicaciones. Para cada necesidad debe hacerse un detallado estudio técnico-económico con el cual se elegirá el sistema más

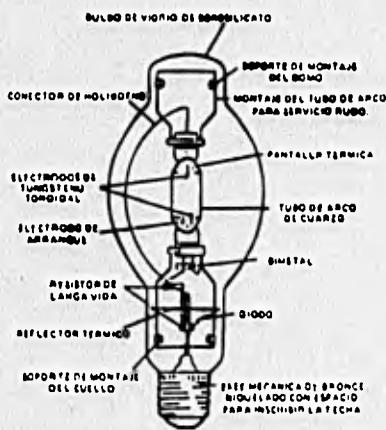


LAMPARA TIPICA DE VAPOR DE MERCURIO

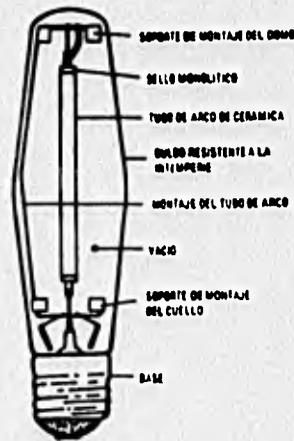


- 1.- CASQUILLO
- 2.- RESISTENCIA DE ARRANQUE
- 3.- SOPORTE
- 4.- TUBO DE CUARZO
- 5.- BULBO O AMPOLLA
- 6.- ELECTRODO PRINCIPAL
- 7.- FILAMENTO

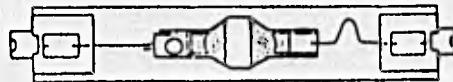
LUZ MIXTA



LAMPARA TIPICA DE ADITIVOS METALICOS



LAMPARA TIPICA DE SODIO ALTA PRESION



LAMPARA DE ADITIVOS METALICOS

Fig. 1.16 Lámparas H.I.D.

Tabla 1.4 Tabla comparativa de algunas características de lámparas.

	Incarandescente	Tungs - halóg.	Fluorescente	Vap. Merc.	Adit. Met.	V.S.A.P	V.S.B.P
Vida	1000	2000	10000 - 20000	24000	20000 - 9000	24000 - 9000	15000
Eficacia	15	20	86	60-53	95 - 80	125 - 60	98-180
Luminancia	100 - 200		0.75	11	700	500	10
Tiempo Enc.	Instantáneo	Instantáneo	Muy rápido	5-10 min.	9 min.	3 Min.	15 Min
Tiempo Reerc.	Instantáneo	Instantáneo	Muy rápido	7 min.	10 - 15 min.	1 Min.	Rápido
Temp Color	2830	2950	5000	4100-5750	4100 - 6500	2100 - 2560	1700
CRI	96	96	83	35	70 - 91	30 - 86	
Falla típica	No enciende	No enciende	No enciende ó parpadea	No enciende muy tenue	No enciende	Ciclo de enc. / apag.	No enciende

**Nota : Para lámparas de HID los valores están basados en productos de 400 W,
para tungsteno halógeno 100W / 120 V.**

1.5. BALASTROS.

Antes de dar la definición de balastro veamos algunos puntos interesantes para su mejor comprensión. Si observamos la gráfica volt-amper mostrada en la figura 1.17a notamos una característica de operación que bien podría ser la de un foco incandescente.

Cuando este tipo de carga se conecta a través de una fuente de alimentación resulta ser una carga auto regulada; es decir, existe un punto de operación estable en el que circulará determinada corriente para una tensión aplicada. A este fenómeno se le conoce como CARACTERISTICA DE IMPEDANCIA POSITIVA.

Ahora veamos la figura 1.17b. Podemos apreciar que la pendiente de la recta es opuesta a la de la figura 1.17a; ahora cuando la corriente aumenta la tensión disminuye. Como es de suponerse a este fenómeno se le conoce como CARACTERISTICA DE IMPEDANCIA NEGATIVA.

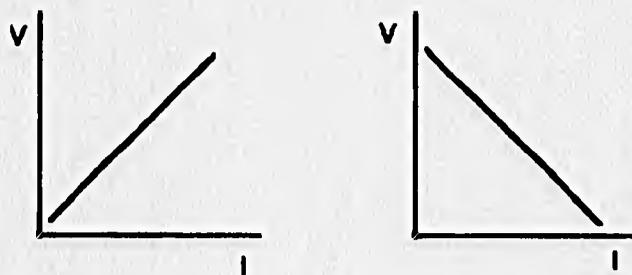


Fig. 1.17a IMPEDANCIA POSITIVA Fig. 1.17b IMPEDANCIA NEGATIVA

Si una carga con impedancia negativa se conectara a una fuente de voltaje, la corriente tendería a adquirir inmediatamente un valor equivalente, a la de corto circuito de la impedancia de entrada y destruiría a la carga y/o al circuito a menos que existiera alguna protección que lo abra antes.

Las lámparas de descarga eléctrica en gas como son las fluorescentes y las de HID, tienen una característica similar a la mostrada en la figura 1.17b, y por lo tanto no pueden conectarse a la línea de alimentación como se hace con las lámparas incandescentes. Se

requiere de un dispositivo que regule la corriente que circula a través de la lámpara y este dispositivo regulador de corriente se conoce como BALASTRO.

De acuerdo con la norma NOM 058 - SCFI - 1994 se tiene la siguiente definición :
" Un balastro es un dispositivo electromagnético o electrónico que, por medio de inductancias, capacitancias, resistencias y/o elementos electrónicos (transistores, tiristores, etc.), solas o en combinación, limitan la corriente de la lámpara y cuando es necesario, la tensión y corriente de encendido, la frecuencia de salida en balastros electromagnéticos es de 60 Hz y en los electrónicos es alta (del orden de los KHz). En caso de que el balastro sea para lámparas de encendido rápido, suministra además la tensión para calentamiento de cátodos."

Estrictamente un balastro no necesariamente es un dispositivo complicado. Según la norma puede utilizarse como balastro una resistencia, un capacitor o un inductor (bobina de choque).

Suponiendo que se utilizara como balastro una resistencia en serie con la lámpara, bien pudiera utilizarse como resistencia a una lámpara incandescente.

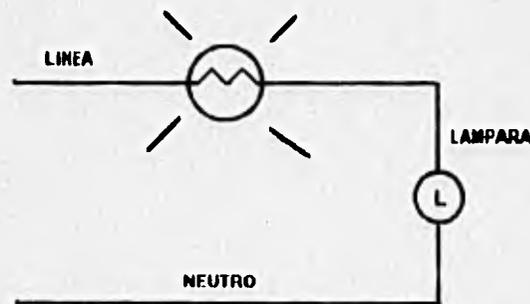


Figura 1.18 Lámpara incandescente operando como balastro

Si se usara una resistencia como balastro esta provocaría demasiadas pérdidas de energía en nuestro sistema de iluminación haciéndolo ineficiente; por lo tanto no es recomendable utilizar una resistencia como balastro. Por ejemplo para controlar la corriente de una lámpara de 20 watts se necesitaría un lámpara incandescente de 60 watts. Las

lámparas de LUZ MIXTA son auto balastradas mediante un filamento incandescente . Por lo tanto estas lámparas son poco eficientes, por lo que su uso es limitado.

Un capacitor puede ser usado como balastro, se tendrían muy pocas pérdidas pero presenta una desventaja, al trabajarse con frecuencias de operación de 50 ó 60 hertz produce una onda de corriente con un alto factor de cresta a través de la lámpara que tiende a destruirla rápidamente. Además este sistema es ineficiente debido a que si se graficara la onda de corriente, esta resultaría de tipo pulsante y con picos, siendo el área bajo la curva muy pequeña y como la luz de una lámpara está representada por esa área, la potencia de la lámpara sería demasiado baja. Sin embargo el capacitor resulta ser un buen balastro desde 400 hertz en adelante.

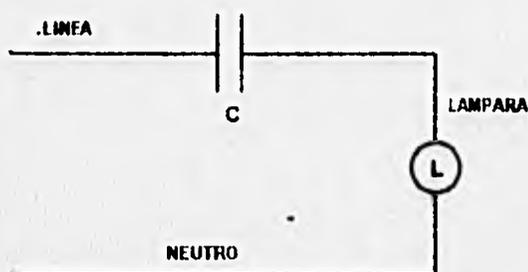


Figura 1.19 Un capacitor operando como balastro

Un inductor o bobina de choque con núcleo de hierro puede ser utilizado como balastro. De los métodos anteriores, éste es sin duda el más satisfactorio para operar una lámpara de descarga en gas.

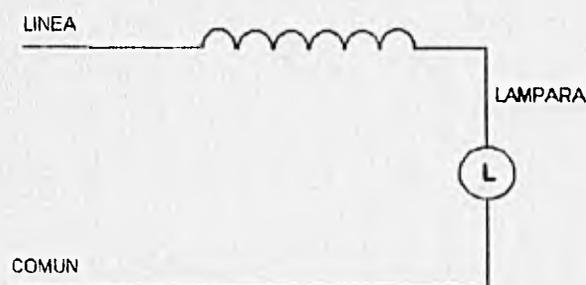


Figura 1.20 Una bobina operando como balastro

La combinación en serie de un inductor con un capacitor produce características de operación sumamente valiosas. Cuando se utiliza este circuito, es importante hacer que la reactancia capacitiva sea siempre mayor que la reactancia inductiva, por lo que la reactancia neta que controla la corriente de la lámpara es de naturaleza capacitiva.

1.5.1 BALASTROS ELECTROMAGNETICOS PARA LAMPARAS FLUORESCENTES.

ENCENDIDO PRECALENTADO.

CIRCUITO AUTO TRANSFORMADOR PARA DOS LAMPARAS (ATRAS - ADELANTE)

Para este circuito se combinan una sección del circuito con una reactancia inductiva L_1 y la otra sección en la cual se conecta en serie una reactancia inductiva L_2 y una capacitiva C_1 predominando esta última, en serie con esta sección del circuito se conecta un devanado auxiliar de compensación L_3 para proveer de una corriente mayor en el arranque lográndose un encendido más satisfactorio y una duración de las lámparas mayor. Este circuito es de alto factor de potencia y disminuye el efecto estroboscópico.

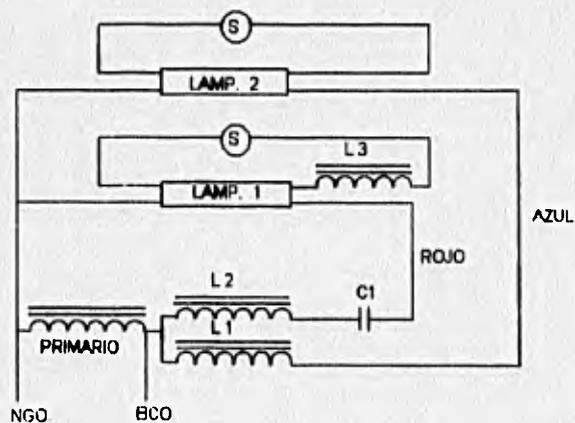


Figura 1.21 Circuito autotransformador para dos lámparas de encendido precalentado (atrás - adelante).

ENCENDIDO INSTANTANEO. CIRCUITO " ATRAS - ADELANTE "

En este circuito, las lámparas arrancan siguiendo un orden prefijado, primero se efectúa el encendido de una de las lámparas aplicando tensión y corriente y una vez que esto se ha llevado a cabo, la tensión y corriente se aplican a la segunda lámpara para encenderla.

Los circuitos con lámparas de encendido instantáneo son recomendables para instalarse en lugares donde hay problemas de variaciones de voltaje o en lugares fríos, ya que las limitaciones de voltajes de encendido no son muy estrechas y los reactores en estos casos pueden diseñarse para tener voltajes de circuito abierto mayores.

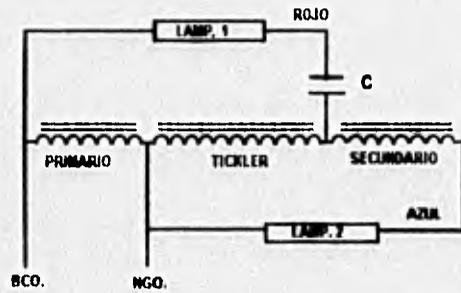


Figura 1.22 Circuito autotransformador para dos lámparas de encendido instantáneo.

CIRCUITOS DE ENCENDIDO RAPIDO.

CIRCUITO AUTO TRANSFORMADOR PARA DOS LAMPARAS (SECUENCIA SERIE).

Para este circuito las lámparas encienden una después de la otra. Tiene la ventaja de que con solo, proporcionar un voltaje de circuito abierto 25% mayor que el requerido para encender una lámpara es suficiente para encender las dos.

Existe un factor de potencia corregido, pocas pérdidas, bajo costo, este circuito produce una radio interferencia menor debido a que los filamentos siempre están calientes. Dentro de sus desventajas está la del reflector de metal que debe estar conectado a la tierra del circuito de alimentación; el frío y la humedad dan grandes problemas al encendido de estas lámparas, si se conectan retirados de las lámparas se debe tener cuidado de utilizar

cables de calibre apropiado para tener resistencia mínima y evitar caídas excesivas de voltaje en los circuitos de los filamentos.

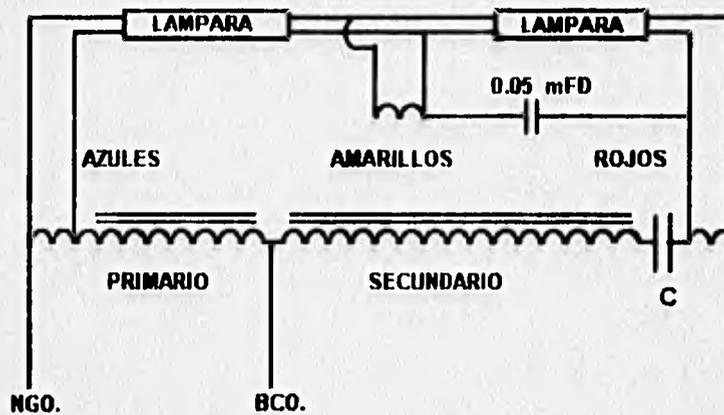


Figura 1.23 Circuito autotransformador para dos lámparas de encendido rápido

1.5.2. BALASTROS ELECTROMAGNETICOS PARA LAMPARAS DE ALTA INTENSIDAD DE DESCARGA.

REACTOR SERIE (R) .

- Es un balastro de bajo costo, pocas pérdidas, pequeño, ligero y eficiente.
- Factor de potencia normal de aproximadamente 50%.
- Se puede corregir el factor de potencia por arriba del 90% colocando un capacitor de valor apropiado en paralelo con la línea; y al reducir la corriente de línea tanto la de arranque como la de operación se puede conectar un número mayor de balastros en el mismo circuito.
- Factor de cresta de aproximadamente 1.4.
- La corriente de arranque es de por lo menos un 50% mayor que la de operación.
- Utilizables en sistemas donde exista una excelente regulación de voltaje. $\pm 5\%$
- No se puede utilizar para cualquier voltaje de línea.

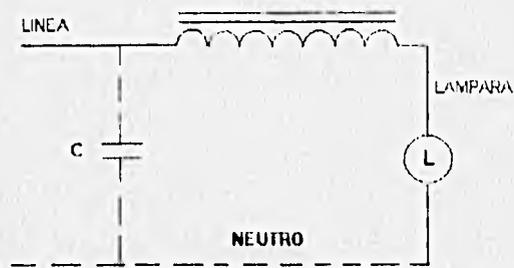


Figura 1.24 Circuito reactor para lámparas de H.I.D.

AUTO TRANSFORMADOR DE ALTA REACTANCIA (HX) .

El auto transformador de Alta Reactancia consiste de un transformador mas un reactor serie combinados en una sola unidad magnética. Este balastro tiene las mismas características a las del reactor, pero con la capacidad de operación a otras tensiones de línea.

Es inevitablemente más grande, de mayor precio y con mayores pérdidas.

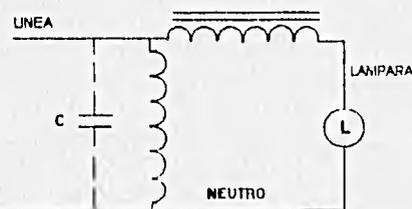


Figura 1.25 Circuito alta reactancia para lámparas de H.I.D.

AUTO TRANSFORMADOR AUTORREGULADO (CWA) .

Es un auto transformador de alta reactancia que tiene conectado en serie con el devanado secundario un capacitor, que además de corregir el factor de potencia, mejora notablemente la regulación del balastro.

El Auto transformador Autorregulado tiene un costo y tamaño moderado, su peso es mayor que el del Alta Reactancia.

Sus principales ventajas son :

- Su regulación es buena ya que una variación en la tensión de línea de un $\pm 10\%$ se manifiesta como una variación de potencia de lámpara de $\pm 5\%$.
- Su factor de potencia siempre será mayor de 90% .
- Su corriente de encendido es menor que la corriente de operación normal, permitiendo más cargas en el mismo circuito.
- Soporta disminuciones bruscas de la tensión de alimentación sin apagarse la lámpara.
- Su voltaje de extinción es bajo.

Como el capacitor se encuentra en serie con la bobina secundaria, actúa como un regulador de corriente, convirtiendo a este tipo de circuitos en circuitos adelantados.

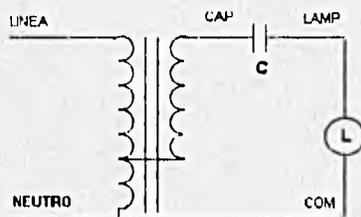


Figura 1.26 Circuito autotransformador autorregulado para lámparas de H.I.D.

TRANSFORMADOR DE POTENCIA CONSTANTE (CW) .

El balastro con circuito de transformador de potencia constante tiene los devanados primario y secundario eléctricamente aislados entre sí y la limitación de la corriente se logra a través de un capacitor que se conecta en serie con la lámpara.

El balastro está diseñado de tal forma que la parte secundaria de la laminación trabaja a saturación magnética. La corriente del secundario permanece esencialmente constante cuando se tiene un amplio rango de variación en la tensión, lo que permite una excelente regulación de potencia de lámpara. Por tener un capacitor, este tipo de circuito siempre será de alto factor de potencia, arriba del 90% .

Principales ventajas :

- Buena regulación; para una variación en la tensión de línea de $\pm 13\%$ se obtiene una variación de potencia de lámpara de $\pm 2\%$.

- La corriente de línea durante el encendido es siempre menor que durante la operación estable.
- Soporta variaciones muy grandes en la tensión de línea de aproximadamente 50% (por lo menos durante 4 segundos) sin que se apague la lámpara lo que lo convierte en prácticamente inmune a este tipo de fenómenos.
- Debido a su devanado secundario aislado, representa menos riesgo para los operarios ó instaladores.
- Siendo el mejor de los circuitos, su peso dimensión y costo es mayor que los circuitos antes mencionados.

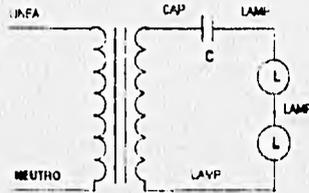


Figura 1.27 circuito transformador de potencia constante para lámparas de H.I.D.

1.5.3 BALASTROS ELECTRONICOS (EL) PARA LAMPARAS FLUORESCENTES. (LLAMADOS TAMBIEN DE ALTA FRECUENCIA).

El balastro electrónico es completamente una nueva dimensión en el funcionamiento de las lámparas de descarga, ofreciendo muchas ventajas operacionales sobre los balastros electromagnéticos (EM). Un balastro EL utiliza transistores, resistencias, capacitores inductores que transforman la frecuencia fundamental de la línea de 60 Hz entre 20 y 60 KHz a través de la lámpara mejorando la eficacia de la misma casi en un 11% debido a una mayor excitación en el fósforo.

Otras características importantes son:

- Menor ruido.
- Menor peso.
- Las pérdidas se reducen.
- Disminución en el parpadeco de las lámparas.
- Trabajan a la lámpara a una temperatura cercana a la temperatura óptima para obtener máxima eficacia.

- Bajo costo de operación.
- Mayor tolerancia a variaciones en el voltaje de línea .
- Protección contra transitorios de la línea y sobrecalentamientos.
- Mayor duración por utilizar componentes electrónicos.
- Factor de potencia $> 90\%$.

TIPOS DE BALASTROS ELECTRONICOS (EL).

Los balastros EL están divididos en dos tipos básicos: Los construidos por componentes electrónicos discretos (diseño de primera generación) y los construidos por circuito integrado (chips) especializados (pueden ser llamados diseños de segunda y tercera generación). Ver figura 1.28

BALASTROS ELECTRONICOS DE PRIMERA GENERACION. (BALASTROS DISCRETOS).

A continuación se describe en forma de bloques la operación general de un balastro electrónico (figura 1.28a) :

1. Filtro.- Es una protección a la línea contra la interferencia electromagnética y protege los componentes internos del balastro contra los transitorios de la línea.
2. Rectificador.- Convierte el voltaje de A.C. a un voltaje de DC.
3. Inversor.- Convierte el voltaje rectificado de DC a un voltaje de A.C. de entre 20 y 60 KHz.
4. Limitador de corriente.- Utiliza en alta frecuencia la potencia para proveer el voltaje necesario para encender la lámpara y controlar su corriente.
5. Control del factor de potencia.- Se provee para corregir el factor de potencia. Esta función es equivalente al capacitor en un balastro EM.

NOTA: Las funciones 1, 2 y 3 dan la operación eficiente que diferencia a los balastros EL de los EM. Las funciones 4 y 5 son similares a los utilizados por los balastros electromagnéticos pero diseñados a alta frecuencia.

BALASTROS ELECTRONICOS DE LA SEGUNDA GENERACION (CON CIRCUITO INTEGRADO).

Estos tipos de balastros añaden otras dos funciones, el pre-acondicionamiento y el

control de retro-alimentación (figura 1.28b).

1. **Pre-acondicionamiento.**- Provee la corrección del factor de potencia y un voltaje constante de DC para servir al oscilador de alta frecuencia. Esta función también mantiene un contenido armónico más bajo, una salida de luz constante y una secuencia de inicio suave para las lámparas.
2. **Control.**- El control de retro-alimentación es suministrado por un circuito integrado que regula la operación de todos los componentes del balastro así también como proporcionar la potencia necesaria a las lámparas que alimenta.

Otro resultado importante con estas modificaciones es la versatilidad de operar lámparas de encendido rápido de 4 pies de longitud, incluyendo las T8, T10 y T12 (32, 34 y 40 W).

BALASTROS ELECTRONICOS DE LA TERCERA GENERACION. (CON CIRCUITO CONTROLADOR INTEGRADO).

Amplificador de control.- Este amplificador de control permite entregar señales externas al control de retro-alimentación a través de un par de conductores de bajo voltaje. Una señal externa puede originarse de un detector automático de presencia, una unidad automática de oscurecimiento mediante fotoceldas, la construcción de un sistema central de control y otros dispositivos similares (figura 1.28c).

El uso de circuitos integrados utilizados en los diseños de los balastros electrónicos de segunda y tercera generación no solamente reducen la cantidad de componentes del balastro, sino que también el balastro provee funciones que serían irrealizables sin utilizar un circuito de control separado, tal como salida de luz variable. Además algunos diseños de balastros electrónicos proveen una regulación de voltaje mayor y permite que el balastro pueda ser aplicado en alumbrados de emergencia.

1.5.4 BALASTROS HIBRIDOS PARA LAMPARAS FLUORESCENTES.

En general se puede decir que los balastros híbridos son aquellos que combinan un conjunto núcleo - bobinas con un dispositivo de estado sólido. Existen dos tipos principalmente :

Figura 1.28a Balastro electrónico discreto.

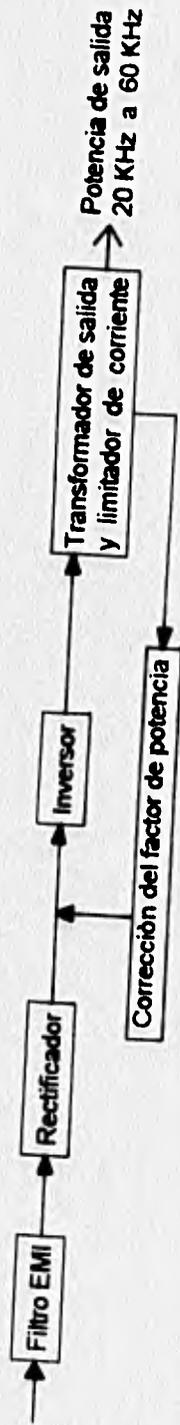


Figura 1.28b Balastro electrónico con circuito integrado.

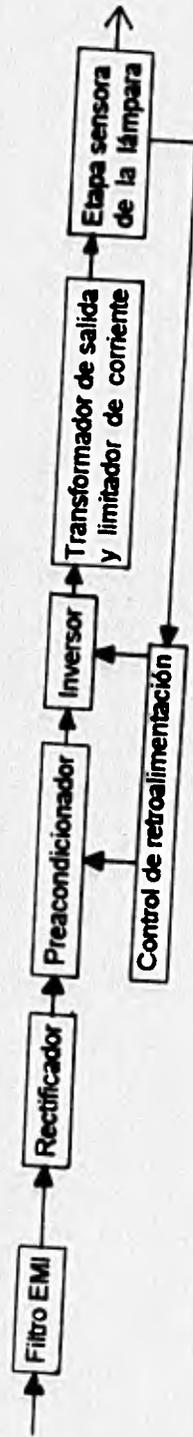


Figura 1.28c Balastro electrónico con circuito controlador integrado.

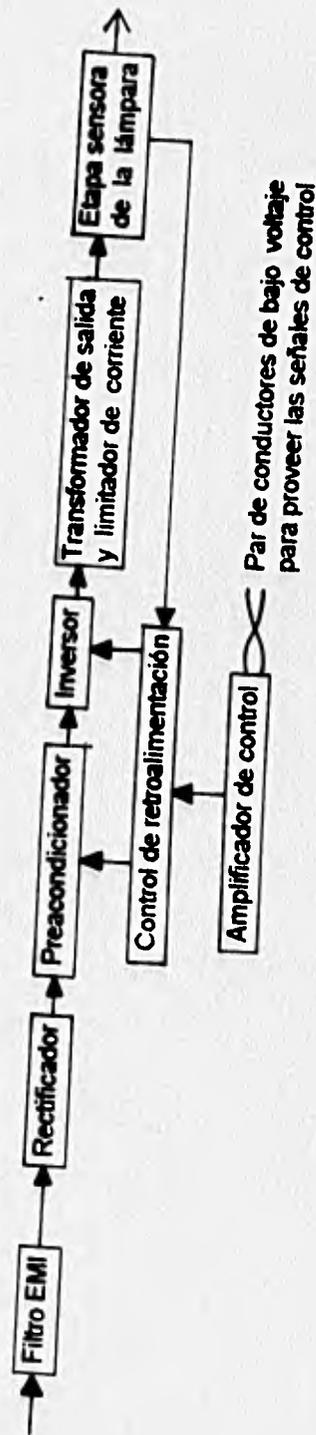


Figura 1.28 Tipos de balastos electrónicos.

CON AYUDA DE ARRANQUE.

Son balastos que no proveen calentamiento continuo a los cátodos. El encendido se logra por medio de una tensión transitoria proporcionada por el dispositivo de estado sólido. Con esto se logra reducir la potencia de línea sin disminución apreciable de la emisión luminosa. Se requiere de un cuidadoso diseño para evitar disminuir la vida de las lámparas.

CON HEATER CUTOUT (CORTADOR DE FILAMENTOS).

Son balastos electromagnéticos tipo ahorradores de energía que están equipados con un circuito cortador de filamentos; este circuito elimina el calentamiento del cátodo de una lámpara fluorescente una vez que la lámpara ha encendido y se encuentra en operación. Cada balastro requiere de aproximadamente 5 watts que no son transformados en luz.

A continuación se mencionan algunas de sus principales características:

- Existen diseños que dan hasta un 17 % de ahorro de energía comparado con los balastos convencionales sin ninguna reducción en la salida de luz. Este tipo de balastos son de aplicación general excepto en aquellos casos en donde el sistema de control de la luz de salida es regulada mediante un Dimmer.
- El circuito no consume potencia durante la operación de la lámpara. Al originarse el arco a través de la lámpara un circuito sensor de voltaje se activa junto con el switch de control y abre los sensores correspondientes.
- El diseño es de índole modular ya que el circuito de control puede manejar una o varias configuraciones de balastro-lámpara.
- El circuito no requiere de una protección auxiliar en el caso que la lámpara se ponga a rectificar al final de su vida. Esto se corrige en el diseño del circuito sensor de voltaje, el cual limita la corriente de DC.
- El costo relativo de este equipo es ligeramente menor que un transformador de filamentos utilizable para el mismo fin. Además de las desventajas que presenta este, se une el incremento en los costos del cobre y del acero contrastando con la reducción en los costos de los componentes electrónicos.

- Las lámparas operan a la frecuencia de la línea de entrada por lo tanto, la interferencia electromagnética (EMI) y de radio frecuencia no son relevantes.
- Los componentes del balastro magnético han sido diseñados a un límite de **DISTORSION TOTAL DE ARMÓNICA (THD)** por abajo del 20%.

1.6 CONTROLES ELECTRICOS.

Los controles eléctricos juegan un rol importante para el éxito de un sistema de iluminación. Un control puede ser desde un simple interruptor de pared hasta un sofisticado sistema programable.

El utilizar controles dentro de la iluminación, nos da la posibilidad de ahorrar energía; existen básicamente dos grandes tipos de controladores :

- a) CONTROLES ON-OFF
- b) CONTROLES DE NIVEL.

1.6.1 CONTROLES ON-OFF.

Circuitos Termomagnéticos.

Se utilizan para controlar grandes grupos de luminarios encendidos durante largos periodos de tiempo, ó en lugares donde el acceso al control local ó general es difícil. Como en almacenes, industrias, supermercados, tiendas departamentales ó áreas públicas con muchas oficinas. También se usan como protección contra sobre corrientes.

Interruptores de pared.

El interruptor de pared es el control más común en la iluminación, provee un control localizado para los ocupantes y permite subdivisiones de los luminarios sobre un circuito eléctrico en particular. Generalmente cada cuarto tiene mínimo un interruptor de pared y con lo cual permite un control de los luminarios por zonas ó provee diferentes niveles de luz.

Contactores

Se utilizan para encender grandes cargas de iluminación centralizadas, por ejemplo un contactor puede controlar todas las luces de una torre de iluminación de un estadio. Uso principal en alumbrado exterior.

Interruptores de estado sólido.

Los interruptores sensibles al tacto, utilizan tiristores como elementos de conmutación. Cuando están en la posición de apagado, permiten el paso de una pequeña corriente que puede ser peligrosa para el personal de mantenimiento, por lo que se recomienda el uso de un interruptor adicional como medida de seguridad. Otra desventaja es la potencia residual que se suministra a las cargas cuando están en la posición de apagado lo que provoca una disminución en la vida de las lámparas. La mayoría de los interruptores de este tipo son incompatibles con sistemas fluorescentes o de HID.

Interruptores de bajo voltaje.

El utilizar este tipo de interruptores involucra dos circuitos : Un circuito de alimentación para los luminarios y un circuito de bajo voltaje como control.

En el circuito de bajo voltaje, los interruptores de bajo voltaje, transformadores y relevadores son usados para controlar el voltaje de línea del circuito de iluminación (figura 1.29). Donde se muestra un diagrama típico para dos cargas de iluminación, conectadas a dos voltajes de línea y controladas por dos circuitos interruptores de bajo voltaje.

Dentro de las ventajas podemos decir que eliminan el peligro al choque eléctrico, puesto que se manejan voltajes de 12 ó 24 volts, eliminan conduit, existen conductores más flexibles y de menor tamaño.

Dispositivos de control automático.

Relojes (timers).

-Relojes que proveen automáticamente el apagado de luminarios, después que ellos han sido manualmente encendidos y energizados por un período de tiempo. El intervalo de operación es desde unos minutos hasta 12 horas. La mayor ventaja de estos diseños es el apagado de la iluminación en áreas que no están constantemente ocupadas, y donde los usuarios probablemente se les olvide apagar la luz.

Interruptores de estado sólido.

Los interruptores sensibles al tacto, utilizan tiristores como elementos de conmutación. Cuando están en la posición de apagado, permiten el paso de una pequeña corriente que puede ser peligrosa para el personal de mantenimiento, por lo que se recomienda el uso de un interruptor adicional como medida de seguridad. Otra desventaja es la potencia residual que se suministra a las cargas cuando están en la posición de apagado lo que provoca una disminución en la vida de las lámparas. La mayoría de los interruptores de este tipo son incompatibles con sistemas fluorescentes o de HID.

Interruptores de bajo voltaje.

El utilizar este tipo de interruptores involucra dos circuitos : Un circuito de alimentación para los luminarios y un circuito de bajo voltaje como control.

En el circuito de bajo voltaje, los interruptores de bajo voltaje, transformadores y relevadores son usados para controlar el voltaje de línea del circuito de iluminación (figura 1.29). Donde se muestra un diagrama típico para dos cargas de iluminación, conectadas a dos voltajes de línea y controladas por dos circuitos interruptores de bajo voltaje.

Dentro de las ventajas podemos decir que eliminan el peligro al choque eléctrico, puesto que se manejan voltajes de 12 ó 24 volts, eliminan conduit, existen conductores más flexibles y de menor tamaño.

Dispositivos de control automático.

Relojes (timers).

-Relojes que proveen automáticamente el apagado de luminarios, después que ellos han sido manualmente encendidos y energizados por un período de tiempo. El intervalo de operación es desde unos minutos hasta 12 horas. La mayor ventaja de estos diseños es el apagado de la iluminación en áreas que no están constantemente ocupadas, y donde los usuarios probablemente se les olvide apagar la luz.

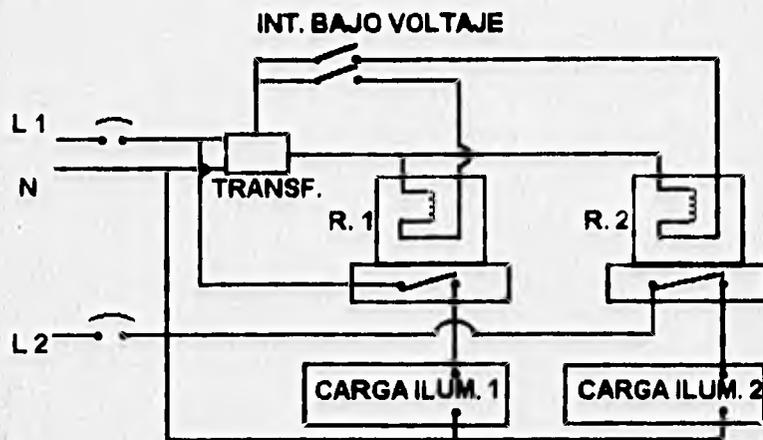


Figura 1.29 Circuito típico utilizando interruptores de bajo voltaje.

-Relojes que operan eléctricamente y accionan el interruptor mecánicamente. Este tipo de dispositivos mecánicos se encuentran en versiones de 24 horas y hasta de 7 días. Son manejados por un motor eléctrico. Algunos tienen un mecanismo de cuerda como respaldo de la energía eléctrica.

- Relojes electrónicos que utilizan circuitos integrados, de bajo costo, alta precisión y que incorporan funciones como calendarios y ajustes astronómicos para 365 días. Estos dispositivos utilizan relevadores. Algunos tienen la posibilidad de manejar dos ó mas relevadores con diferentes horarios. Por lo general, tienen una batería de respaldo por si falla el suministro de energía eléctrica.

Sensores de presencia.

Estos diseños proveen un control local de encendido/apagado de un sistema de iluminación como respuesta a la presencia o ausencia de ocupantes en un espacio. Los sensores de presencia han demostrado ser uno de los más efectivos para el manejo de la energía, generando ahorros entre el 25 y 50%.

Dentro de sus principales ventajas es que, mientras no detecta movimiento, no hay motivo para encender las luces. La mayoría pueden ser calibrados para determinar el tiempo

entre la última detección y el apagado de la iluminación. Los modelos más eficientes requieren de que el usuario encienda las luces en el área controlada, mientras que la función de apagado es automática.

Los sensores de presencia pueden ser categorizados como detectores pasivos ó activos. Los detectores pasivos responden al cambio de un patrón de energía que existe dentro de un espacio, tales como cambios en la distribución de energía infrarroja causada por los ocupantes en el momento en que ellos se mueven. Los detectores activos generan su propia frecuencia específica de bajo nivel de energía dentro del espacio y detectan las variaciones en la reflexión de esta frecuencia causadas por movimientos.

- Detectores PIR (Infrarrojo-pasivo): Perciben y responden a los patrones de calor del movimiento. Los patrones de calor del cuerpo de los animales puede ser diferenciado fácilmente de otras fuentes de calor.

- Detectores ultrasónicos: De tipo activo, emiten y reciben una señal producida por la oscilación de un cristal de cuarzo, la cual es inaudible. Responden al cambio en el tiempo de retorno de la señal, producido por el movimiento de los ocupantes.

- Detectores por microondas: De tipo activo, responden a un cambio en la frecuencia de la señal, también causada por el movimiento de los ocupantes. Su uso se limita a aplicaciones de seguridad.

En general, los sensores de presencia son efectivos cuando se aplican en oficinas privadas, salones de clase, ciertas áreas de los aeropuertos y en todos aquellos lugares con visitas esporádicas y que no requieren de una iluminación constante.

Un sensor PIR puede operar inadecuadamente cuando no tiene filtros especiales para las radiaciones infrarrojas de la luz natural. Un sensor ultrasónico puede responder a la vibración como a la del aire acondicionado, o al paso de corriente de aire; los sensores de microondas pueden atravesar las paredes y detectar presencia en el área equivocada. Por otra parte, se debe tomar en cuenta el tiempo de re-encendido de algunas lámparas, como las de HID.

Fotoceldas

Históricamente las fotoceldas han sido utilizadas para iluminación exterior en áreas de

estacionamiento y a lo largo de las calles, encendiendo la iluminación al caer la noche y apagándola cuando amanece. Las fotoceldas pueden operar como un mecanismo interruptor o proveedor de una señal a un controlador que ajusta los niveles de iluminación a través de un dimmer.

1.6.2. CONTROLES DE NIVEL.

Dimmers. (atenuadores)

Los dimmers disminuyen la potencia que se entrega a la lámpara, lo que ocasiona una salida de lúmenes menor. Generalmente se utilizan para crear ambientes o efectos especiales, pero tienen una importancia relevante en el ahorro de energía eléctrica.

Pueden reducir la iluminancia en el área controlada al nivel mínimo necesario, aunque en muchos casos, el nivel puede ser ajustado automáticamente de acuerdo a la aportación de luz natural o de otras fuentes.

Los dimmers pueden afectar el funcionamiento de algunas lámparas, por lo que no se recomienda su uso en determinadas circunstancias.

Estos dispositivos pueden conformarse en un espacio semejante al de un interruptor de pared. Para sistemas sofisticados los controladores envían señales hacia un panel central dimmeable.

- La primera versión de los dimmers fue completamente resistiva (de ahí que se les llamara reóstatos), con lo que se lograba el efecto deseado, pero como es de suponerse, las pérdidas en forma de calor eran excesivas. Muchas personas continúan utilizando el término de reóstato para los dimmers, ya que tienen la idea de que estos ofrecen algún tipo de resistencia. De hecho, existen varios tipos de dimmers de estado sólido.

- Los dimmers tipo auto transformadores producen una onda senoidal pura. Los de tamaño reducido tienen perillas para controlar la salida, mientras que los grandes pueden tener controles motorizados. La principal ventaja de estos dimmers es la pureza de la señal que entregan a la lámpara, además de que eliminan el ruido en la lámpara y el transformador y la distorsión armónica. La aplicación más frecuente de estos dispositivos es en el control de

grandes áreas con lámparas fluorescentes o incandescentes, donde una reducción del 0 a 50% en el voltaje puede usarse para un ahorro de energía. Ver figura 1.30

Cabe hacer notar que los dos tipos de dimmers anteriores varían la amplitud del voltaje. Además por su principio de funcionamiento eran grandes, voluminosos y caros, debido al material utilizado en su construcción.

- Los dimmers electrónicos o de estado sólido son los más comunes hoy en día, utilizan tiristores que son efectivamente un interruptor de estado sólido que conmuta a la corriente on/off durante la operación de la lámpara.

La figura 1.31 muestra una onda senoidal representando la corriente alterna que fluye hacia la lámpara como es modificada por el tiristor.

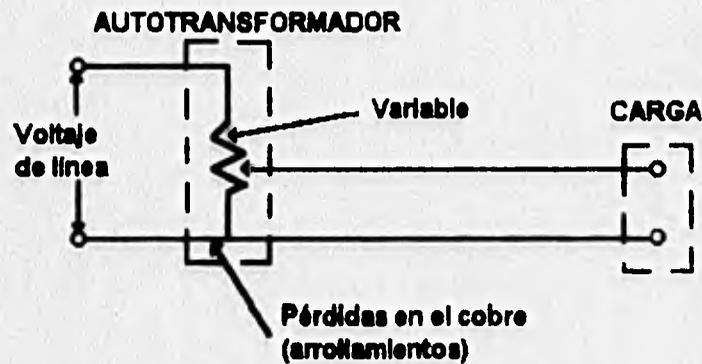


Figura 1.30 Dimmer tipo autotransformador.

Efectivamente la corriente es conmutada a off para una parte del ciclo, y esto causa en la lámpara una atenuación. El nivel de control es determinado por el tiempo en que la corriente está en off contra el tiempo para cuando esté encendida durante el ciclo. Esta conmutación no se nota porque ocurre dos veces cada ciclo completo a la frecuencia de la línea ($60 \text{ Hz} \times 2 = 120$ veces por segundo).

El proceso de dimmeo de la lámpara consume poca energía adicional, genera menor calor y el diseño es mucho más pequeño y más ligero que los dimmers anteriores.

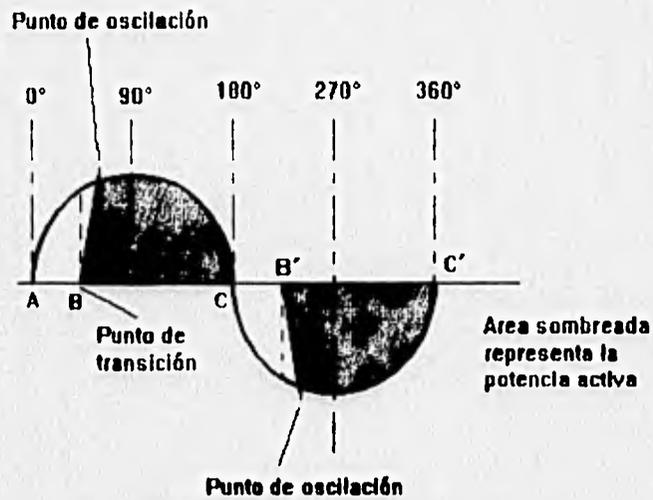


Figura 1.31 Forma de onda senoidal de un dimmer electrónico.

Existen balastos electrónicos diseñados para entregar una potencia variable por medio de circuitos propios del balastro.

Los balastos diseñados para este propósito aceptan alguna forma de señal de control, ya sea analógica o digital, para modificar la salida de la lámpara. Existen dos tipos de balastos dimmeables: Aquellos diseñados para ahorro de energía, con un nivel mínimo del 10 % y de aplicación especial, con un nivel mínimo entre 0.5 y 2 %

Algunos dimmers de estado sólido pueden producir ruido, ya sea por la lámpara o por algún otro elemento. Un gran número de lámparas fluorescentes compactas no aceptan un dimmer, teniendo que ser diseñado especialmente para este propósito.

La aplicación de dimmers a lámparas fluorescentes comunes con balastos electromagnéticos puede provocar una disminución en la vida de la lámpara, así como flicker y distorsiones armónicas.

La aplicación de dimmer en lámparas de tungsteno-halógeno para niveles menores del 35 %, reduce la temperatura de operación de la lámpara y rompe el ciclo del halógeno, disminuyendo la vida de la lámpara significativamente.

CAPITULO 2



- 2.1 ARMONICAS PRODUCIDAS POR LAMPARAS DE DESCARGA EN GAS.
- 2.2 ARMONICAS PRODUCIDAS POR BALASTROS ELECTROMAGNETICOS.
- 2.3 ARMONICAS PRODUCIDAS POR BALASTROS ELECTRONICOS.
- 2.4 RESULTADOS DE PRUEBAS A BALASTROS Y CONTROLES PARA LAMPARAS FLUORESCENTES
 - 2.4.1 CON LAMPARAS DE 34W Y 40W T12.
 - 2.4.2 OTROS SISTEMAS.
 - 2.4.3 CONTROLADORES ESTATICOS.
 - 2.4.4 CONTROLADORES DINAMICOS.
- 2.5 OTRAS FUENTES DE ARMONICAS.

FUENTES PRODUCTORAS DE ARMONICAS.

Las armónicas en los sistemas de suministro de energía eléctrica son en gran parte causados por cargas no lineales, es decir, aquellas que tienen una característica volt - amper que no es una línea recta. Por ejemplo, cargas con reactancia saturable, tales como núcleos de transformadores; cargas de arco, como soldadoras eléctricas, hornos de arco, lámparas de arco y rectificadores.

La magnitud de las armónicas en un sistema eléctrico varía durante el día como resultado de cambios de carga y niveles de voltaje. También varían si se miden al mismo tiempo en distintos lugares. Por ejemplo, al añadir una carga no lineal que suministre corriente armónica a un sistema eléctrico, puede incrementar o decrementar los voltajes armónicos en diferentes puntos dependiendo de dónde se haya conectado la carga y de los parámetros del circuito.

2.1. ARMONICAS PRODUCIDAS POR LAMPARAS DE DESCARGA EN GAS.

VOLTAJES Y CORRIENTES ARMONICAS EN LAS LAMPARAS.

En los circuitos donde se utilizan lámparas de descarga en gas existen muchas componentes armónicas presentes, las cuales tienden en frecuencia a ser mayores que la frecuencia fundamental. Las formas de onda de voltaje y corriente se desvían significativamente de una forma de onda senoidal, esta desviación se debe a la distorsión de la onda.

El arreglo experimental se muestra en la figura 2.1, las lámparas fueron operadas bajo un circuito de referencia según las normas ANSI. Se ajustó un reactor patrón lineal variable para cada impedancia especificada según el tipo de lámpara.

Las lámparas probadas están resumidos en la tabla 2.1. La lámpara F40T12 es la lámpara fluorescente estándar, SL-18 lámpara fluorescente compacta con balastro integrado, PL-13 lámpara fluorescente compacta. Los otros dos tipos son sodio alta presión (HPS) y vapor de mercurio (MV).

Las lámparas seleccionadas fueron preenvejecidas 100 horas. Ellas fueron después estabilizadas durante 1 hora antes de tomar alguna medición.

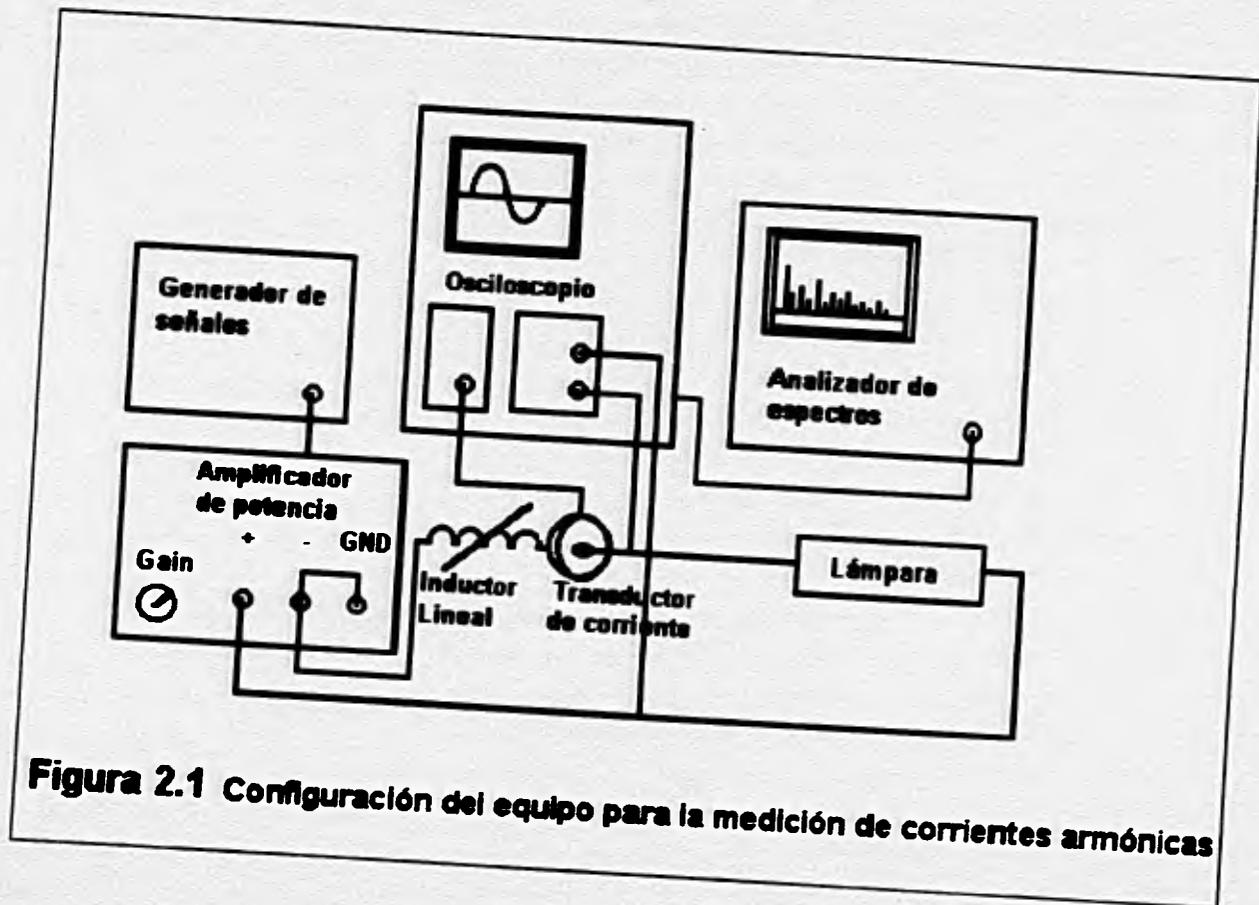


Figura 2.1 Configuración del equipo para la medición de corrientes armónicas

Tabla 2.1 Lámparas bajo prueba.

Tipo de lámpara	Voltaje de entrada	Corriente	Impedancia
F40T12	236 volts	430 mA	439 ohms
SL-18	120 volts	Autobalastada	Autobalastada
PL-13	118 volts	285 mA	325 ohms
70W - HPS	120 volts	1600 mA	61 ohms
100W VM	220 volts	850 mA	170 ohms

La tabla 2.2 es una tabla que nos muestra los voltajes armónicos que existen en la forma de onda del voltaje de una lámpara fluorescente F40T12.

La tabla 2.3 es un resumen de los porcentajes de distorsión ocasionados por frecuencias mayores a los límites especificados. Los componentes mayores de 5 KHz no fueron cuantificados debido a sus pequeñas contribuciones. Note que el cálculo del porcentaje es por ciento de armónicas, relativa a todos los componentes, no exactamente a la fundamental.

Analizando la tabla 2.3, se nota que la corriente armónica de lámpara para lámparas balastadas caen rápidamente, caso contrario al contenido armónico de voltaje el cual es significativo hasta cerca de 1 KHz. Los voltajes armónicos para la SL-18 son muy pequeños. Esto se debe a que no existe un balastro de referencia externo y por lo tanto los voltajes de lámpara son iguales.

Se pueden observar voltajes de onda significativos y formas de onda de corriente distorsionadas en forma de armónicas impares. Esto se debe a la no linealidad de la impedancia en las lámparas de descarga. La evolución de carga que porta durante cada medio ciclo lleva a un cambio en la impedancia vs tiempo. Esto se ve reflejado en la forma de onda del voltaje y la corriente.

Las ondas periódicas de este tipo están formadas por armónicas simétricas simples (3a, 5a, 7a...). La figura 2.2 muestra un ejemplo de las formas de onda en una lámpara de descarga. Las componentes armónicas en la forma de onda de las lámparas, también provienen de la oscilación del ánodo. Las frecuencias de la oscilación del ánodo pueden ser mucho más altas que aquellas armónicas de la onda básica.

2.2 ARMONICAS PRODUCIDAS POR BALASTROS ELECTROMAGNETICOS.

Todo sistema de iluminación a base de lámpara de descarga, necesariamente debe utilizar un balastro. El balastro tiene como funciones principales las de :

- Proporcionar tensión de encendido y operación.
- Limitar la corriente de operación.
- Proporcionar la energía con un mínimo de distorsión.

Tabla 2.2 T.H.D. Para una lámpara F40T12.

Frecuencia (HZ)	Nivel (mV)	Frecuencia (HZ)	Nivel (mV)	Frecuencia (HZ)	Nivel (mV)
60	41.6	1746	0.684	3370	0.008
182	14.3	1808	0.047	3430	0.17
240	0.047	1866	0.616	3490	0.017
304	7.6	1930	0.036	3550	0.164
364	0.031	1988	0.548	3608	0.025
424	4.52	2048	0.016	3670	0.148
482	0.032	2106	0.502	3732	0.035
542	3.02	2166	0.026	3792	0.136
600	0.029	2228	0.436	3848	0.035
664	2.21	2286	0.022	3910	0.135
726	0.036	2348	0.354	3972	0.01
786	1.71	2410	0.032	4029	0.133
846	0.05	2468	0.248	4088	0.032
904	1.44	2528	0.041	4149	0.093
964	0.047	2588	0.176	4209	0.036
1026	1.23	2650	0.048	4272	0.072
1084	0.04	2710	0.13	4337	0.028
1144	1.08	2768	0.057	4392	0.052
1206	0.048	2830	0.116	4445	0.024
1266	0.964	2890	0.044	4512	0.057
1326	0.069	2950	0.125	4631	0.044
1386	0.848	3012	0.038	4686	0.028
1446	0.078	3072	0.151	4746	0.022
1508	0.76	3132	0.029	4808	0.049
1566	0.06	3192	0.176	4871	0.034
1628	0.724	3250	0.02	4930	0.044
1686	0.06	3310	0.18	4992	0.073

Tabla 2.3 % De armónicas (THD).

% De armónicas en voltaje

Frecuencia	PL 13	F40	SL18	100W VM	70WVSAP
60 Hz	55%	38.94%	0.40%	37.80%	83.60%
400 Hz	33.50%	14.90%	0.20%	11.60%	65.20%
1000 Hz	17.20%	6.30%	0.10%	3.60%	18.80%
2000 Hz	7.50%	2.30%	0.10%	1.70%	5.90%
3000 Hz	4.30%	1%	0.00%	1.00%	3.80%
4000 Hz	2.80%	0.50%	0.00%	0.60%	2.40%

% De armónicas en corriente

Frecuencia	PL 13	F40	SL18	100W VM	70WVSAP
60 Hz	8.90%	6.10%	76.10%	9.00%	7.70%
400 Hz	2.30%	1.00%	37.10%	1.20%	2.10%
1000 Hz	0.50%	0.20%	17.20%	0.10%	0.30%
2000 Hz	0.10%	0.00%	6.00%	0.00%	0.00%
3000 Hz	0.00%	0.00%	2.30%	0.00%	0.00%
4000 Hz	0.00%	0.00%	1.00%	0.00%	0.00%

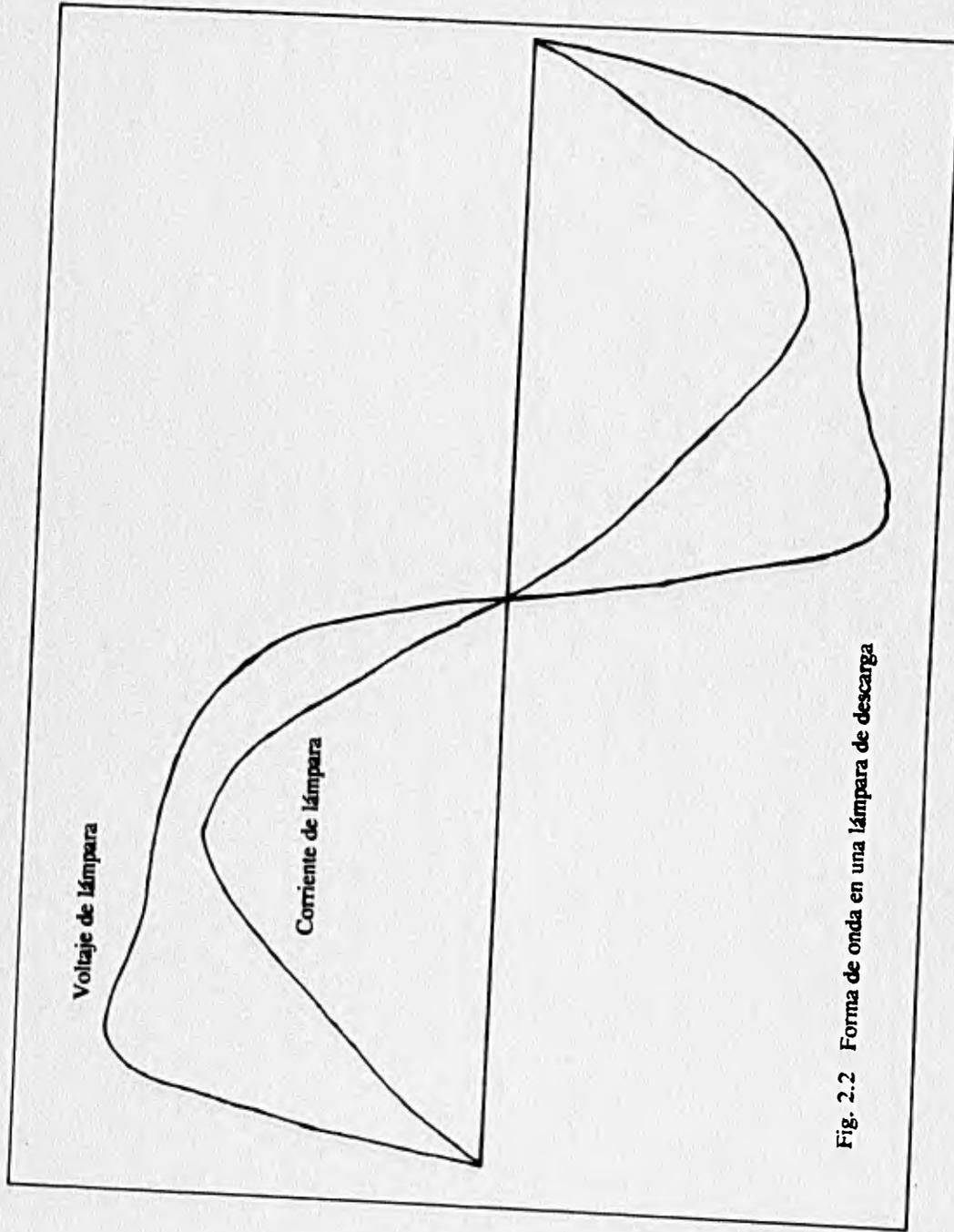


Fig. 2.2 Forma de onda en una lámpara de descarga

- Amortiguar las variaciones de la línea.
- Y de ser necesario proveer de calentamiento a los filamentos.
- (lámparas fluorescentes de encendido rápido).

Debido a que una de las funciones principales de un balastro es la de limitar la corriente de la lámpara, esto lo logra mediante la saturación de su núcleo de hierro, con lo que es considerado como una carga no lineal, debido a ésta saturación en el núcleo, se produce una distorsión en la corriente. A continuación se presenta de una manera gráfica como se distorsiona la corriente en un balastro (figura 2.3). Utilizando una gráfica de saturación magnética del hierro del núcleo, reflejaremos la onda de voltaje de entrada en dicha gráfica para obtener la onda de corriente del balastro. Dividiendo en partes iguales la duración del medio ciclo de la onda de voltaje, identificamos a que punto de la señal de voltaje corresponde cada división del tiempo (1), cada punto lo proyectaremos en la curva de saturación magnética (2), para cada punto encontrado sobre la curva de saturación identificamos su distancia sobre el eje X (Fuerza de excitación RMS) (3) y esa misma distancia la pasamos al eje de Y (Densidad de flujo magnético) (4); con estos nuevos puntos, marcamos la intersección con las divisiones de tiempo de la onda de voltaje de donde iniciamos y esto definirá la onda de corriente (5).

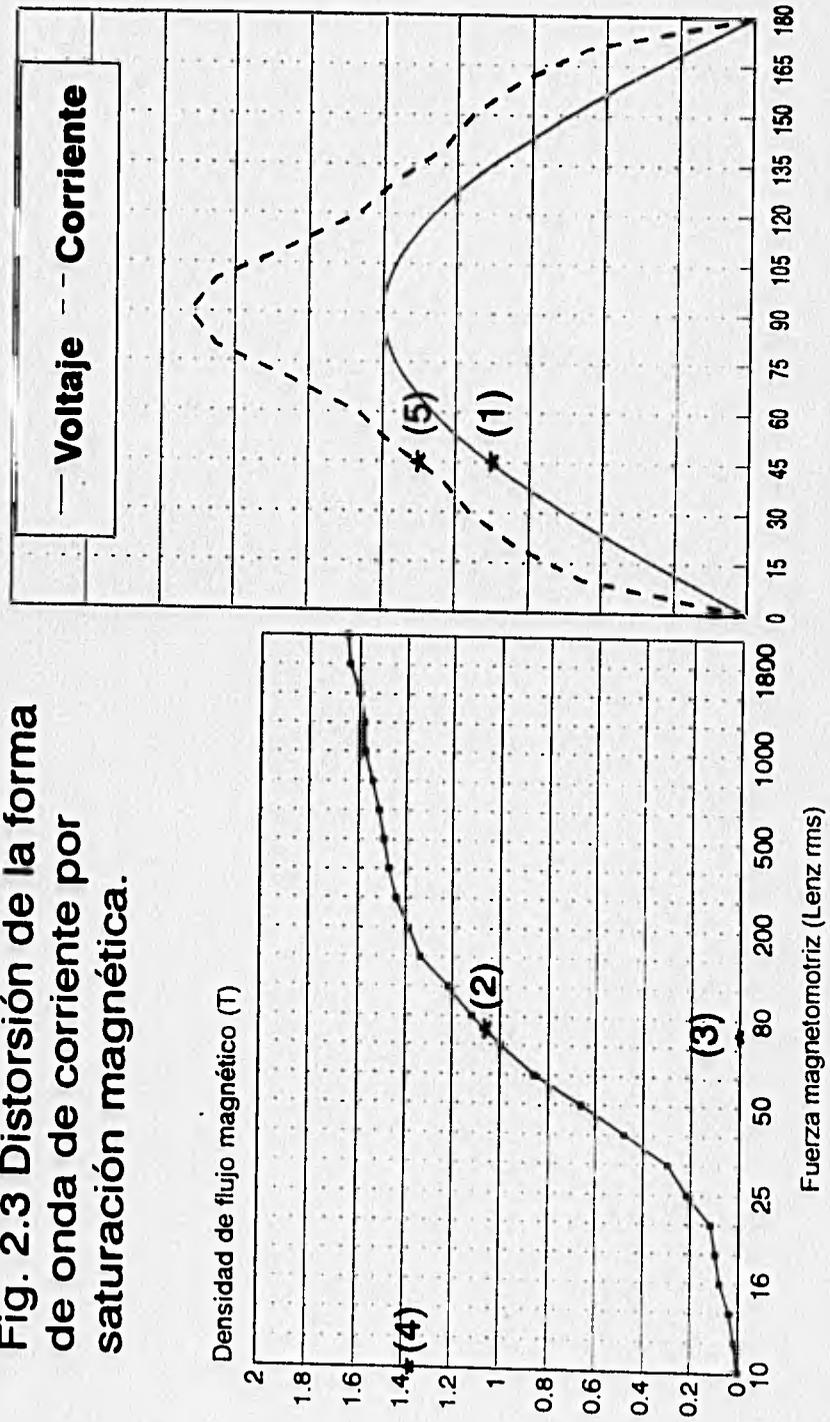
Como podemos ver la onda de corriente no es senoidal, sino que estará formada por un sumatorio de señales senoidales de diferentes frecuencias y amplitudes (armónicas). Este método gráfico nos sirve para comprender como un balastro electromagnético produce armónicas.

2.3 ARMONICAS PRODUCIDAS POR BALASTROS ELECTRONICOS.

El principio de funcionamiento de un balastro electrónico (EL) se basa en convertir la señal de corriente alterna de 60Hz en una señal de corriente alterna de alta frecuencia (20-50 KHz), ya que para altas frecuencias una lámpara fluorescente resulta más eficaz.

El diagrama de bloques de un balastro electrónico se muestra en la figura 1.28 a,b,c. En la etapa inversora además de la alta frecuencia obtenida, deberá observarse en la forma de onda, una onda cuadrada inherente de los circuitos de conmutación (fig. 2.4), que posee una gran cantidad de armónicas.

Fig. 2.3 Distorsión de la forma de onda de corriente por saturación magnética.



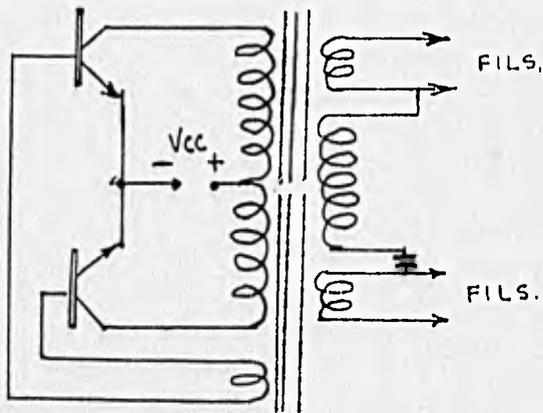


Figura 2.4 Inversor típico de un balastro electrónico

Las armónicas producidas por un convertidor monofásico están dadas por la siguiente expresión:

$$h = kq \pm 1 \quad (2.1)$$

donde:

h = orden de la armónica

k = número entero mayor que cero { 1, 2, 3, ... }

q = número de pulsos del circuito.

Teniendo en cuenta que a pesar de que un rectificador monofásico de onda completa tiene cuatro diodos, se considera como un circuito convertidor de dos pulsos, pues los diodos conducen simultáneamente de dos en dos.

Si sustituimos la ecuación anterior obtenemos toda la gama de armónicas impares, dominando la tercera armónica. Algunos balastos (EL) tienen un contenido armónico arriba del 35 %, un valor peligrosamente alto si se estuvieran utilizando en grandes cantidades en una sola instalación eléctrica. Sin embargo, muchos otros son diseñados con una fuente de alimentación que mantienen el contenido de la tercera armónica por debajo del 25 %; mientras que un balastro EL de circuito integrado esta por debajo del 10 % de distorsión armónica que es una clasificación ANSI/CBM para balastos EM.

El rango de corrientes armónicas generadas en los balastos EL pueden variar entre el 10 y el 100 % de la corriente fundamental, de hecho varios generan menos corrientes armónicas que los balastos EM.

2.4 RESULTADOS DE PRUEBAS A BALASTROS Y CONTROLES. PARA LAMPARAS FLUORESCENTES.

2.4.1 CON LAMPARAS DE 34W Y 40W T12

Muchos de los nuevos sistemas eficientes de iluminación han sido diseñados para operar lámparas fluorescentes de 40 watts T12. La industria de la iluminación a introducido una lámpara de 34 watts T12 para dar una menor potencia con el mismo balastro que una lámpara de 40 watts. La información sobre las diferencias entre los sistemas de lámparas de 34 y 40 watts, el funcionamiento y efectos que pueden ocasionar a las fuentes suministradoras es de interés para las compañías de servicio.

A continuación se muestran una serie de tablas, que incluyen parámetros eléctricos provenientes, tanto de balastos electrónicos como de balastos electromagnéticos. Las tablas 2.4 Y 2.5 muestran los resultados de balastos electrónicos para dos lámparas fluorescentes de 40 watts Blanco frío ó 34 watts , respectivamente. Las tablas incluyen un balastro electromagnético probado por CBM que opera las mismas lámparas. Los datos fueron obtenidos de tres unidades de cada balastro y el promedio de estos son los valores listados. Ambas tablas permiten una comparación de los diferentes balastos electrónicos operados con lámparas normales y ahorradoras, y los cambios asociados con balastos operando lámparas a 60 hertz y a alta frecuencia.

ARMONICAS.

Los valores obtenidos para la tercera y quinta armónica de un balastro electrónico se muestra en la figura 2.5, el contenido de armónicas para un balastro electromagnético estandar es más alto con lámparas de 34 watts, que para las de 40 watts. El contenido de armónicas para los dos tipos de lámparas operadas con el balastro electrónico es virtualmente el mismo. Sin embargo la tercera armónica para cada tipo de lámpara operada con el balastro electrónico es mayor que cuando son operadas con balastos electromagnéticos.

Tabla 2.4 Resultados de balastos para dos lámparas de 40 W. F40

Datos del sistema	E. Mag.										Electrónico (120 V.)										Electrónico (277V.)									
	120 V		1		2		3		4		5		6		7		8		A		B		C		D		E. Mag			
Potencia (W)	90	100	89	70	62	70	58	65	61	66	60	65	56	65	56	65	56	65	56	65	56	65	56	65	56	65	87			
F. Potencia (%)	100	110	96	91	72	71	65	72	68	75	68	67	63	72	65	65	63	72	65	65	63	72	65	65	63	72	95			
% 3a Arm.	90	100	102	116	81	71	72	78	75	82	75	68	69	79	73	103														
% 5a Arm.	100	110	99	96	96	90	96	93	92	95	98	90	95	86	97	99														
Datos de lámpara	100	110	97	97	95	88	93	91	90	94	97	88	93	84	96	98														
	100	110	12	16	24	36	35	17	30	26	10	31	34	12	8	7														
	100	110	10	15	14	16	7	20	19	16	9	23	7	11	5	10														
O.C.V.	90	100	256	262	352	430	465	384	425	360	332	442	465	374	333	265														
	100	110	a	285	390	502	518	426	470	400	370	489	510	277	373	288														
F.C.V.	90	100	1.5	3.07	4.31	6.38	5.68	4.70	5.20	4.45	4.10	5.37	5.58	2.72	4.12	3.10														
	100	110	2	1.5	1.9	1.6	1.4	1.6	1.4	1.9	2.2	1.6	1.4	1.6	2.1	1.5														
Volts de cátodo	90	100	1.6	1.6	1.9	2.3	1.4	1.6	1.4	1.7	2.2	1.5	1.4	1.6	2.1	1.5														
	100	110	3.1	2.8	2.8	2.8	1.3	2	1.7	3.2	1.6	2.5	1.4	2.1	1.5	1.6														
F.C.C	90	100	3.5	3.5	3.1	3.1	1.4	2	1.6	3.2	1.5	3.3	1.5	2.1	1.5	3														
	100	110	1.5	1.9	2.3	1.5	1.6	2.1	1.6	1.9	2.1	1.5	3.6	1.5	2.1	1.5	3.4													
Luz de salida	90	100	1.8	1.8	2.2	1.6	1.6	2	1.6	1.9	2.1	1.5	1.5	1.5	2.2	1.6														
	100	110	5.780	4.740	5.100	5.280	4.780	5.150	5.100	5.240	4.320	5.170	4.590	5.140	4.580	5.570														
Factor balastro	90	100	6.100	6.190	5.870	5.290	5.360	5.780	5.100	5.940	4.850	5.210	5.120	5.850	5.210	5.980														
% Reg. De luz.	90	100	0.968	0.98	0.93	0.84	0.85	0.92	0.91	0.94	0.77	0.83	0.81	0.93	0.83	0.949														
	110	25	-5	-23	-13	0	-11	-11	-11	-12	-11	-1	-10	-12	-7															
Efic. Sist. (Lm/W)	90	100	3	23	11	-1	9	10	10	8	8	-1	9	10	5															
	100	110	66	64	82	75	82	80	84	79	78	79	82	79	82	64														
	100	110	64	68	81	74	83	80	83	79	77	78	82	81	81	63														
	100	110	64	66	80	73	82	82	83	78	76	76	81	81	79	61														

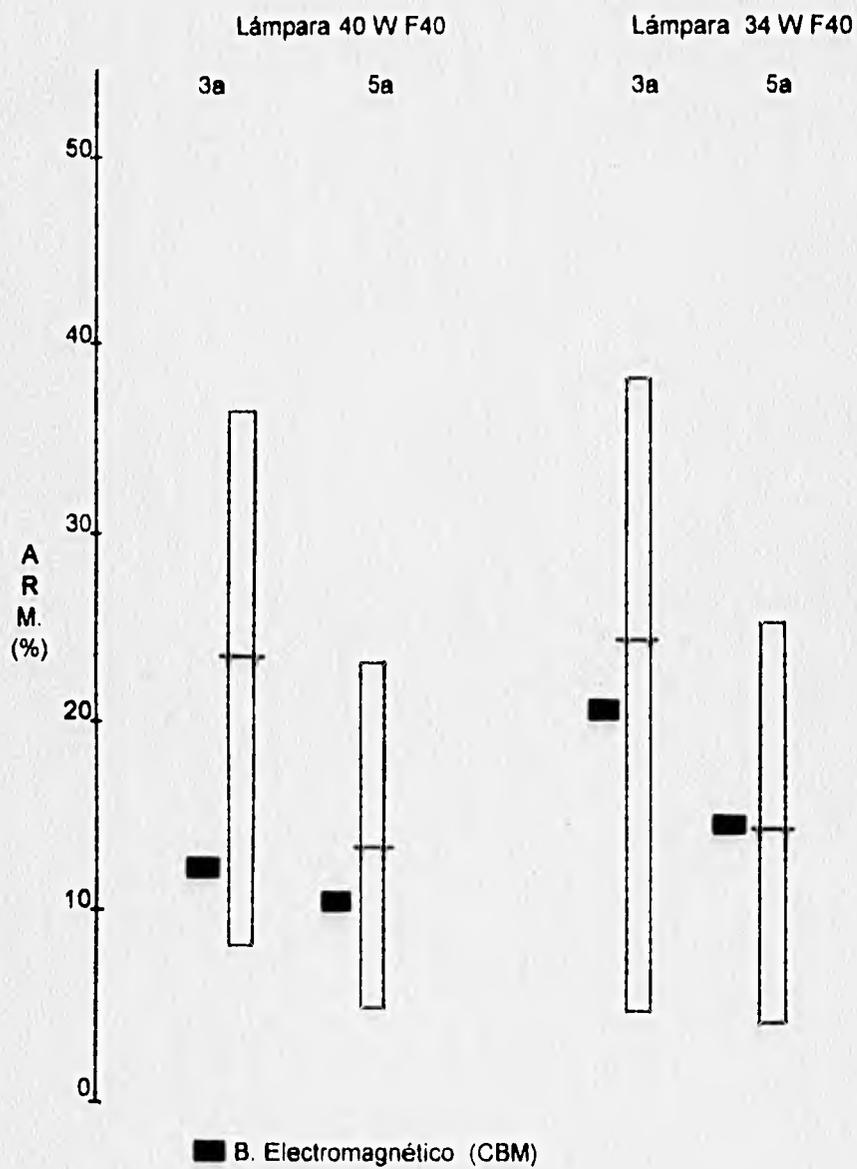


Figura 2.5 Tercera y quinta armónica en balastos operando lámparas F40

2.4.2. OTROS SISTEMAS.

La tabla 2.6 lista los resultados de las mediciones para lámparas F40 diferentes a los sistemas de dos lámparas, esta incluye lámparas T8, las cuales requieren un diseño especial de balastro tanto electromagnético como electrónico. Las lámparas con diámetros más pequeños pueden incrementar la eficacia del sistema, mejorar el control óptico y reducir los efectos de sombras.

2.4.3. CONTROLADORES ESTATICOS.

Siete sistemas con controladores estáticos fueron medidos. Estos mecanismos fueron creados para dar una menor salida de luz para dos lámparas de cuatro pies de longitud, F40 T12 encendido rápido. Los controladores utilizados en 1,2,3 y 7 reducen la salida de luz en un 30 %; y 4, 5, 6 lo hacen cerca de un 50 %. Los controladores 1 y 4 están instalados en el lado de línea del balastro, mientras que todos los demás controladores estáticos son instalados entre el balastro y la lámpara. Las tablas 2.7 y 2.8 muestran los resultados eléctricos al combinar controladores estáticos con lámparas de 34 y 40 watts F40.

La figura 2.6 muestra la segunda, tercera y quinta armónica para todas las combinaciones de controladores con lámparas. Con el controlador operando a un 30 y 50 % con lámparas de 40 Watts, existe un incremento únicamente en la tercera armónica, al igual que en las lámparas de 34 Watts. Sin embargo, la segunda armónica se incrementa por un factor de siete con la lámpara de 34 Watts, debido a una gran distorsión en la forma de onda.

2.4.4 CONTROLADORES DINAMICOS.

Los detalles de funcionamiento para los balastros electromagnéticos y electrónicos dimmeables se muestran en las tablas 2.9 y 2.10.

Los sistemas de 60 Hz. incrementan la tercera armónica cuando los controladores son utilizados (figura 2.7) y casi la duplican cuando son dimmeados completamente. Los balastros electrónicos dimmeables tienen un mayor contenido en tercera armónica que los balastros electromagnéticos, pero mucho menor que los balastros controlados a 60 Hz. a bajos niveles de luz. Existe también un incremento en contenido de armónicas cuando

Tabla 2.6 Otros sistemas con balastos para lámparas fluorescentes.

Datos del sistema	Dos lamp. 32W			Tres lamp. F40			Cuatro Lamp. F40 120 V.			Cuatro lamp. F40 277 V.		
	% Voits	E. Magn.	Elect.	E. Magnético	Electrónico	E. Magnético	Electrónico	E. Magnético	Electrónico	E. Magnético	Electrónico	Electrónico
Potencia (W)	90	63	60	136	118	120	101	148	122	106	151	126
F. Potencia (%)	100	71	65	148	121	129	103	148	136	110	162	138
% 3a Arm.	110	77	72	160	139	139	105	168	135	109	203	138
% 5a Arm.	90	88	93	99	97	97	96	93	95	96	100	93
Datos de lámpara	100	86	89	98	97	95	95	97	94	94	100	92
O.C.V.	110	80	88	96	95	95	94	96	93	94	99	91
F.C.V.	100	7	43	4	13	10	10	12	17	17	7	12
Volts de cátodo	100	6	6	8	10	10	14	9	14	15	9	20
F.C.C.	90	300	498	265	461	265	428	262	696	696	266	776
Luz de salida (Lm.)	100	322	548	287	461	284	425	284	768	768	288	867
Factor balastro	110	344	600	310	462	310	428	306	845	845	310	957
% Reg De luz	90	1.6	1.4	1.3	1.5	1.3	1.5	1.5	1.3	1.3	1.5	1.5
Efic Sist (Lm/W)	100	1.7	1.4	1.3	1.5	1.3	1.5	1.6	1.4	1.4	1.5	1.5
	110	1.7	1.4	1.3	1.6	1.3	1.5	1.6	1.3	1.3	1.6	1.5
	90	3.5	0	3.1	3.1	2	2	3.2	2.1	1.7	3	2
	100	3.9	0	3.5	3.5	2.1	2.1	3.6	2	1.6	3.4	2
	110	4.3	0	3.9	3.9	2	2	4.1	2	1.6	3.8	2
	90	1.4	1.6	1.8	1.8	1.5	1.5	1.5	1.6	1.6	1.6	1.7
	100	1.3	1.5	1.8	1.8	1.4	1.4	1.6	1.7	1.6	1.8	1.7
	110	1.4	1.6	1.9	1.9	1.5	1.4	1.7	1.9	1.7	1.6	1.8
	90	4840	5330	8470	7470	9080	8030	11540	9780	8840	11160	10140
	100	5360	5820	8970	7780	9250	8090	12200	10300	11110	11930	11200
	110	5700	6280	9350	8050	9340	8160	12620	10560	11140	12560	11170
	90	0.924	1.003	0.949	0.887	0.978	0.922	0.968	0.88	0.882	0.947	0.889
	100	-10	-8	-6	-4	-2	-1	-5	-3	-12	-4	-5
	110	6	8	4	4	1	1	4	3	0	-1	0
	90	76	89	62	62	77	80	67	67	80	83	82
	100	76	90	61	60	76	78	66	65	82	84	81
	110	74	87	58	58	75	78	65	63	82	85	81

ESTA TESIS NO DEBE SALIR DE LA BIBLIOTECA

Tabla 2.7 Controladores estáticos para lámparas de 40 watts F40.

	Controladores							
	E. Mag.	1	2	3	4	5	6	7
Potencia (W)	94	62	62	59	46	41	45	62
F. Potencia (%)	98	66	94	94	60	80	85	94
Luz (Lm)	6100	4090	4050	3820	2990	2300	2660	4000
Volt. Cátodo	3.6	2.3	2.6	3.5	2.4	3.6	3.5	3.6
F.C.C.	1.6	1.7	1.7	1.7	1.9	1.8	1.8	1.7
Armónicas (%)								
2a	2	3	1	4	3	1	3	2
3a	11	30	25	28	38	42	37	26
5a	10	4	12	12	3	11	12	12
Efic. Sist. (Lm/W)	65	66	65	65	65	56	59	65
Variación relativa (%)								
Potencia	0	-34	-34	-37	-51	-56	-52	-34
Luz de salida	0	-33	-34	-37	-51	-62	-56	-34
Eficacia	0	2	0	0	0	-14	-9	0
Temp. Pared de la lamp. (oC)	40	37	37	37	36	35	35	37

Tabla 2.8 Controladores estáticos para lámparas de 34 watts F40

	Controladores							
	E. Mag.	1	2	3	4	5	6	7
Potencia (W)	77	50	53	52	37	36	38	53
F.Potencia(%)	90	53	72	69	48	74	75	70
Luz (Lm)	5150	3400	3100	2900	2400	1830	2130	3040
Volt.Cátodo	3.5	1.8	3.5	3.5	2	3.6	3.5	3.5
F.C.C.	2	1.7	2.5	2.5	1.8	2.5	2.3	2.6
Armónicas(%)								
2a	4	1	94	92	14	50	62	96
3a	24	32	23	24	39	34	30	26
5a	16	2	11	10	3	8	6	12
Efic.Sist.(Lm/W)	67	68	58	56	65	51	56	57
Variación relativa(%)								
Potencia	0	-35	-31	-32	-52	-53	-51	-31
Luz de salida	0	-34	-40	-44	-53	-64	-59	-41
Eficacia	0	1	-13	-16	-3	-24	-16	-15
Temp.Pared de la lamp. (oC)	34	30	29	29	28	26	26	30

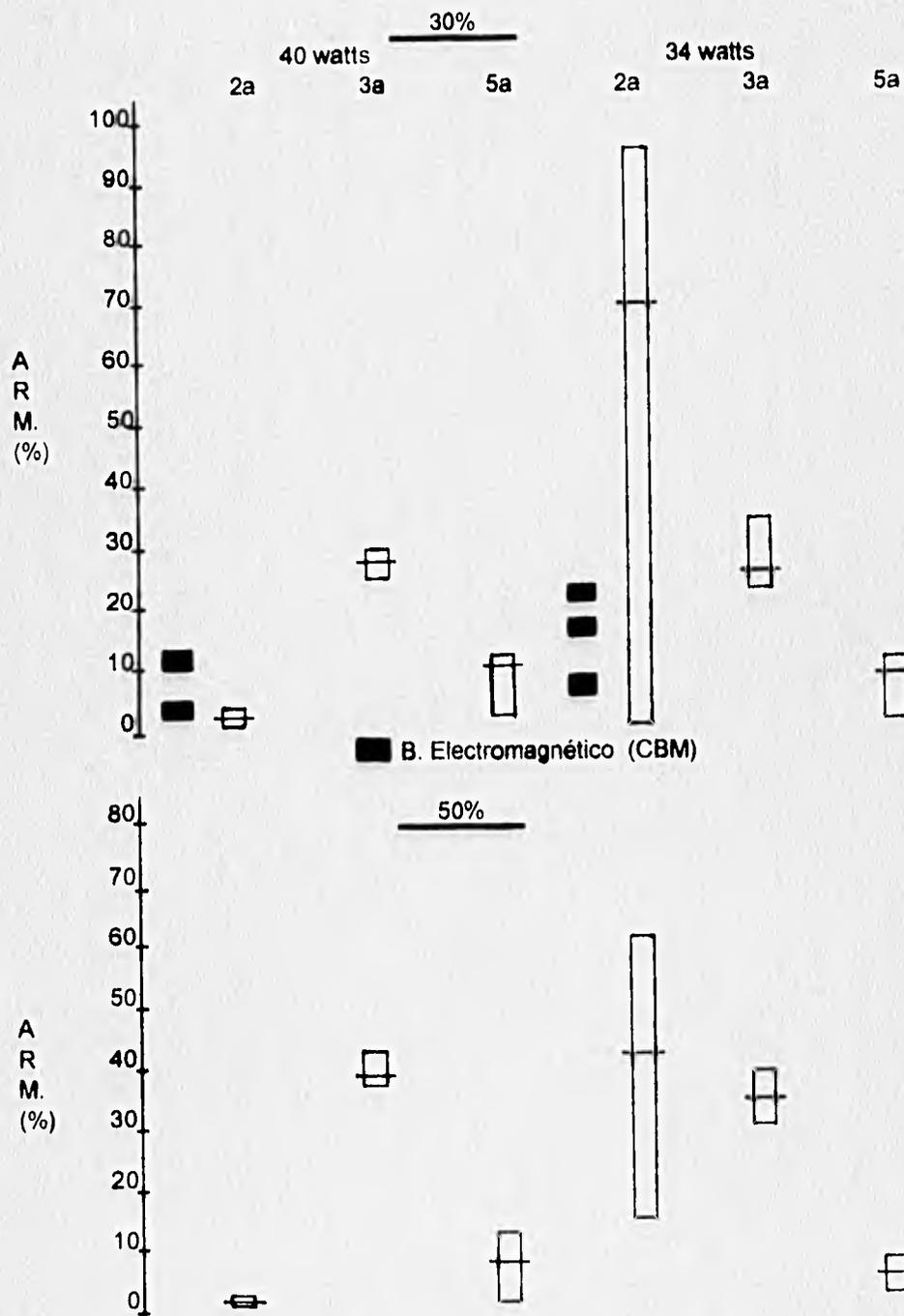


Figura 2.6 Armónicas en balastros operando lámparas F40 utilizando controladores estáticos al 30 % y 50 %.

Tabla 2.9 Controladores dinámicos para lámparas de 40 watts F40.

Datos del sistema	N. luz	E. Mag	Controlador dinámico								Balastro electrónico							
			1	2	3	4	5	A	B	C	D	E	F	G	H			
Potencia(W)	Max.	94	100	100	100	105	83	82	90	121	71	136	67	138				
	Med.	73	80	50	50	73	50	47	48	59	47	93	46	100				
	Min.	38	48	17	47	47	22	19	16	41	29	53	28	62				
F.Pot.(%)	Max.	97	91	94	94	96	99	93	96	96	89	94	90	92				
	Med.	86	52	61	61	89	98	89	97	93	87	94	86	90				
	Min.	71	66	63	88	88	97	75	87	88	82	88	79	86				
3a Arm.(%)	Max.	12	10	35	33	12	13	13	16	9	36	17	31	12				
	Med.	35	52	54	19	31	3	24	11	21	42	17	36	12				
	Min.	42	53	56	24	27	9	50	24	28	51	22	44	12				
Datos de operación																		
Voltaje(V)	Max.	120	117	119	119	120	277											
	Med.	95	92	87	90	234												
	Min.	91	87	84	84	222												
Potencia(W)	Max.	94	91	100	98	94	104											
	Med.	59	63	47	73	65												
	Min.	31	48	15	53	38												
Luz-Salida(Lm)	Max.	6100	5910	6410	6180	6100	5990	5960	6210	9048	5290	11120	5210	11200				
	Med.	3960	4740	3990	4900	3990	2660	2780	2890	3500	3530	7270	3570	7620				
	Min.	2010	3070	602	3560	1830	360	390	430	2060	1820	3300	1980	4000				
Volt. Catodo(V)	Max.	3.5	3.4	3.4	3.4	3.5	3.3	3.3	4.6	2.5	3.5	2	3.2	2				
	Med.	2.7	3	2.5	2.4	2.8	4.1	3.8	3.1	2.8	3.1	2.1	3.2	2				
	Min.	2.7	2.4	2.5	2.5	2.8	3	3.1	4.5	2.8	2.7	2.2	3	2.1				
Efic. Sist.(Lm/W)	Max.	65	63	64	62	65	56	69	69	75	75	82	78	81				
	Med.	55	59	68	67	53	53	59	61	59	75	78	78	76				
	Min.	54	65	37	66	39	16	21	27	50	63	62	71	65				
Rango Dim.(%)	Max.	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100				
	Med.	67	74	55	80	68	47	47	47	39	67	65	69	68				
	Min.	34	48	10	59	31	6	7	7	23	34	30	38	36				

Tabla 2.10 Controladores dinámicos para lámparas de 34 watts F40.

Datos del sistema	Controlador dinámico										Balastro electrónico									
	N.	Luz	E. Mag.	1	2	3	4	5	A	B	C	D	E	F	G	H				
Potencia(W)	Mar.	80	81	92	93	93	94	94	72	69	69	103	62	110	58	113				
	Med.		84	69	70	70	82	82	48	46	46	80	42	76	42	81				
	Min.		78	37	37	37	68	68	23	21	21	58	27	45	25	51				
F. Pot.(%)	Mar.	93	94	83	87	87	92	92	99	92	92	95	88	94	86	92				
	Med.		96	55	58	58	88	88	99	89	89	94	85	90	82	88				
	Min.		93	45	50	50	85	85	96	76	76	92	79	86	75	85				
3a Arm.(%)	Mar.	20	15	47	50	50	15	10	6	14	14	10	37	17	32	12				
	Med.		24	54	58	58	18	26	2	26	26	14	44	19	37	12				
	Min.		32	57	62	62	22	30	8	40	40	14	52	24	44	12				
Datos de operación.																				
Voltaje(V)	Mar.	120	118	120	120	120	120	120	5060	5100	5110	5110	5110	5110	5060	5100				
	Med.		97	90	92	92	70	242	2780	2830	4350	4350	4350	4350	2780	2830				
	Min.		88	74	76	76	66	222	420	480	3520	3520	3520	3520	420	480				
Potencia(W)	Mar.	80	80	92	90	90	79	93	5060	5100	5110	5110	5110	5060	5100	5100				
	Med.		65	66	62	62	50	73	2780	2830	4350	4350	4350	2780	2830	2830				
	Min.		55	36	33	38	38	58	420	480	3520	3520	3520	420	480	480				
Luz-Salida(Lm)	Mar.	5150	5110	5250	5410	5410	5150	5110	5060	5100	5110	5110	5110	5060	5100	5100				
	Med.		4470	3120	3690	3690	3530	4350	2780	2830	4350	4350	4350	2780	2830	2830				
	Min.		3860	1950	2050	2050	2690	3520	420	480	3520	3520	3520	420	480	480				
Volt. Catodo(V)	Mar.	3.6	3.5	3.5	3.5	3.5	3.6	3.3	2.8	2.8	3.3	3.3	3.2	1.6	3.3	1.7				
	Med.		2.8	2.6	2.6	1.9	2.9	2.9	3.1	3.1	2.9	3.1	3.1	1.7	3.3	1.6				
	Min.		2.5	2.1	2.2	1.9	2.7	2.7	3	3.1	2.7	2.3	2.7	1.7	3	1.7				
Efic. Sist. (Lm/W)	Mar.	64	63	57	58	58	65	54	70	74	74	79	72	84	76	83				
	Med.		53	52	53	53	71	53	58	62	62	73	70	80	71	78				
	Min.		49	53	55	55	71	52	18	23	23	62	53	69	62	63				
Rango Dim. (%)	Mar.	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100				
	Med.		87	69	68	69	69	85	55	55	55	72	66	66	68	68				
	Min.		76	37	38	38	52	69	8	9	9	44	32	31	35	34				

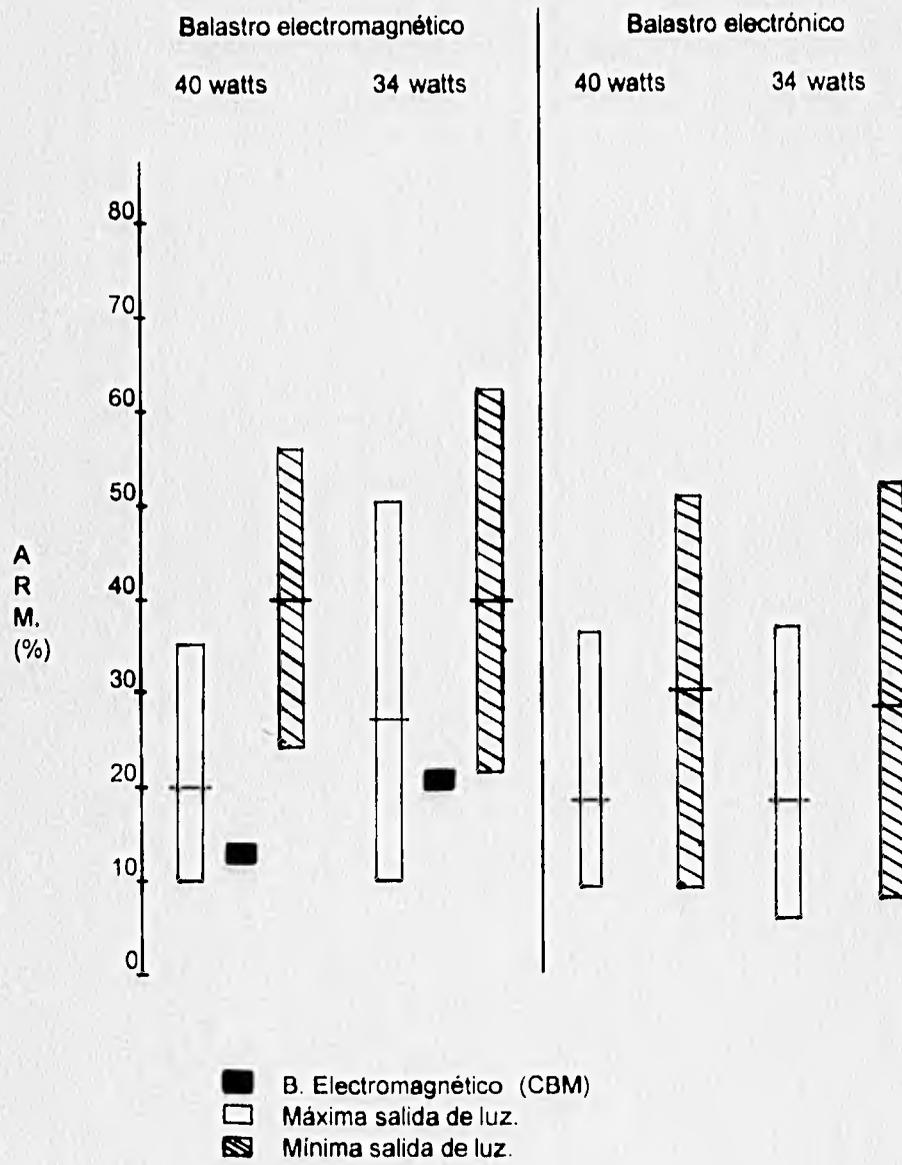


Figura 2.7 Tercera armónica en balastos operando lámparas F40 utilizando controladores dinámicos.

dimmean completamente los balastos electrónicos. No existe una diferencia significativa en el contenido armónico entre las lámparas de 34 y 40 Watts con balastos electrónicos.

2.5 OTRAS FUENTES DE ARMONICAS.

MAQUINAS ROTATORIAS.

Un buen diseño de motores y generadores rara vez será origen de armónicos de voltaje; sin embargo, una carga desbalanceada en los generadores y una fuente de voltaje desbalanceada en los motores tendrá como resultado generación de armónicos de tercer orden y mayores, tanto en voltaje como en corriente.

Cuando dos o más generadores están conectados en paralelo y en conexión estrella (con el neutro aterrizado), pueden circular corrientes armónicas de tercer orden en las conexiones neutras. Si los neutros se conectan individualmente a tierra por medio de resistencias limitadoras de corriente, la impedancia de la línea neutra limitará estas corrientes a valores despreciables. Cuando se usa un resistor común y corriente o los generadores están sólidamente aterrizados, pueden fluir grandes cantidades de armónicas de tercer orden; sin embargo, si los generadores son del mismo diseño, con cargas balanceadas y proporcionales, la circulación de corrientes armónicas no serán excesivas.

TRANSFORMADORES.

Las corrientes excitadoras de los transformadores tienen una gran cantidad de armónicas de tercer orden, y así en forma decreciente con las demás armónicas impares de orden superior. En cantidades normales, las magnitudes de estas armónicas son aproximadamente entre 5 y 10 %, respectivamente, incrementándose tan rápido como la densidad de operación incrementa.

En un banco de transformadores trifásicos, las frecuencias armónicas comprendidas en la corriente de excitación de las tres fases, están 120 grados desfasadas y su suma vectorial de sus magnitudes es cero al igual que las componentes fundamentales. Estas componentes armónicas de corrientes son pequeñas en comparación con la corriente de carga de la línea trifásica, y su presencia no causa daño.

Por otro lado, las componentes armónicas de tercer orden en las tres fases están en fase y, por tanto, tienen que tener un camino adecuado para que circulen; de aquí que estas componentes ameritan una consideración cuidadosa al hacer las conexiones en los transformadores.

RECTIFICADORES DE ARCO DE MERCURIO.

Todo rectificador demanda corrientes armónicas de su fuente de potencia y ocasiona voltajes y corrientes armónicas en sistemas de suministro de potencia y de distribución. El rectificador puede ser considerado una fuente de armónicas, cuya magnitud es proporcional a la carga del rectificador.

Para cada instalación individual, la magnitud del voltaje armónico alcanzada en la operación de un rectificador dependerá de las características del sistema y también del rectificador. Incrementar el número de fases en el rectificador elimina corrientes armónicas de bajo orden. Por ejemplo, en grandes instalaciones para servicios electroquímicos, las corrientes armónicas demandadas se reduce al usar una construcción de 36 fases en lugar de tener un número menor, tal como 12 fases.

HORNO DE ARCO.

En hornos de arco se presentan valores considerables de corrientes armónicas en los secundarios de los transformadores; sin embargo, los electrodos del horno hacen contacto con el metal de manera aleatoria, creando y extinguiendo los arcos en diferentes puntos y en distintos instantes; como resultado, las componentes armónicas tienden a combinarse en secuencia positiva y negativa en vez que en secuencia cero, y rara vez resulta interferencia con circuitos de comunicaciones. Las corrientes de secuencia positiva y negativa causan caídas y desbalanceo de voltajes en el sistema, pero esas caídas son esencialmente transitorias y no son tan severas como las caídas de tensión causadas por las corrientes de frecuencia fundamental. Por tanto, las armónicas son consideradas raramente al calcular caídas de voltaje.

TRANSFORMADORES DE CORRIENTE.

Los transformadores de corriente utilizados con un equipo de apertura y cierre se satura y produce corrientes armónicas cuando su corriente, en el primario, excede su valor

más o menos 15 veces su corriente nominal, dependiendo de su diseño y capacidad. En circuitos con neutro aterrizado, protegidos por tres transformadores de corriente con sus secundarios conectados en estrella y un relevador en su circuito residual, puede ocurrir una falsa operación en el relevador residual debido a la corriente armónica de tercer orden, que fluye en el circuito residual.

CONVERTIDORES DE BAJA POTENCIA.

Los convertidores de baja potencia son en su mayoría, convertidores rectificadores de onda completa monofásicos. Estos se encuentran en toda clase de aparatos electrodomésticos. Las armónicas producidas por un convertidor monofásico están dadas por la ecuación 2.1

Teniendo en cuenta que a pesar de que un rectificador monofásico de onda completa tiene cuatro diodos, se considera como un circuito convertidor de dos pulsos, pues los diodos conducen simultáneamente de dos en dos.

Por ejemplo, un interruptor de modo, del tipo diodo/condensador extraerá de la fuente de alimentación solo corriente en el pico de voltaje de la onda seno de C.A., generando así grandes cantidades de corriente de tercera armónica (180 Hz).

más o menos 15 veces su corriente nominal, dependiendo de su diseño y capacidad. En circuitos con neutro aterrizado, protegidos por tres transformadores de corriente con sus secundarios conectados en estrella y un relevador en su circuito residual, puede ocurrir una falsa operación en el relevador residual debido a la corriente armónica de tercer orden, que fluye en el circuito residual.

CONVERTIDORES DE BAJA POTENCIA.

Los convertidores de baja potencia son en su mayoría, convertidores rectificadores de onda completa monofásicos. Estos se encuentran en toda clase de aparatos electrodomésticos. Las armónicas producidas por un convertidor monofásico están dadas por la ecuación 2.1

Teniendo en cuenta que a pesar de que un rectificador monofásico de onda completa tiene cuatro diodos, se considera como un circuito convertidor de dos pulsos, pues los diodos conducen simultáneamente de dos en dos.

Por ejemplo, un interruptor de modo, del tipo diodo/condensador extraerá de la fuente de alimentación solo corriente en el pico de voltaje de la onda seno de C.A., generando así grandes cantidades de corriente de tercera armónica (180 Hz).

CAPITULO 3



- 3.1 EFECTOS EN LOS EQUIPOS DE ILUMINACION.
 - 3.1.1 FACTOR DE POTENCIA.
 - 3.1.2 PERDIDAS EN LOS ARROLLAMIENTOS DE LOS EQUIPOS.
 - 3.1.3 PERDIDAS EN EL ACERO DE LOS EQUIPOS.
- 3.2 INFLUENCIA EN LOS PARAMETROS DEL SISTEMA ELECTRICO.
 - 3.2.1 DISTORSION ARMONICA EN VOLTAJE.
 - 3.2.2 CORRIENTES ARMONICAS EN CONDUCTORES NEUTROS.
- 3.3 INFLUENCIA EN LOS EQUIPOS DE MEDICION.
 - 3.3.1 PRECISION DE LAS MEDICIONES ELECTRICAS EN CIRCUITOS CON LAMPARAS DE DESCARGA.
 - 3.3.2 ERROR DE REGISTRO EN LOS WATTHORIMETROS DE INDUCCION (IWHM).

INFLUENCIA DE LAS ARMONICAS EN LOS SISTEMAS DE ILUMINACION.

3.1 EFECTOS EN LOS EQUIPOS DE ILUMINACION.

3.1.1 FACTOR DE POTENCIA.

El factor de potencia es definido como la relación de la potencia real entre la potencia aparente. Con corrientes y voltajes estrictamente senoidales, esta relación puede ser expresada como el desplazamiento de fase entre las señales de voltaje y corriente, si otras componentes de frecuencia están presentes en las señales de voltaje y/o corriente, la definición normal de factor de potencia deberá ser modificada para incluir esta distorsión. El factor de potencia de forma general está definido como:

$$\text{Factor de Potencia} = \frac{I_1}{I_{\text{rms}}} \cos(\theta)$$

Esta cantidad es algunas veces llamada Factor de Potencia Verdadero, para distinguirla de la definición normal, la que es realmente parte de la definición del factor de potencia verdadero y es conocida como Factor de Potencia Desplazado.

Para cargas con puentes rectificadores, el factor de potencia verdadero puede ser expresado como una función de la distorsión total de armónicas en forma de onda de corriente, asumiendo que la distorsión armónica de voltaje en las terminales es bajo (menor del 5%). la expresión que relaciona al factor de potencia verdadero y el THD es:

$$FP = \frac{1}{\sqrt{1 + THD^2}}$$

De manera gráfica se puede observar en la fig. 3.1, para cargas electrónicas, donde el THD de corriente pueda ser del orden del 70-90%, su factor de potencia es 0.6-0.75. Los balastros electrónicos con THD en corriente abajo del 35% tienen un factor de potencia verdadero mayor que 0.94.

3.1.2 PERDIDAS EN LOS ARROLLAMIENTOS DE LOS EQUIPOS.

Se calculan mediante la siguiente ecuación :

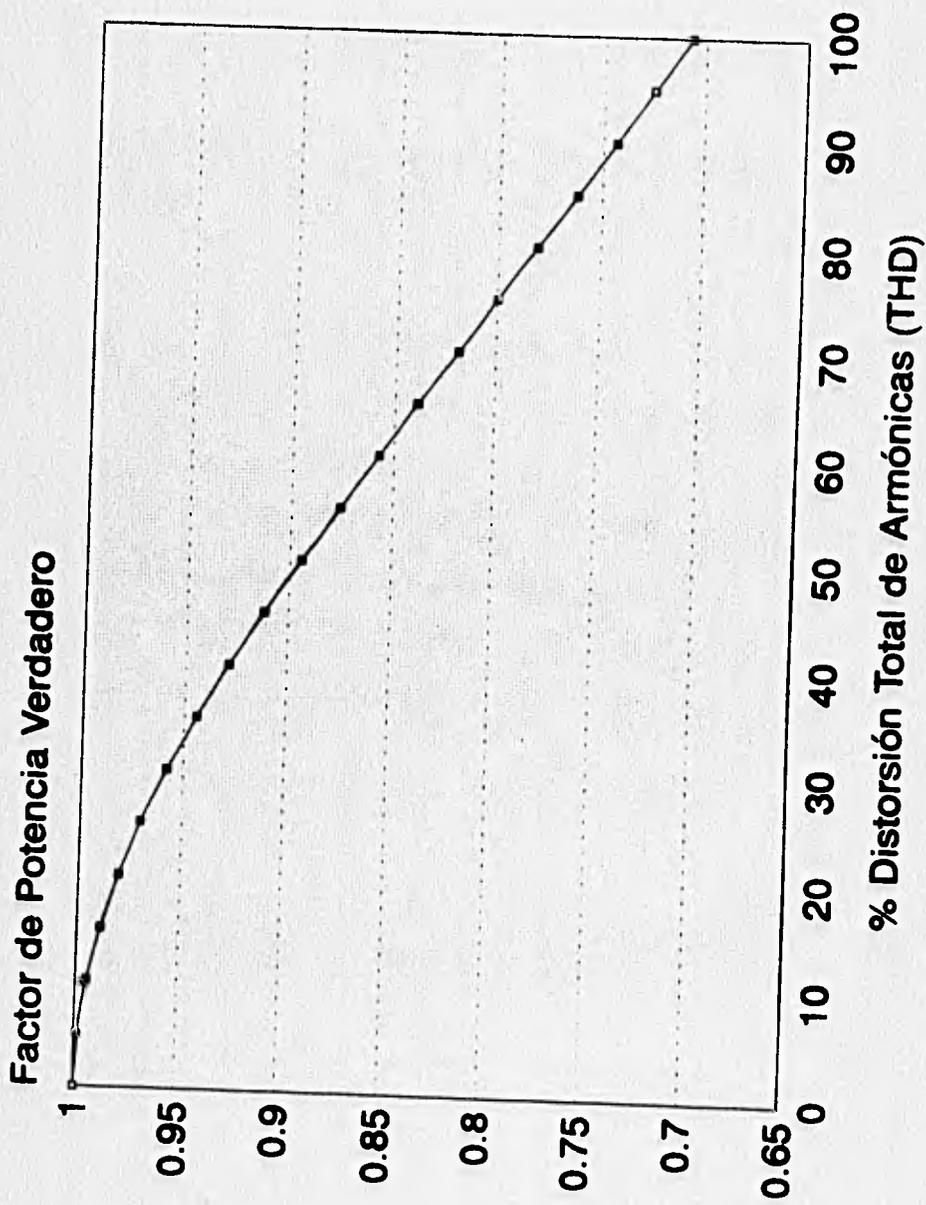


Fig. 3.1 Relación entre factor de potencia verdadero y el THD

$$P_c = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} R_n I_n^2$$

Donde:

I_n : es el valor pico de la n -ésima armónica.

R_n : es la resistencia de los equipos a la n -ésima armónica.

En caso de que la resistencia del equipo sea constante (independiente de la frecuencia), las pérdidas en el cobre se calcularán de la siguiente manera.

$$P_c = \frac{1}{2} R \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2 = \frac{1}{2} R I_1^2 (1 + CDF^2)$$

En este caso el factor de distorsión de corriente de termina el incremento de las pérdidas en el cobre debido a la presencia de armónicas.

El factor de distorsión de corriente (CDF) se calcula de la siguiente manera.

$$CDF = \frac{1}{I_1} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}$$

3.1.3 PERDIDAS EN EL ACERO DE LOS EQUIPOS

La industria ha reconocido que cuando la forma de onda del voltaje y de la corriente tienen una frecuencia diferente a 60 hertz, originan un calentamiento adicional en aquellos equipos con núcleo de hierro.

La norma ANSI/IEEE C57.12.00-1987. IEEE Standard General Requirements for Liquid Immersed Distribution, Power, and Regulating Transformers. Reconoce este hecho, y delimita que los transformadores de potencia no deben estar expuestos a manejar corrientes de carga con un factor armónico mayor del 5%.

La norma ANSI/IEEE C57.110-1986. Recommended Practice for Establishing Transformer Capability When Supplying Nonsinusoidal Load Currents. Define que las corrientes de carga con contenido armónico son una posibilidad para desarrollar un método para mejorar un transformador debido a las altas frecuencias de la corriente de carga.

Algunos fabricantes han utilizado esta norma para vender transformadores que son diseñados específicamente para manejar corrientes armónicas adicionales.

Aunque el método que describiremos a continuación fue desarrollado exclusivamente para transformadores tipo seco, lo podemos utilizar para nuestro caso, ya que contemplamos también balastros electromagnéticos no encapsulados para lámparas compacto fluorescentes y de HID.

FACTOR K

El Factor K es una aproximación del efecto del calentamiento actual producido por las componentes armónicas de corriente.

Para la evaluación del calentamiento adicional producido por las corrientes armónicas, debe considerarse cada componente de la frecuencia en la corriente de carga. Si se usan los valores de corriente en por unidad, entonces el Factor K (llamado así por los fabricantes de transformadores tipo seco) será la suma de $h^2 I^2$ para cada componente de frecuencia en la corriente de carga. h es el orden de la armónica e I es la corriente armónica en por unidad. Las componentes más altas en frecuencia pueden tener un gran efecto en las pérdidas, igual que con bajas magnitudes de corriente, debido al cuadrado de la frecuencia.

Una suma de corrientes que como resultado de un Factor K total de 4 indica que el transformador será expuesto a pérdidas parásitas que son 4 veces el nivel que existiría únicamente con la corriente fundamental de carga. Para poder transportar estas cargas con buen éxito el transformador debe o ser diseñado para minimizar las pérdidas generadas por las corrientes armónicas ó debe ser capaz de disipar el calentamiento de los arrollamientos antes de que los aislamientos se dañen.

A continuación se muestran dos tablas en donde se pueden observar algunos factores K obtenidos.

Armónica (h)	Corriente (Ih)	Ih (pu)	Ih ² (pu) h ²
1	49 %	0.49	0.24
3	72 %	0.72	4.66
5	43 %	0.43	4.62
7	21 %	0.21	2.16
9	9 %	0.09	0.66
11	4 %	0.04	0.19
13	3 %	0.03	0.15
15	3 %	0.03	0.20
17	2 %	0.02	0.12

FACTOR K TOTAL = 13.00

Tabla 3.1. Las armónicas (h) y las corrientes asociadas (Ih) mostradas son representativas de cargas semejantes de un circuito con equipo electrónico. Estas cargas armónicas son mas severas que las cargas típicas de oficinas.

Armónica	Corriente Ih	Ih (pu)	Ih ² (pu) h ²
1	91 %	0.91	0.83
3	34 %	0.34	1.04
5	22 %	0.22	1.21
7	10 %	0.10	0.49
9	4 %	0.04	0.13
11	3 %	0.03	0.11
13	2 %	0.02	0.07
15	2 %	0.02	0.09
17	1 %	0.01	0.03

FACTOR K TOTAL = 4.00

Tabla 3.2 Valores típicos de una oficina donde las cargas están compuestas de 50% de equipo electrónico y 50 % de iluminación fluorescente usando balastro electromagnético estándar.

3.2 INFLUENCIA EN LOS PARAMETROS DEL SISTEMA ELECTRICO.

Las balastos electrónicos contienen un puente rectificador el cual suministra un voltaje de corriente directa a un inversor, el que alimenta a la lámpara. Los filtros de DC son más pequeños que los que se encuentran en las fuentes de poder esto en combinación con inductancias en series del lado del rectificador para limitar la Interferencia Electromagnética (EMI) reduce la distorsión de corriente de entrada. Los balastos electrónicos disponibles comercialmente muestran un amplio rango de generación de armónicas, desde un nivel bajo cercano al 10% de Distorsión Total de Armónicas (THD) hasta niveles altos del 50% de % THD. Las armónicas generadas por un solo tipo de balastro se suman casi aritméticamente en las derivaciones del circuito de distribución.

Si un solo tipo de balastro es usado casi exclusivamente dentro de una instalación, el cálculo de la generación de corrientes armónicas del sistema de iluminación resulta relativamente fácil. Si diferentes tipos de balastos son utilizados, debemos asumir la aportación de cada tipo de balastro en la generación de armónicas.

3.2.1. DISTORSION ARMONICA EN VOLTAJE.

Usando una fuente de corriente como aproximación, el voltaje armónico en cualquier punto del sistema de distribución va ser función del flujo de la corriente y de la impedancia de corto circuito del sistema para cada frecuencia. La distorsión total de armónicas de el voltaje puede ser determinada por superposición de los cálculos para cada frecuencia:

$$V_h = I_h Z_h$$

La impedancia de corto circuito a la entrada de un edificio comercial va ser dominada por la impedancia interna del transformador que suministra la energía. Si no se dispone de información de la compañía suministradora de energía, una aproximación de la impedancia del sistema eléctrico puede ser hecha de los datos de placa del transformador. A menos de que capacitores para corrección del factor de potencia estén presentes, la impedancia del sistema eléctrico para las armónicas presentes puede ser calculado como:

$$X_h = h \frac{KV^2}{KVA} Z_T(\text{pu}) \quad W$$

$$X_h = h \frac{KV^2}{KVA} Z_r(\text{pu}) \Omega$$

$$X_h = hZ_r(\%)$$

El voltaje con distorsión armónica en la entrada del sistema es el producto de las componentes armónicas de corriente en la impedancia fundamental y la impedancia correspondiente a dicha armónica.

Mientras las armónicas múltiples de tres son atrapadas en el bobinado delta del transformador, la armónicas de secuencia positiva van a experimentar un corrimiento de -30 grados del secundario respecto al primario. En el caso de las armónicas de secuencia negativa, el corrimiento será de 30 grados. Las corrientes armónicas de carga balanceadas no lineales están indicadas en la tabla siguiente:

Tabla 3.3 Relación de las armónicas con la secuencia.

NUMERO DE ARMONICA	SECUENCIA
3	0
5	-
7	+
9	0
11	-
13	+

La figura 3.2 nos muestra el impacto que tienen tres tipos de balastos electrónicos en la distorsión armónica de voltaje como una función del incremento de la carga. Es bueno recordar que el límite máximo de distorsión de voltaje armónico es 5 %.

3.2.2 CORRIENTES ARMONICAS EN CONDUCTORES NEUTROS.

Otra bien conocida consecuencia de las características de las cargas no lineales es la corriente armónica que circula a través del conductor neutro en circuitos trifásicos de 4

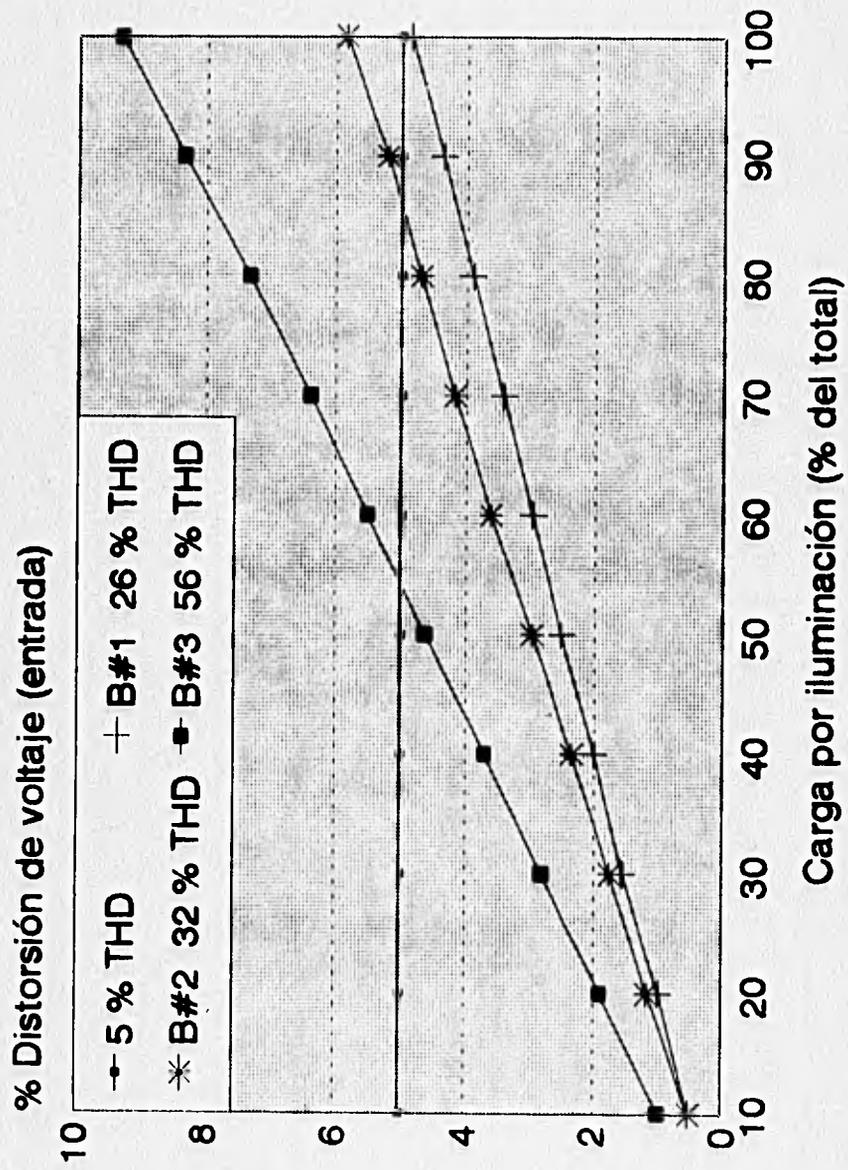


Fig. 3.2 Distorsión del voltaje como función de una carga del tipo fluorescente para tres tipos de balastos electrónicos.

conductores. En circuitos con cargas no lineales, las corrientes armónicas de secuencia cero, se sumarán aritméticamente en el conductor neutro de circuitos trifásicos, figura 3.3. La tercera armónica es normalmente la componente mayor en una fuente de poder electrónica de una fase, o bien en los balastos electrónicos.

El valor rms de la corriente que fluye en los conductores de los sistemas de potencia es la responsable de las pérdidas y calentamiento, y la ampacidad del conductor está basada en el valor rms. Para corrientes distorsionadas, el valor RMS puede ser calculado de sus componentes armónicas como:

$$I_{rms} = \sqrt{I_1^2 + I_3^2 + I_5^2 + I_7^2 + \dots}$$

Para las dos clases de cargas no lineales de una fase aquí consideradas, el valor típico de la corriente en el neutro como un porcentaje de la corriente para una carga balanceada de una fase puede ser estimada del espectro de armónicas de dichos cargas:

$$I_{rms} = \sqrt{I_1^2 + I_3^2 + I_5^2 + I_7^2 + \dots} \approx \sqrt{I_1^2 + I_3^2}$$

$$I_{n-rms} = \sqrt{(3I_3)^2 + (3I_9)^2 + (3I_{15})^2 + \dots} \approx 3I_3$$

Para fuentes de poder electrónicas, donde $I_3 = 0.71 I_1$

$$\frac{I_{n-rms}}{I_{1-rms}} \approx \frac{3(0.7)}{\sqrt{1^2 + 0.7^2}} = 1.7$$

Para balastos electrónicos con $I_3 = 0.3 I_1$

$$\frac{I_{n-rms}}{I_{1-rms}} \approx \frac{3(0.3)}{\sqrt{1^2 + 0.3^2}} = 0.8$$

3.3 INFLUENCIA EN LOS EQUIPOS DE MEDICION.

3.3.1 PRECISION DE LA MEDICIONES ELECTRICAS EN CIRCUITOS CON LAMPARAS DE DESCARGA.

En todo instrumento de medición al registrar las lecturas ya sean de voltaje de corriente o la

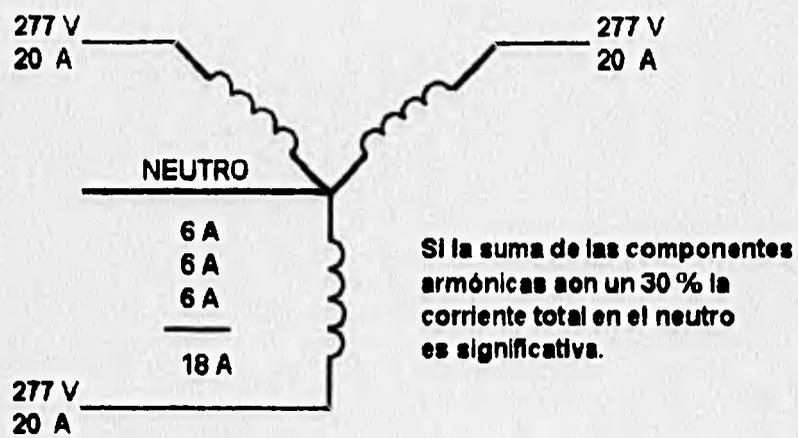


Fig. 3.3 Corrientes armónicas en el neutro.

medición de la potencia de algún circuito, existe una desviación en las mediciones para cuando se miden a una frecuencia fundamental de 60 Hertz y a otra frecuencia diferente.

Las tablas 3.4, 3.5 y 3.6 muestran la respuesta en frecuencia de 6 instrumentos de medición que fueron designados con las letras de la A a la F. Las tablas 3.4 y 3.5 demuestran que todos los instrumentos de prueba podrían manejar armónicas de frecuencia mayores a la frecuencia fundamental de 60 Hertz.

Cinco diferentes circuitos de lámparas fueron operados de acuerdo al arreglo de la figura 2.1. Para cada circuito utilizado se le adicionaron armónicas de tercer y quinto orden en 1.5%, 3% y 6%, variando la fase en incrementos de 30 grados.

Para todas las situaciones probadas, se observa una pequeña influencia sobre el voltaje y corriente de lámpara. La potencia de lámpara se vio afectada significativamente.

Las figuras 3.4 y 3.5 muestran la variación de la potencia de lámpara en porciento para la lámpara SL-18 y una de vapor de mercurio de 100 watts, para cada armónica aplicada. Estos dos tipos de lámparas muestran las más altas variaciones de potencia. Lo mas importante es la variación de la potencia con respecto a la variación de la fase. La tabla 3.7 resume la variación de la potencia para cada tipo de lámpara.

3.3.2 ERROR DE REGISTRO EN LOS WATTHORIMETROS DE INDUCCION. (IWHM)

ERROR EN LOS MEDIDORES DE REGISTRO

El medidor de watts-hora no se encuentra a menudo en un laboratorio, pero se emplea ampliamente para la medición comercial de la energía eléctrica.

El número de rotaciones del disco es proporcional a la energía consumida por la carga durante un cierto intervalo de tiempo y se mide en términos de Kilowatts - hora (kWh). El eje que sostiene el disco de aluminio se conecta a un mecanismo de reloj ubicado en el frente del medidor.

A continuación se muestran una serie de resultados que denotan la relación que pudiese existir entre algunos parámetros del wathorímetro con la frecuencia.

Tabla 3.4 Error en la medición de voltaje.
% De variación para 100 volts.

Instrumentos bajo prueba

	A	B	C	D	E	F
60 Hz	-0.1	1.1	0.03	0	0	-0.3
400 Hz	-0.1	1.1	0.03	0	0	-0.3
1 KHz	-0.1	1.1	0.03	0	0	-0.2
2 KHz	0.1	0.2	0.06	0	0	-0.1
5 KHz	1	-1	0.14	0	0	0
10 KHz	1		0.38	0.1	0.1	-0.1
20 KHz			0.35	0.1	0.1	-0.2

Tabla 3.6 Error en la medición de corriente.
% De variación para 1 ampere.

Instrumentos bajo prueba

	A	B	C	D	E	F
60 Hz	0	2.2	-0.1	0.6	0.6	0.6
400 Hz	-0.1	2.1	-0.1	0.5	0.5	0.6
1 KHz	-0.1	2	-0.1	0.5	0.5	0.6
2 KHz	0.1	0.5	-0.1	0.5	0.5	0.7
5 KHz	0.9	0.6	-0.1	0.5	0.5	0.7
10 KHz			-0.2	0.6	0.6	0.7
20 KHz			0.8	1.4	1.4	1.1

Tabla 3.6 Error en la medición de potencia.

Equipo bajo prueba

		A	B	C	D	E	F
60 Hz	F.P. = 1.0	-0.1	2.5	0	0.4	0.4	0
	F.P. = 0.5	2.6	8.4	1.8	2.8	2.8	0.1
	F.P. = 0.1	16	36	10.4	16	16	0.6
400 Hz	F.P. = 1.0	-0.2	2	0	0.3	0.3	0.1
	F.P. = 0.5	1.4	4	0.2	0.6	0.6	0.1
	F.P. = 0.1	9	23	1	4	4	0.5
1 KHz	F.P. = 1.0	-0.1	2	0	0.1	0.1	0.2
	F.P. = 0.5	3.2	-0.2	-0.4	0.4	0.4	0.5
	F.P. = 0.1	19	1	-1.9	1	1	0.9
2 KHz	F.P. = 1.0	0.1	0.9	0	0.2	0.2	0
	F.P. = 0.5	6.8	-1	-1	0	0	0.6
	F.P. = 0.1	111	-9	-5.5	4	4	1.9
5KHz	F.P. = 1.0	1.6	-0.6	0.1	0.3	0.3	0.5
	F.P. = 0.5	17.4	-6.8	-2.7	0.2	0.2	0.7
	F.P. = 0.1	93	-27	-15.9	2	2	1.9
10 KHz	F.P. = 1.0			0.3	0.4	0.4	0.4
	F.P. = 0.5			-6.3	0.4	0.4	1.1
	F.P. = 0.1			-36.3	6	6	3.5
20 KHz	F.P. = 1.0			0.8	1	1	0.5
	F.P. = 0.5			-17.4	-1.8	-1.8	-1.3
	F.P. = 0.1			-103.5	-14	-14	-10.3

% POTENCIA PARA 100 W F.P. = 1.0
 50 W F.P. = 0.5
 10 W F.P. = 0.1

Tabla 3.6 Error en la medición de potencia.

Equipo bajo prueba

		A	B	C	D	E	F
60 Hz	F.P. = 1.0	-0.1	2.5	0	0.4	0.4	0
	F.P. = 0.5	2.6	8.4	1.8	2.8	2.8	0.1
	F.P. = 0.1	16	36	10.4	16	16	0.6
400 Hz	F.P. = 1.0	-0.2	2	0	0.3	0.3	0.1
	F.P. = 0.5	1.4	4	0.2	0.6	0.6	0.1
	F.P. = 0.1	9	23	1	4	4	0.5
1 KHz	F.P. = 1.0	-0.1	2	0	0.1	0.1	0.2
	F.P. = 0.5	3.2	-0.2	-0.4	0.4	0.4	0.5
	F.P. = 0.1	19	1	-1.9	1	1	0.9
2 KHz	F.P. = 1.0	0.1	0.9	0	0.2	0.2	0
	F.P. = 0.5	6.8	-1	-1	0	0	0.6
	F.P. = 0.1	111	-9	-5.5	4	4	1.9
5KHz	F.P. = 1.0	1.6	-0.6	0.1	0.3	0.3	0.5
	F.P. = 0.5	17.4	-6.8	-2.7	0.2	0.2	0.7
	F.P. = 0.1	93	-27	-15.9	2	2	1.9
10 KHz	F.P. = 1.0			0.3	0.4	0.4	0.4
	F.P. = 0.5			-6.3	0.4	0.4	1.1
	F.P. = 0.1			-36.3	6	6	3.5
20 KHz	F.P. = 1.0			0.8	1	1	0.5
	F.P. = 0.5			-17.4	-1.8	-1.8	-1.3
	F.P. = 0.1			-103.5	-14	-14	-10.3

% POTENCIA PARA 100 W F.P. = 1.0
 50 W F.P. = 0.5
 10 W F.P. = 0.1

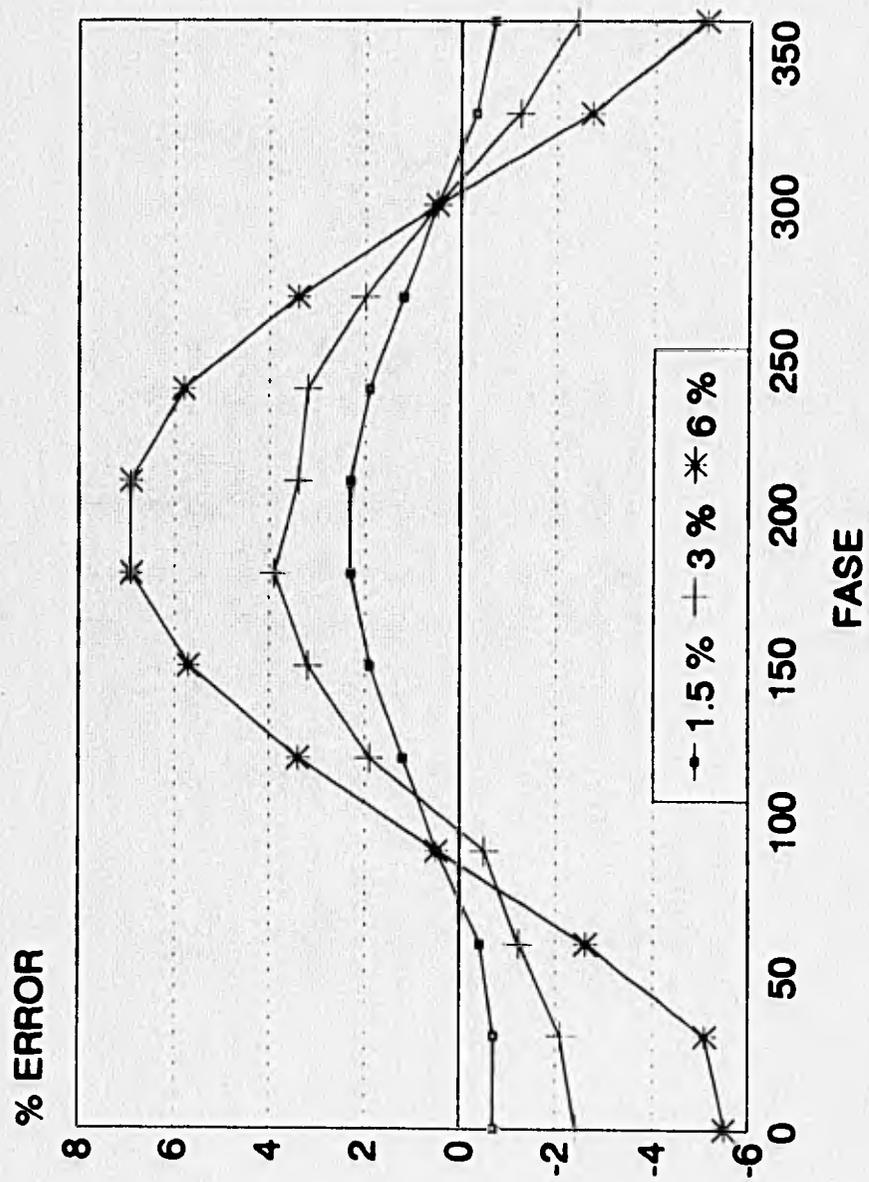


Fig. 3.4a Error en la medición de una lámpara SL 18; 1.5%, 3.0% y 6.0% de tercera armónica.

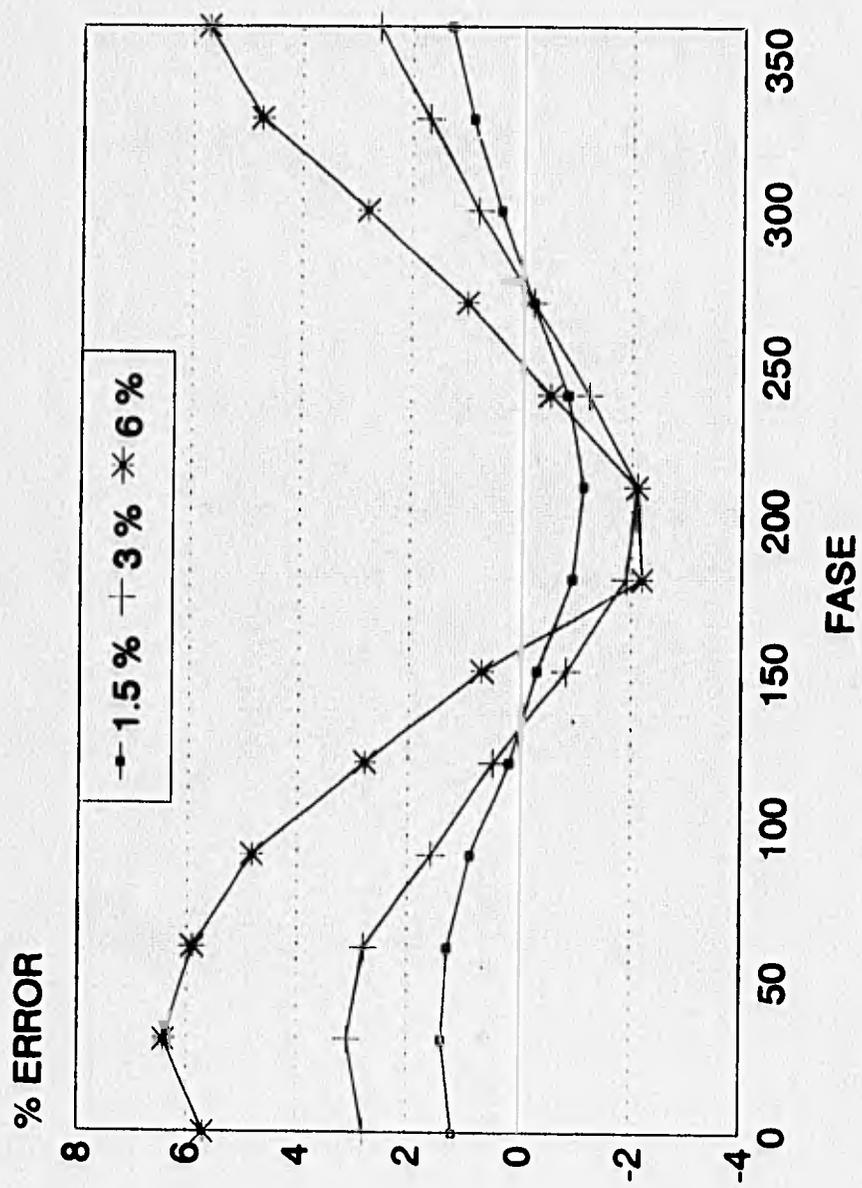


Fig. 3.4b Error en la medición de una lámpara SL 18; 1.5%, 3.0% y 6.0% de quinta armónica.

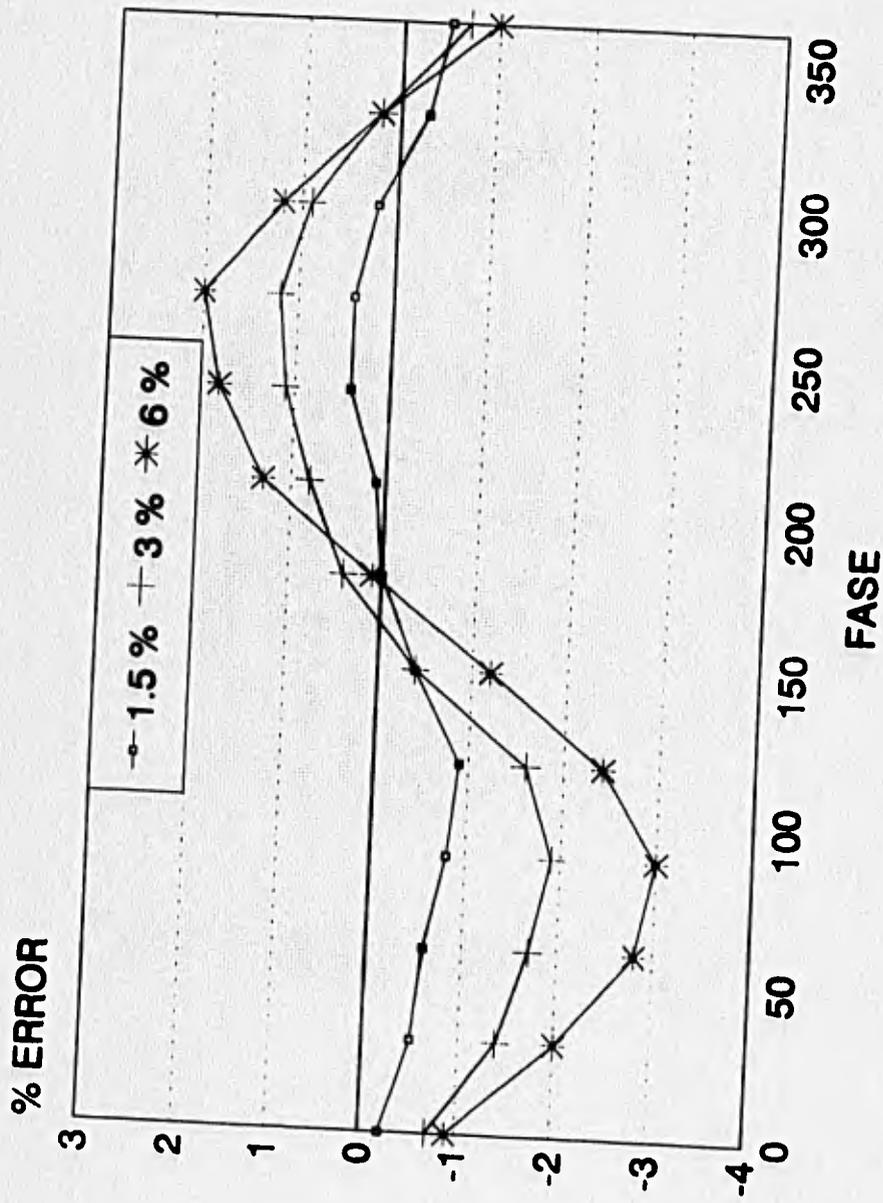


Fig. 3.5a Error en la medición de una lámpara de 100 W de Vapor de Mercurio. 1.5%, 3.0% y 6.0% de tercera armónica.

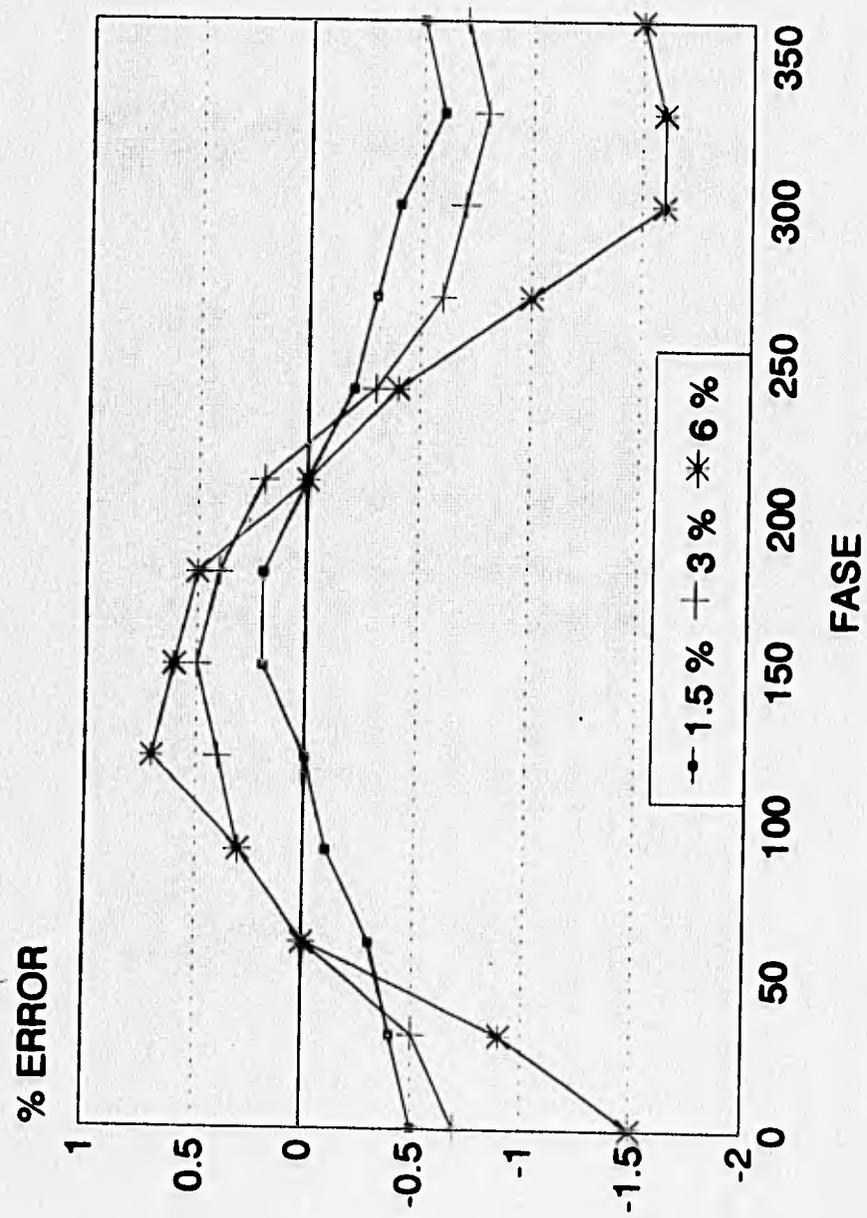


Fig. 3.5b Error en la medición de una lámpara de 100 W de Vapor de Mercurio. 1.5%, 3.0% y 6.0% de quinta armónica.

**Tabla 3.7 Máximo porcentaje de variación en la potencia de lámpara
Por efecto de las componentes armónicas**

	3 a. Armónica (180 Hz).			5 a. Armónica (300 Hz).		
	1.50%	3.00%	6.00%	1.50%	3.00%	6.00%
SL 18	2.00% -0.80%	3.50% -2.20%	7.00% -5.60%	1.40% -1.00%	3.40% -2.10%	6.30% -2.20%
PL 13	0.50% -1.00%	1.00% -2.00%	1.30% -3.20%	0.80% -0.10%	0.90% -0.70%	1.50% -1.70%
F40T12	0.30% -0.50%	0.50% -1.00%	1.30% -2.10%	0.30% -0.10%	0.30% -0.40%	0.60% -0.60%
VSAP	1.00% -0.50%	2.40% -1.00%	5.70% -3.70%	-0.20% -2.50%	1.40% -1.80%	2.90% -3.50%
VM	0.30% -0.80%	1.00% -1.80%	2.00% -3.00%	0.20% -0.60%	0.40% -0.80%	0.70% -1.80%

Relación de la impedancia de la bobina de voltaje con la frecuencia. La figura 3.6 nos muestra el arreglo utilizado.

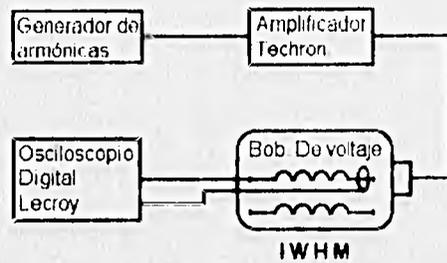


Figura 3.6 Configuración del equipo para la medición de la impedancia en la bobina de voltaje.

Los voltajes y corrientes medidos a cada frecuencia pueden ser usados para calcular la impedancia de la bobina de voltaje como una función de la frecuencia. Esta impedancia fue además separada en parte real y parte imaginaria para obtener la correspondiente resistencia e inductancia a la frecuencia deseada.

La variación de la resistencia y la inductancia con la frecuencia para la bobina de voltaje se muestran en la figura 3.7 y 3.8. El incremento de la resistencia y disminución de la inductancia son debidas al efecto piel y al efecto capacitivo entre los arrollamientos.

Los resultados muestran que la resistencia de la bobina de voltaje se incrementa substancialmente con la frecuencia; su incremento es más rápido a las frecuencias bajas y es lento a medida que la frecuencia llega hacer del rango de los kilohertz.

La inductancia de la bobina de voltaje disminuye significativamente cuando la frecuencia aumenta. La disminución es mas rápida a las frecuencias más bajas que a las mas altas. El cambio de la inductancia con la frecuencia no es tan grande como el cambio que ocurre en la resistencia.

ERRORES DEL IWHM CON LA PRESENCIA DE ARMONICAS.

Las gráficas siguientes muestran los errores de registro cuando no se toman en cuenta algunas consideraciones. Cabe aclarar que en los siguientes casos se les aplicó una

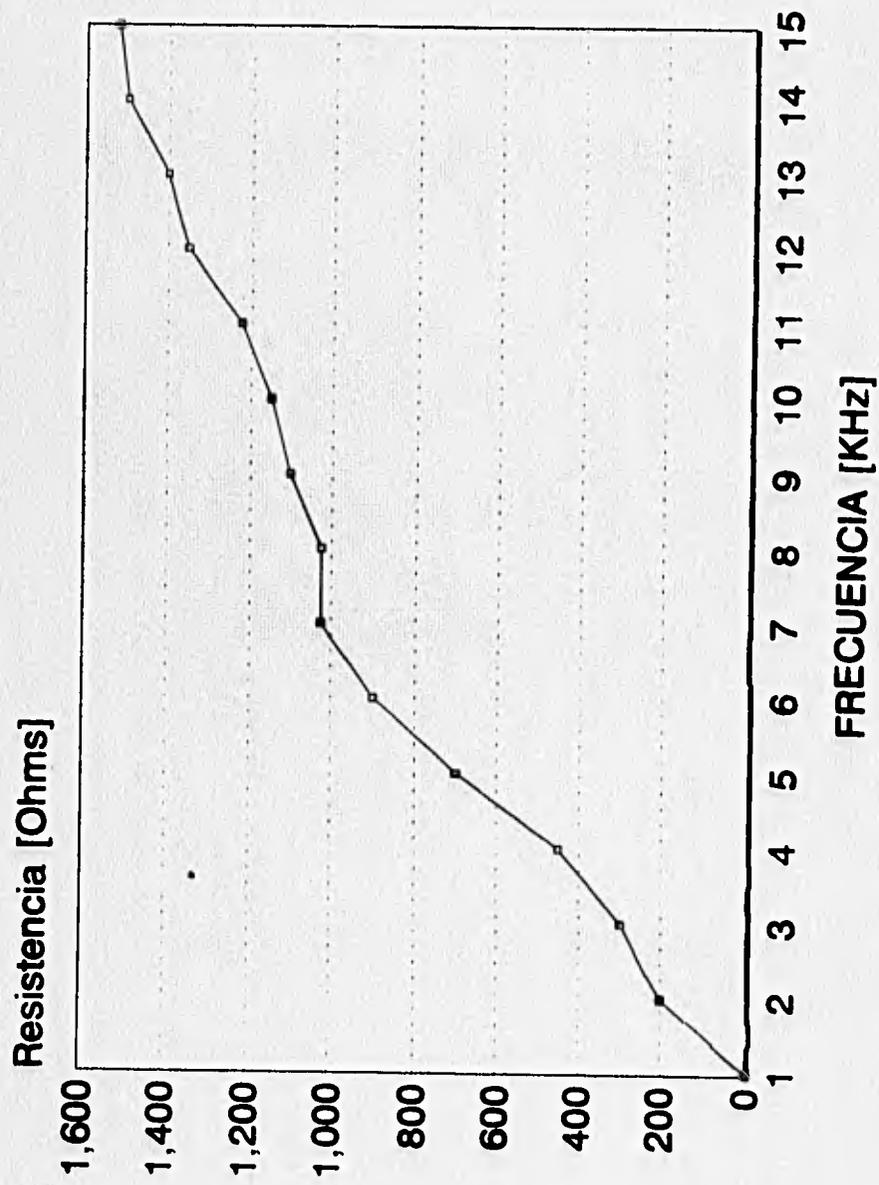
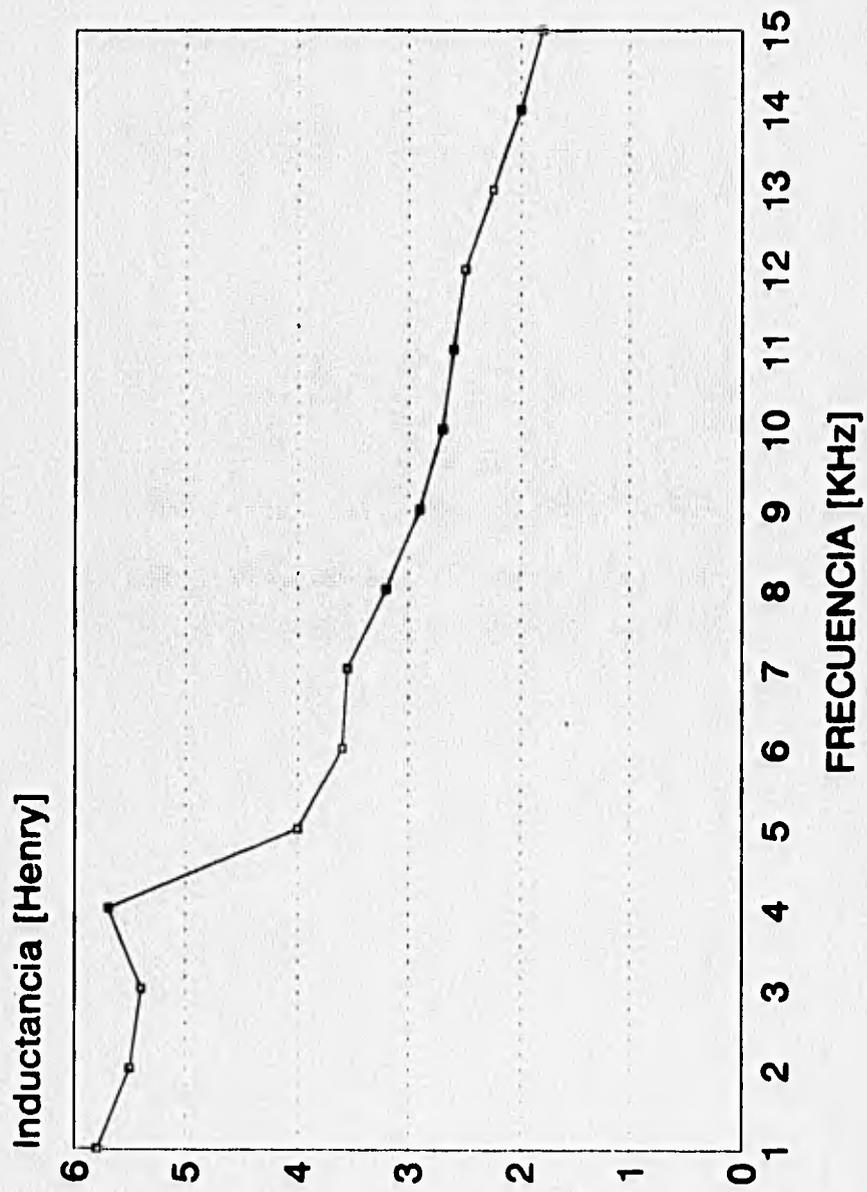


Fig. 3.7 Efecto de la frecuencia en la resistencia de la bobina de voltaje.



==

Fig. 3.8 Efecto de la frecuencia en la inductancia de la bobina de corriente.

onda de voltaje y corriente armónica en adición a las formas de onda de voltaje y corriente fundamental. Para cada caso la magnitud del voltaje armónico fue del 10 % del voltaje de la forma de onda fundamental y la magnitud de la corriente armónica fue del 20% de la corriente fundamental.

Se suministraron armónicas impares puesto que son las más comunes en la forma de onda de voltaje y corriente. Además en aplicaciones industriales donde se utilizan equipos rectificadores este tipo de armónicas son las dominantes.

Para el factor de potencia fundamental el ángulo entre el voltaje y corriente armónica el ángulo fue variado desde 180 grados hasta -180 grados en pasos de 60 grados.

Las figuras 3.9, 3.10 y 3.11 muestran los resultados del error del registro debido a no tomar en cuenta la saturación, la inductancia del disco y la resistencia en la bobina de voltaje, respectivamente.

La contribución de la inductancia del disco a la impedancia del disco es relativamente pequeña igual a mayores frecuencias armónicas. Por tal razón la inductancia del disco puede ser omitida en el modelo. Aunque la variación de la resistencia del disco con la frecuencia es relativamente pequeña, esta variación puede ser considerada en el modelo.

Se puede no tomar en cuenta el efecto de la saturación, ya que observando la figura 6 marca los mas bajos índices de error.

El error más grande se debe al eliminar la resistencia de la bobina de voltaje (fig. 3.11). Sin embargo a la frecuencia fundamental la resistencia puede ser ignorada con un pequeño error. Cuando las frecuencias armónicas se incrementan, la resistencia de la bobina de voltaje se incrementa enormemente, mientras que la inductancia de la bobina de voltaje disminuye. La resistencia por lo tanto comprende un mucho mayor porcentaje de la impedancia a frecuencias armónicas más altas e introduce un mayor error si no se toma en cuenta.

A continuación se muestran los errores de registro de un IWHM. Las figuras 3.12, 3.13, 3.14 y 3.15 muestran la variación de los errores de registro en la presencia de tercera, cuarta, quinta y séptima armónica respectivamente.



Fig. 3.9 Error de registro cuando no se toma en cuenta los efectos de saturación. Tercera armónica y Factor de Potencia de 0.866



Fig. 3.10 Error de registro cuando no se considera la inductancia del disco. Quinta armónica y Factor de Potencia de 0.866

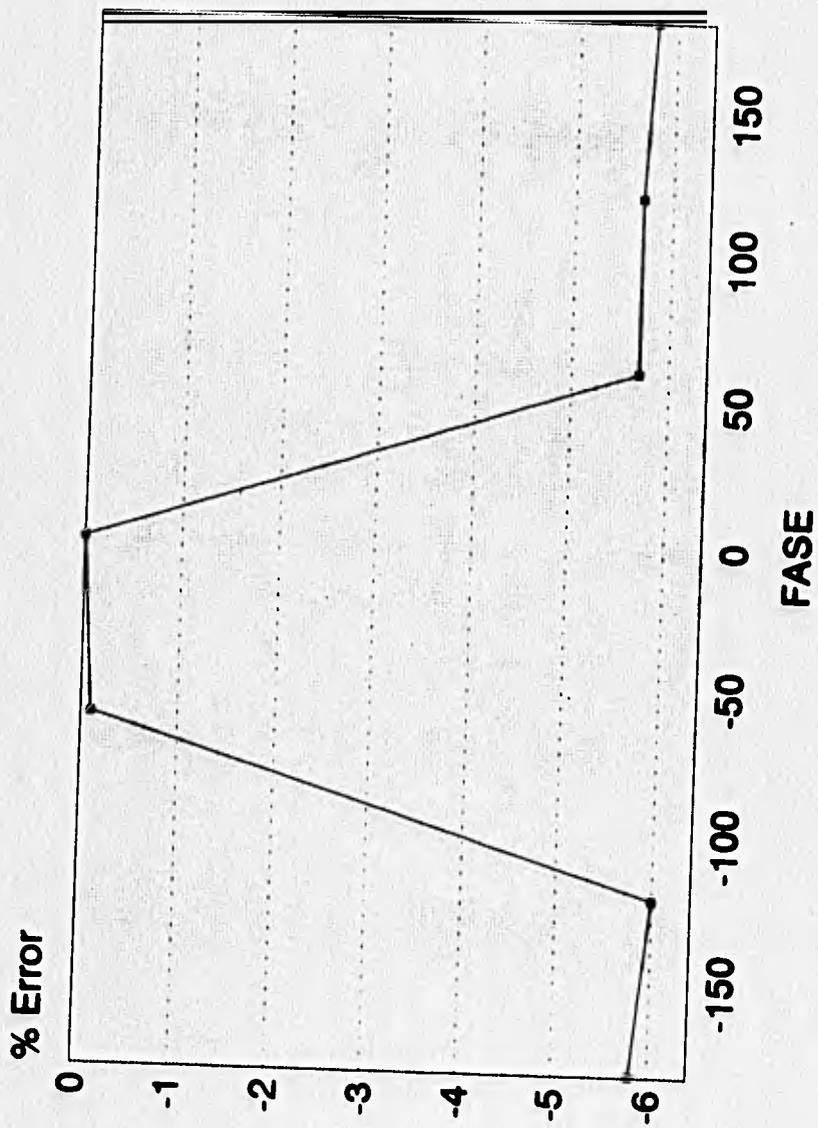


Fig. 3.11 Error de registro contra la variación del ángulo de la fase (V - I) para la séptima armónica; cuando no se toma en cuenta la resistencia de la bobina de voltaje.

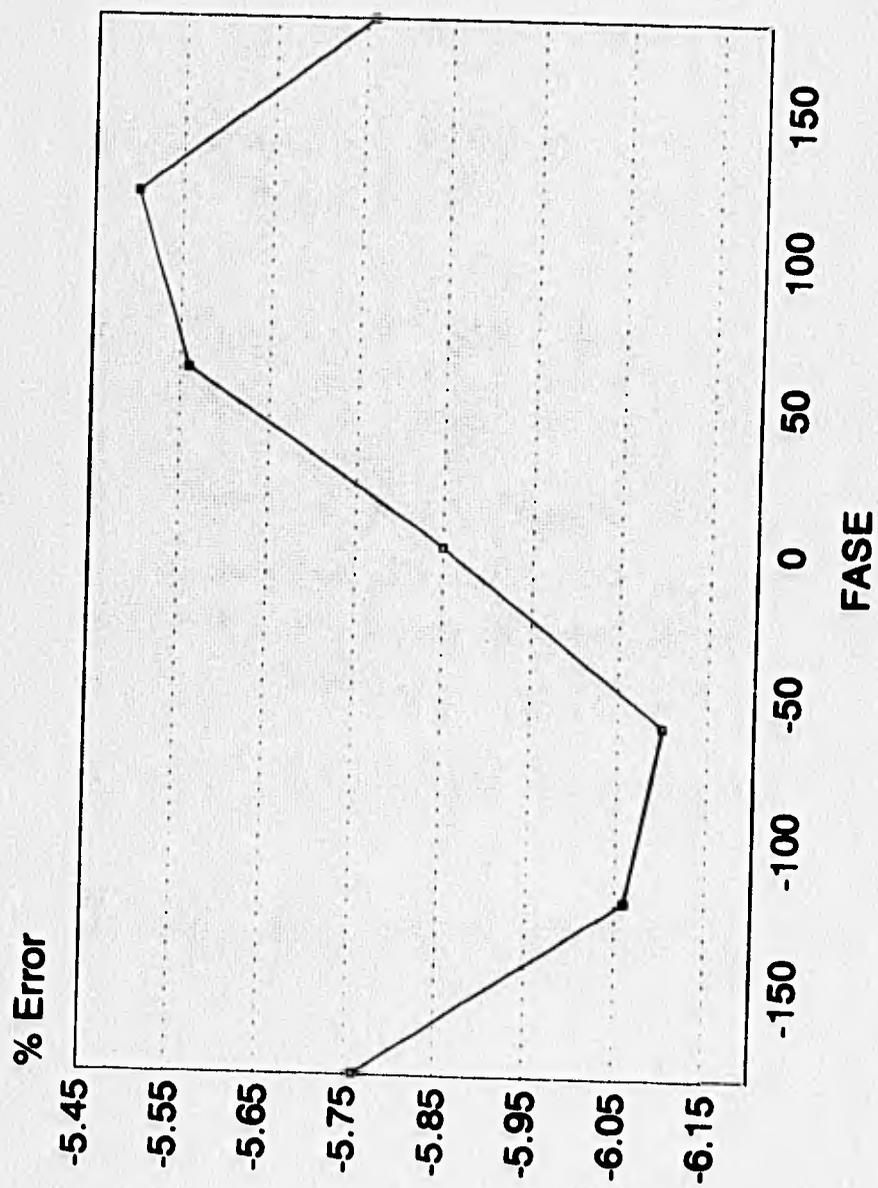


Fig. 3.12 Error de registro contra la variación del ángulo de la fase (V - I) para la tercera armónica.

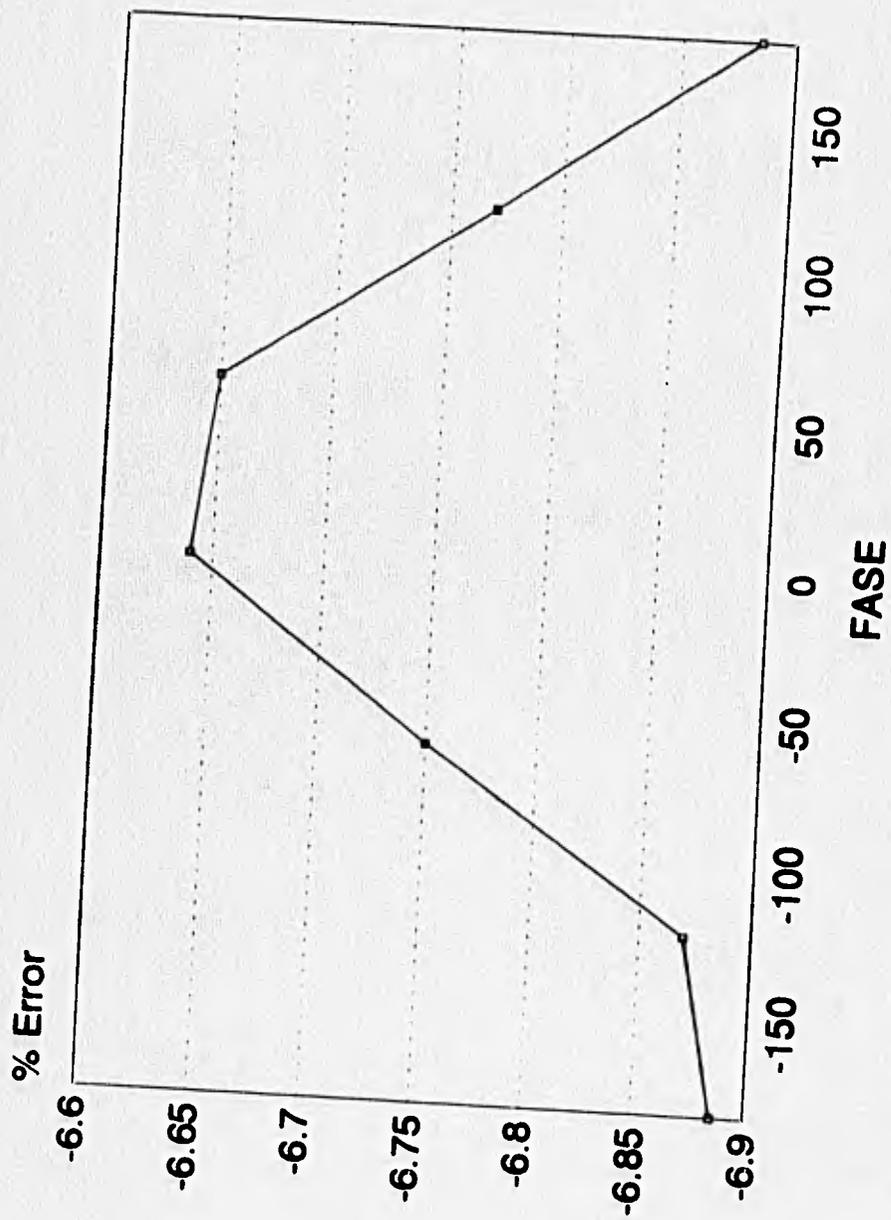


Fig. 3.13 Error de registro contra la variación del ángulo de la fase (V - I) para la cuarta armónica.

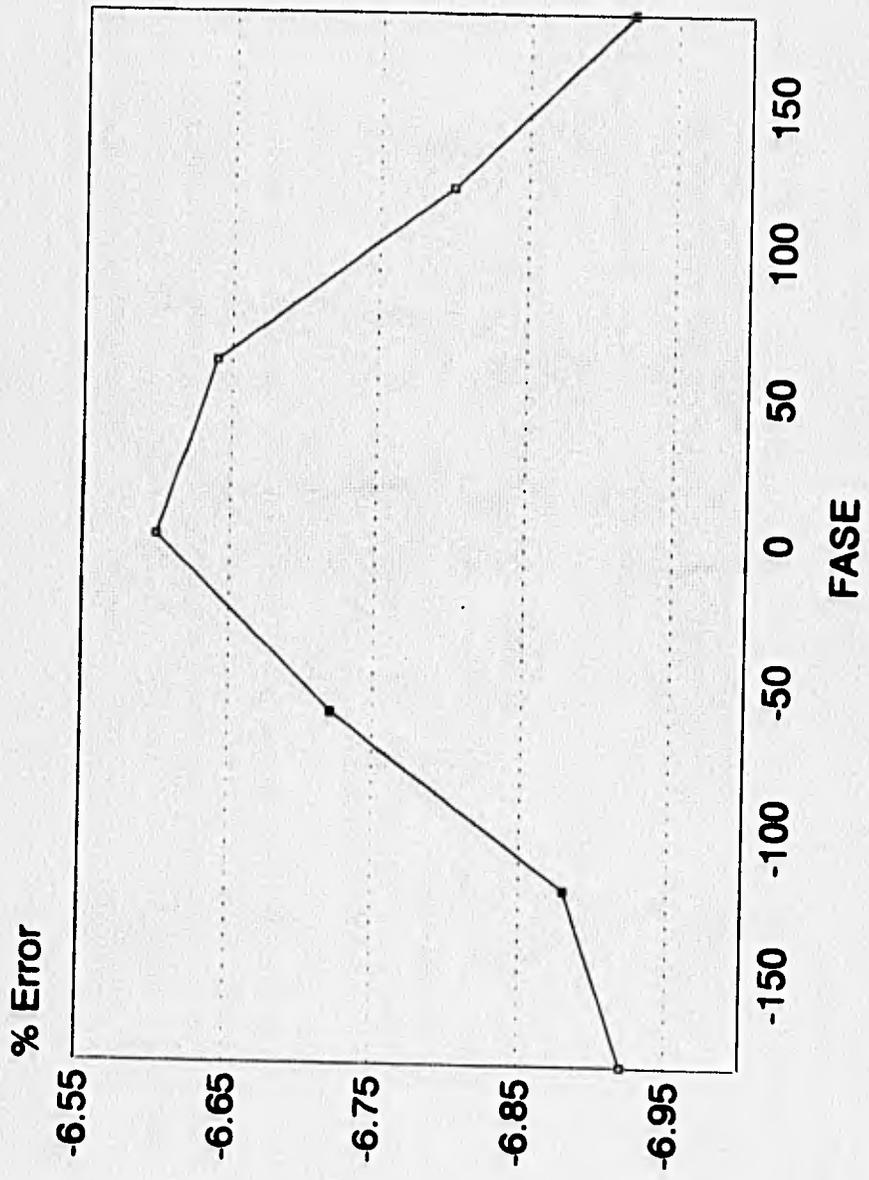


Fig. 3.14 Error de registro contra la variación del ángulo de la fase (V - I) para la quinta armónica.

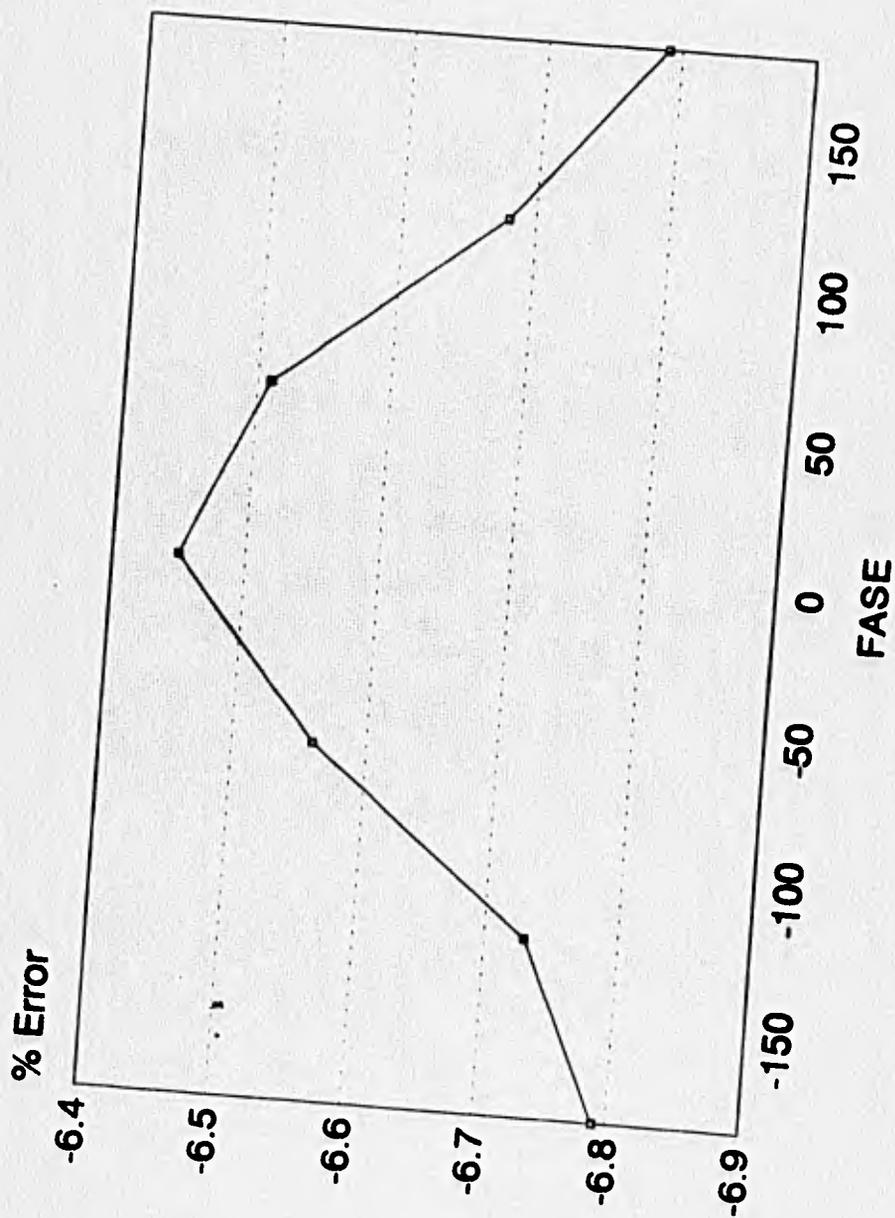


Fig. 3.15 Error de registro contra la variación del ángulo de la fase ($V - I$) para la séptima armónica.

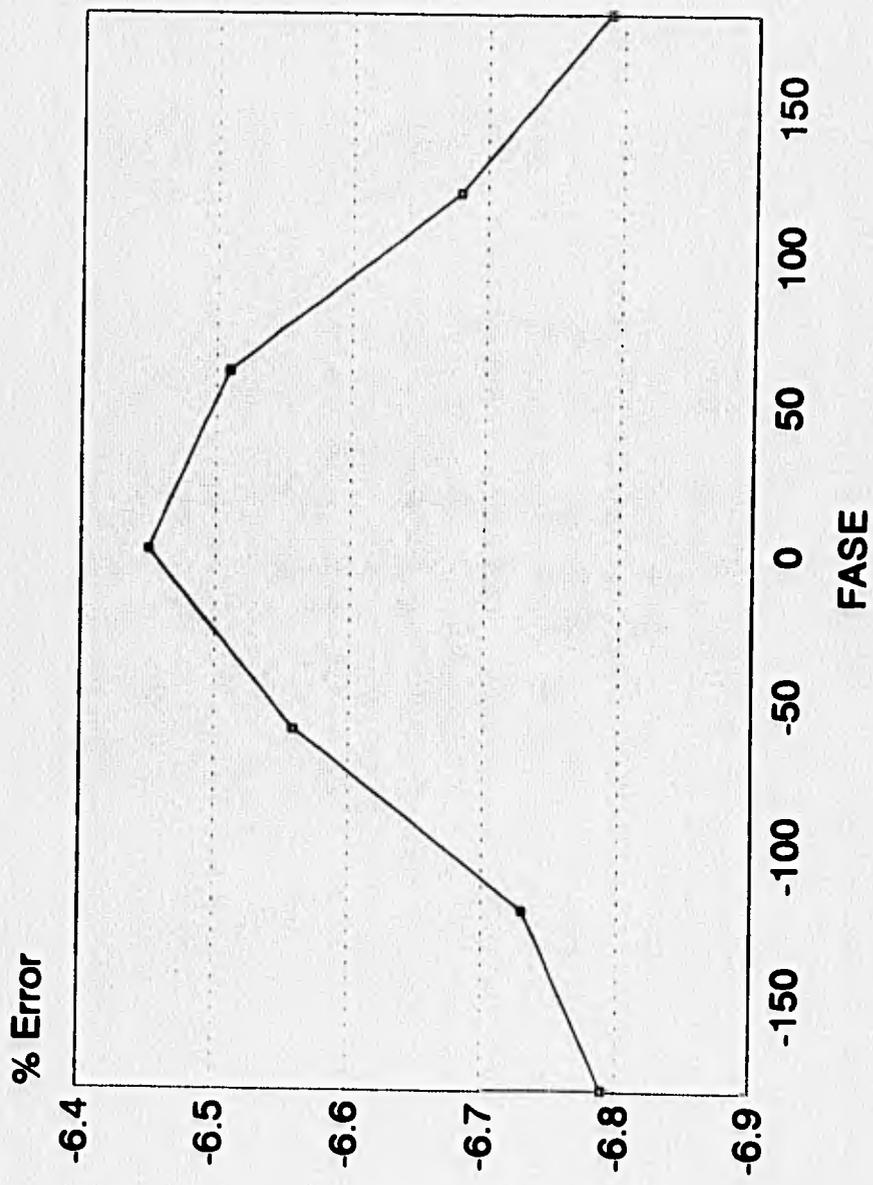


Fig. 3.15 Error de registro contra la variación del ángulo de la fase (V - I) para la séptima armónica.

A este wattohrómetro también se le aplicaron otros tipos de forma de onda armónica (ver tabla 3.8 y 3.9). La variación del porcentaje de error generado por estas formas de onda es relativamente pequeño. Sin embargo para formas de onda más distorsionadas, el error puede ser mayor.

Podemos observar que las curvas de error para el medidor son de la forma tipo U, tipo campana o senoidal. Las curvas tipo campana y U, en general tienen sus puntos de mínimo error cuando el factor de potencia armónico es 0 grados. Las curvas de error para cada suposición cambian muy poco con la aplicación de las tres diferentes armónicas. La curva de error para la tercera armónica es senoidal con un máximo y un mínimo ocurriendo a 180 grados una de la otra.

Las curvas de error para la secuencia positiva y negativa de las componentes armónicas son de la forma tipo campana. El mínimo error ocurre para ambas armónicas ocurre cuando el ángulo del factor de potencia armónico es 0 grados. La magnitud del error para la secuencia positiva y negativa de las componentes armónicas varían ligeramente con el ángulo del factor de potencia fundamental o con el factor de potencia armónico.

Tabla 3.8 Caso 1

Armónica	Forma de onda del voltaje.	
	Magnitud	Angulo de fase (grados).
1	100%	0
7	2%	155
	Forma de onda de la corriente.	
1	100%	347
5	12%	95
7	9%	249

% DE ERROR = - 6.767

Tabla 3.9 Caso 2

Armónica	Forma de onda del voltaje.	
	Magnitud	Angulo de fase (grados)
1	100%	0
3	2%	330
5	7%	180
	Forma de onda de la corriente.	
1	100%	350
3	13%	135
5	22%	135

% DE ERROR = - 6.714

CAPITULO 4



- 4.1 MEDICION DE ARMONICAS EN CAMPO.
- 4.1.1 MEDICION DE ARMONICAS.
- 4.1.2 EQUIPO DE MEDICION.
- 4.1.3 EQUIPO DE MONITOREO Y REGISTRO.
- 4.2 MEDICION DE ARMONICAS EN LABORATORIO.
- 4.2.1 EQUIPO DE MEDICION.
- 4.2.2 REQUISITOS COMUNES PARA TODOS LOS INSTRUMENTOS.
- 4.2.3 INSTRUMENTOS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA.
- 4.2.4 INSTRUMENTOS EN EL DOMINIO DEL TIEMPO UTILIZANDO TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER (DFT).
- 4.2.5 REQUISITOS PARA INSTRUMENTACION DIGITAL MENOS DFT.
- 4.2.6 PRECISION DE MEDICION DE LOS INSTRUMENTOS.

DETECCIÓN Y MEDICIÓN DE ARMÓNICAS.

Los problemas por armónicas se pueden investigar analíticamente y/o por medio de mediciones en la red eléctrica. Aunque se han desarrollado programas digitales para el análisis de armónicas en los sistemas de distribución, las mediciones de armónicas son necesarias para determinar los valores reales de los niveles de distorsión y verificarlas con las predicciones analíticas. En este capítulo se presenta de forma generalizada la metodología para realizar mediciones de distorsión armónica en las señales de voltaje y corriente en la red eléctrica y se propone un método para controlar el flujo de corrientes armónicas.

4.1 MEDICIONES DE ARMONICAS EN CAMPO.

Una vez que se ha establecido la necesidad de caracterizar las distorsiones de la señal de voltaje en sus componentes armónicas, simplemente por que el tipo de carga corresponde a una de las que se han identificado como generadoras de armónicas, se hace necesario realizar mediciones para caracterizar el nivel de las diferentes componentes armónicas.

4.1.1 MEDICION DE ARMONICAS.

En general existen dos maneras de hacer mediciones para determinar las componentes armónicas de una señal de voltaje o de corriente:

- 1.- Determinación directa de las armónicas por medio de mediciones en el dominio de la frecuencia.
- 2.- Medición en el dominio del tiempo para posteriormente determinar el contenido armónico, mediante el análisis de Fourier.

RECOMENDACIONES GENERALES

Las recomendaciones generales para realizar mediciones de distorsión armónica pueden resumirse en las siguientes:

- 1.- Los componentes del equipo de medición deben de ser móviles, de manera que faciliten la medición en varios puntos del alimentador.
- 2.- Los sensores deben de ser colocados y removidos de manera que no interfieran la operación del sistema.
- 3.- Las mediciones deben de ser confiables al menos hasta la 25a armónica (1500 Hz.).
- 4.- La precisión de los instrumentos debe de estar entre un 5 y 10% (según las experiencias de los laboratorios).
- 5.- Para usar con mayor eficiencia el tiempo de medición en campo, se debe registrar en una grabadora analógica de cinta, particularmente cuando las mediciones a realizar incluyen un gran número de puntos.
- 6.- Medir en dos puntos al menos, uno en la fuente y el otro en un punto remoto.

4.1.2 EQUIPO DE MEDICION.

La mejor forma de determinar la existencia de armónicas en una red es la medición directa en puntos seleccionados de la misma donde se hayan identificando problemas o se sospeche que estos puedan producirse. En cualquier proceso de medición de señales para determinar su contenido armónico es necesario considerar los siguientes puntos:

Dependiendo del voltaje de configuración de la red, así como del tipo de carga, el voltaje se puede supervisar en los puntos de interés utilizando transductores de señales adecuados. Por ejemplo, en redes de distribución puede medirse el voltaje en el lado de alta tensión utilizando un transformador de potencial o en el lado de baja tensión con atenuadores de voltaje con anchos de banda adecuados. Adicionalmente puede medirse la corriente con transformadores (toroides) con una respuesta en frecuencia suficientemente grande para registrar las armónicas de alto grado.

La determinación del contenido armónico de una señal tiene una gran dependencia del equipo usado como transductor de señales, por lo que se debe de conocerse o determinarse la respuesta en frecuencia de los transductores para evitar que el resultado del análisis se altere. Según pruebas realizadas a los transformadores de potencial, la respuesta a

frecuencia se comporta con cierta linealidad hasta cerca de los 1000 Hz., para un voltaje primario de 20 kv. Para el caso de los transformadores de corriente su comportamiento es parecido.

Posiblemente el método más adecuado para registrar la información en mediciones de armónicas sea el utilizar un osciloscopio digitalizador con capacidad de almacenar la información en discos flexibles para su procesamiento posterior en una computadora.

Este método permite determinar el espectro en frecuencia (Análisis de Fourier) computacionalmente. Alternativamente, se puede utilizar un analizador comercial de espectros de señales para este fin. En este caso se requiere almacenar la información de las mediciones en grabadoras de cinta magnética, preferentemente calibradas en cuanto a su respuesta en frecuencia previo a las mediciones.

Transductores: Son elementos que convierten el parámetro a medir en una señal a un voltaje proporcional. Como transductores se pueden utilizar transformadores de potencial.

4.1.3 EQUIPO DE MONITOREO Y REGISTRO.

Este puede consistir de un osciloscopio convencional para verificación de las señales y de un registrador. Tal vez el equipo más adecuado en cuanto a sus simplicidad para registrar las señales medidas sea una grabadora analógica de cinta magnética de varios canales, particularmente en casos donde el número de puntos seleccionados para realizar las mediciones es elevado. Es necesario, si se da cuenta con este recurso utilizar cintas de alta precisión debido a que las cintas normales de audio no tienen la respuesta en frecuencia adecuada. La gran ventaja de registrar las mediciones en cinta es que posteriormente se cuenta con información completa de la señal, la cual puede registrarse durante periodos, en los cuales se presentan todas las deformaciones de la señal, por ejemplo, en procesos industriales. Esta señal después se analiza mediante un analizador de espectro.

En el caso de contar con una grabadora adecuada conviene considerar la utilización de un analizador de espectro con posibilidades almacenamiento de información, directamente en el sitio de medición. El analizador de espectros para aplicaciones en tiempo real se basa en la descomposición de la señal en componentes armónicas por medio de un análisis en series de Fourier. Recientemente se ha popularizado el uso de tarjetas digitalizadoras de adquisición de datos con las cuales es posible también el registro de señales para su análisis

posterior. Esta alternativa requiere conectar la tarjeta a una computadora personal para su manejo. Es importante, en caso de seleccionar esta alternativa, tener disposición y recursos. Para realizar las adecuaciones necesarias al equipo como a los programas de adquisición de datos para realizar las mediciones de acuerdo a las necesidades, será necesario preparar los programas para poder determinar el contenido armónico mediante el análisis de Fourier. Alternativamente, existen paquetes comerciales de software para el manejo de la tarjeta y el análisis de la información.

Puede así resumirse en forma general que el equipo necesario para realizar mediciones de armónicas es el siguiente.

- Transformadores de voltaje y corriente
- Un osciloscopio digital (para verificación de la señal)
- Una grabadora analógica de señal con cinta de alta precisión (si se encuentra disponible)
- Un analizador de espectros
- Alternativamente una PC con tarjeta digitalizadora y programas para adquisición y análisis de datos.

4.2 MEDICION DE ARMONICAS EN LABORATORIO.

Para realizar mediciones de armónicas en laboratorio resulta indispensable contar con un circuito de prueba y fuente de suministro.

1. Fuente de suministro. El equipo bajo prueba estará suministrado por una fuente de suministro que tiene los siguientes requisitos:

a) Mientras se realicen las mediciones, el voltaje se mantendrá entre el 98-102% del voltaje establecido y la frecuencia dentro de 0.5% del valor nominal.

b) La impedancia interna de la fuente de suministro incluyendo la del equipo de medición a cada frecuencia a la que se haga la medición, será suficientemente baja de modo que las componentes armónicas medidas en la corriente de entrada no se desvíen de los valores ideales (obtenidos con una fuente de suministro ideal con impedancia cero) por más del 5% de los límites permisibles. Para un cable conectado a un equipo monofásico establecido en

240 V o menos la impedancia de base. La impedancia de referencia para otro equipo puede tener un valor diferente.

Nota: en algunos casos especiales se tiene que tener un cuidado particular para evitar la resonancia entre la inductancia interna de la fuente y la capacitancia del equipo bajo prueba.

c) El contenido armónico del voltaje suministrado por la fuente (sin carga y cuando se suministra al equipo bajo prueba) deberá permanecer pequeño para evitar la influencia en las mediciones. Se recomienda que la distorsión armónica total (THD) sea al menos del 1%. Si esto no fuera posible se debe tomar la consideración de emplear filtros o fuentes de suministro aisladas, tal como un conjunto de motor generador que tiene la capacidad de proveer un voltaje con distorsión baja sin introducir otras formas de distorsión en el circuito de prueba.

Nota: se debe tener cuidado para evitar otras formas de distorsión de voltaje que pueden influenciar en las mediciones.

d) Si el equipo bajo prueba tiene a la entrada una corriente con una forma especial con una amplitud establecida bajo 15 A por fase, la inductancia interna de la fuente incluyendo la del equipo de medición será menor que

$L = 0.6 \text{ MH} / i$ donde i es la corriente pico del equipo bajo prueba.

4.2.1 EQUIPO DE MEDICION.

El equipo de medición debe ser apropiado para la medición de componentes o distorsión armónica. La utilidad especial o general de los analizadores de la forma de onda que pueden ser usados, incluyen:

a) Instrumentos analógicos: analizadores heterodinos, amplificadores de medición con filtros de barrido entonado, filtros escalonados, filtros múltiples, etc.

b) Instrumentos digitales: analizadores FFT, analizadores con filtros digitales, etc.

Nota: El uso de instrumentos de ancho de banda constante, tal como una analizador heterodino o convertidor rápido de Fourier (FFT) (el cual utiliza un algoritmo FFT para calcular armónicas) son más apropiados que los instrumentos con un porcentaje constante de

ancho de banda, tal como filtros entonados o paso banda para la medición de señales armónicas.

4.2.2 REQUISITOS COMUNES PARA TODOS LOS INSTRUMENTOS.

a) El error total del equipo de medición cuando se mide un componente armónico no debe exceder el 5% de los límites permisibles o 0.15% de la corriente establecida en el equipo de prueba, cualquiera es mayor.

b) La impedancia de todo el equipo de medición será tal que la caída de voltaje debido a la corriente de entrada del equipo bajo prueba no exceda 0.15 V pico.

Nota:

1) Cuando se usa una derivación externa con una constante de tiempo que no exceda 10 s, el error adicional puede considerarse sin importancia.

2) Cuando se utiliza un transformador de corriente, tiene que estar garantizado que las posibles componentes de DC de las corrientes medidas no aumente el error más allá de los límites planteados en el inciso a).

3) Se debe tener cuidado que el valor pico más alto posible de la corriente relacionado con el valor rms o el valor más alto de la fundamental (frecuencia de suministro), tal como la comparación de las corrientes armónicas medidas, no producen sobrecarga o error en las señales por intermodulación dañina en las fases de entrada del instrumento.

4.2.3 INSTRUMENTOS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA.

La selectividad del instrumento estará determinada por cada valor f frecuencia armónica de orden n medida (para la cual está el instrumento establecido) y f frecuencia fundamental o de suministro (60 Hz.) del equipo bajo prueba, de acuerdo con los siguientes valores, la caída de voltaje debido a la corriente de entrada del equipo bajo prueba no debe de exceder los siguientes requisitos:

a) La atenuación mínima para una señal de frecuencia armónica única inyectada igual a $f - f$ o $f + f$ estará definida por los siguientes valores:

Mínima atenuación en dB.

Sí $2f \leq f \leq 12f$ 30

Sí $12f < f \leq 20f$ 20

Sí $20f < f \leq 40f$ 15

b) Adicionalmente, la atenuación estará más alta que o igual a 50 dB., por cualquier frecuencia armónica única inyectada igual a o menor a 0.5 fn.

c) Adicionalmente, la atenuación de la frecuencia fundamental o suministrada f (60 Hz.) tendrá al menos 60 dB.

4.2.4 INSTRUMENTOS EN EL DOMINIO DEL TIEMPO UTILIZANDO LA TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIERI (DFT).

Los requisitos son los siguientes:

a) El ancho de banda de la ventana medidora será de 0.1 a 0.5 s.

b) La forma de la ventana no estará especificada. Sin embargo, si se elige una ventana rectangular, es necesario para sincronizar el valor de muestreo con la frecuencia fundamental f de modo tal que la desviación relativa máxima entre f y la frecuencia f (frecuencia a la cual el valor de muestreo está sincronizado) sea igual a o menor que 0.03% bajo condición de estado estable. Cuando se utilice una ventana de Hanning, tal sincronización estricta puede ser no necesaria.

c) Brecha y/o solapamiento entre ventanas no está especificado.

d) La atenuación de filtros anti-aliasing tiene que tener al menos 50 dB. para el doble de frecuencia de la banda de frecuencia medida.

4.2.5 REQUISITOS PARA INSTRUMENTACION DIGITAL MENOS DFT

Tales instrumentos digitales deberán estar diseñados para dar resultados equivalentes entre aquellos instrumentos en el dominio de la frecuencia (por ejemplo, filtros digitales).

4.2.6 PRECISION DE MEDICION DE LOS INSTRUMENTOS.

Los instrumentos de medición en el dominio del tiempo o dominio de la frecuencia incluyendo todas las correcciones de error en las mediciones internas, por ejemplo, la sincronización de la ventana de Hanning, filtros anti-aliasing, etc., típicamente deberían tener una precisión el medir de:

- a) 0.1% para trabajos de investigación / verificación de terceras personas.
- b) 0.5% para uso de laboratorio general.
- c) 1-3% donde el límite permitido de corriente armónica está en el rango del 30%.

CAPITULO 5



- 5.1 **PROYECTO DE NORMA ANSI PARA BALASTROS DE ALTA
FRECUENCIA PARA LAMPARAS FLUORESCENTES.
C82.11XX - 199X
REV. 9 - 16 - 92
TEXT FOR MAIN COMMITTEE BALLOT AMERICAN NATIONAL
STANDARD SPECIFICATION FOR HIGH FREQUENCY
FLUORESCENT LAMP BALLASTS.**
- 5.2 **NORMA CSA PARA LA MEDICION DE CORRIENTES
ARMONICAS.
NATIONAL STANDARD OF CANADA
CAN / CSA - C22.2 No. 0.16 - M92
MEASUREMENT OF HARMONIC CURRENTS.**
- 5.3 **NORMA PARA LIMITAR LA EMISION DE CORRIENTES
ARMONICAS.
INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION
ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY (EMC) PART 3
SECTION 2. LIMITS FOR HARMONIC CURRENTS
EMMISSIONS (EQUIPMENT INPUT CURRENT 16 A PER
PHASE).**

- 5.1 **PROYECTO DE NORMA ANSI PARA BALASTROS DE ALTA
FRECUENCIA PARA LAMPARAS FLUORESCENTES.
C82.11XX - 199X
REV. 9 - 16 - 92
TEXT FOR MAIN COMMITTEE BALLOT AMERICAN NATIONAL
STANDARD SPECIFICATION FOR HIGH FREQUENCY
FLUORESCENT LAMP BALLASTS.**
- 5.2 **NORMA CSA PARA LA MEDICION DE CORRIENTES
ARMONICAS.
NATIONAL STANDARD OF CANADA
CAN / CSA - C22.2 No. 0.16 - M92
MEASUREMENT OF HARMONIC CURRENTS.**
- 5.3 **NORMA PARA LIMITAR LA EMISION DE CORRIENTES
ARMONICAS.
INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION
ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY (EMC) PART 3
SECTION 2. LIMITS FOR HARMONIC CURRENTS
EMMISSIONS (EQUIPMENT INPUT CURRENT 16 A PER
PHASE).**

NORMALIZACION.

Los requerimientos eléctricos y fotométricos de las lámparas de descarga están establecidas por pruebas, donde las industrias se ponen de acuerdo acerca de los circuitos de referencia usando procedimientos específicos. Diferentes laboratorios pueden en tal caso reproducir mediciones y por medio de los organismos de estandarización, se establece un consenso sobre los valores nominales y tolerancias permisibles.

5.1 PROYECTO DE NORMA ANSI PARA BALASTROS DE ALTA FRECUENCIA PARA LAMPARAS FLUORESCENTES.

C82.11XX - 199X Rev. 9 - 16 - 92

Text for Main Committee ballot American National Standard Specification for High - Frequency fluorescent lamp ballasts.

Esta norma intenta cubrir a los balastros de alta frecuencia cuyo voltaje de circuito abierto es 2000 volts o menor y operan a una frecuencia en su entrada de 50 ó 60 Hertz. Estos balastros operan lámparas fluorescentes de cátodo caliente, las cuales pueden ser encendido por precalentamiento, de encendido rápido (calentamiento continuo de cátodos), encendido rápido modificado, ó encendido instantáneo usados principalmente para iluminación, los cuales caen dentro de este rango de voltajes. La combinación de lámpara y balastro cubierta por esta especificación es para operar a una temperatura ambiente desde 10 °C hasta 41 °C. Una temperatura ambiente fuera de este rango puede requerir alguna característica especial de operación.

DISTORSION ARMONICA DE CORRIENTE A LA ENTRADA.

Este es un requerimiento de seguridad para proteger el hilo neutro en sistemas trifásicos, cuatro hilos conexión " Y " donde el hilo neutro es del mismo calibre al de las otras fases. Con esto se minimiza la distorsión del voltaje en las líneas de potencia.

Una forma de onda de corriente no senoidal (distorsionada) es la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de la componente fundamental y armónica. La tercera armónica y múltiples impares de la tercera armónica (9a, 15a, 21a, etc.) sumadas en el conductor neutro de un sistema trifásico. La fundamental y otras armónicas se cancelaran en el conductor neutro para una carga balanceada.

La distribución armónica de la corriente de entrada se encontrará dentro de los límites especificados por la tabla 5.1

Tabla 5.1 Límites de corrientes armónicas.

LÍMITES DE CORRIENTES ARMÓNICAS VALORES MÁXIMOS *	
Fundamental (por definición)	100 %
Segunda armónica	5 %
Tercera armónica	30 %
Armónicas individuales > 11 th	7 %
Impares triples **	30 %
Factor armónico (factor de distorsión)	32 %

* Medido a voltaje de línea nominal.

** Es la Raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de las armónicas 3a, 9a, 15a, 21a, etc.

NOTAS.

1. El ancho de banda está limitado a 2 kHz.
2. Todos los valores son porcentajes de la fundamental.
3. Límites más bajos están bajo consideración.

PRECAUCIONES.

1) El National Electrical Code and the Canadian Electrical Code, no permite la reducción del calibre del neutro cuyas cargas sean de iluminación por descarga en gas. Sin embargo, límites más estrechos, pueden ser requeridos para sistemas de distribución donde el hilo neutro es más pequeño que el de las otras fases.

2) Las armónicas y otros aspectos del Factor Armónica pueden jugar un papel en la interacción de los sistemas (componentes, cargas desbalanceadas, tipos de sistemas de distribución, etc.).

ANSI C82.XX - 199X.

Esta norma intenta cubrir los adaptadores para lámparas fluorescentes de 120 volts de línea y para usarse con base tipo Edison. Estos adaptadores son para lámparas fluorescentes de cátodo caliente, tales como encendido precalentado, - encendido rápido (calentamiento continuo de los cátodos), o encendido rápido modificado. La combinación de lámparas y adaptadores cubiertas por esta especificación es para operar a temperaturas ambientes desde 10 °C hasta 41 °C. Temperaturas fuera de este rango, pueden requerir algunas características especiales de operación.

DISTORSION ARMONICA DE CORRIENTE A LA ENTRADA.

Este es un requerimiento de seguridad para proteger el hilo neutro en sistemas trifásicos, cuatro hilos conexión " Y " donde el hilo neutro es del mismo calibre al de las otras fases. Con esto se minimiza la distorsión del voltaje en las líneas de potencia.

Una forma de onda de corriente no senoidal (distorsionada) es la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de la componente fundamental y armónica. La tercera armónica y múltiples impares de la tercera armónica (9a, 15a, 21a, etc.) sumadas en el conductor neutro de un sistema trifásico, 4 hilos, conexión " Y ".

La fundamental y otras armónicas se cancelaran en el conductor neutro para una carga balanceada. La distribución armónica de la corriente de entrada se encontrará dentro de los límites especificados por la tabla 5.1

5.2 NORMA CSA PARA LA MEDICION DE CORRIENTES ARMONICAS.

National Standard of Canada

CAN/CSA - C22.2 No. 0.16 - M92

Measurement of Harmonic Currents.

Esta es la primera edición de la norma CSA CAN/CSA - 22.2 No.0.16 "Measurement of Harmonic Currents" (Medición de corrientes armónicas). Es la primera de una serie de normas por la asociación de las normas canadienses bajo la parte II del código eléctrico canadiense.

Esta norma provee un método normalizado para la medición de corrientes armónicas. Se han encontrado que las corrientes armónicas aparecen en los conductores neutros de los circuitos trifásicos 4 hilos, ocasionando un sobrecalentamiento. Esta situación podría conducir a un riesgo de incendio. La Probabilidad de que esto ocurra en un sistema es mucho mayor si el calibre del conductor neutro ha sido reducido, como es permitido bajo las reglas de la parte I de la Canadian Electrical Code.

Las corrientes armónicas son producidas cuando se conectan cargas no lineales al sistema eléctrico. Existen sobrecalentamientos en los conductores neutros tanto en circuitos monofásicos como trifásicos, 4 hilos si llega a existir en exceso corriente armónica.

ALCANCES.

Esta norma provee los procedimientos para la medición de corrientes armónicas producidas por equipos a tal grado que pudiesen afectar la seguridad de la instalación eléctrica cuando el equipo es instalado de acuerdo con la Canadian Electrical Code, parte I.

Los procedimientos descritos en esta norma están dados como referencia en la formación de la parte II de la norma Canadian Electrical Code. Es importante reconocer que los procedimientos no son de carácter obligatorio en ellos mismos a menos que sea mandato por normas individuales o por autoridades reguladoras.

Esta norma se aplica a todos los equipos eléctricos y electrónicos que tengan como propósito conectarse al sistema eléctrico con una frecuencia nominal de 60 hertz y aún voltaje senoidal de 750 volts o menos. Los tipos de corrientes No-armónicas y Sub-armónicas no están contempladas en esta norma.

CORRIENTES ARMONICAS.

Las corrientes armónicas deben ser medidas en todos los conductores que suministran la energía incluyendo el neutro o conductor aterrizado.

Las corrientes armónicas deben ser medidas en estado estable. Las corrientes transitorias que pueden ocurrir cuando el equipo es encendido o apagado, así como las fluctuaciones o corrientes intermitentes deberán ser excluidas de las mediciones. Se requieren algunas consideraciones para la medición de corrientes armónica no estables.

Deberán medirse las corrientes armónicas hasta la del orden 40, excepto aquellas especificadas en los puntos a) y b).

- a) No serán tomadas en cuenta aquellas corrientes armónicas que no excedan el 0.3 % de la corriente del equipo bajo prueba ó 5 mA.
- b) Un procedimiento alternativo específicamente dirigido a seguridad puede ser utilizado de la manera siguiente :

Si el vector suma del contenido de corrientes armónicas y la corriente fundamental substancialmente contribuyen para la corriente rms verdadera medida entonces las otras armónicas pueden ser no tomadas en cuenta a menos que se especifique de otra manera por la norma individual parte II. Si se sigue este procedimiento, los resultados deberán ser mostrados en el reporte.

Nota: Se debe tener cuidado en la definición de corrientes que substancialmente contribuyen para la medición de la corriente rms verdadera. Dado que la componente fundamental del valor rms típicamente domina los cálculos, existe una posibilidad que las componentes armónicas grandes podrían ser no tomadas en cuenta .

5.3 NORMA PARA LIMITAR LA EMISION DE CORRIENTES ARMONICAS
International Electrotechnical commission Electromagnetic Compatibility
(EMC) Part 3. Section 2. limits for harmonic currents emissions
(equipment input current 16 A per phase)

ALCANCES.

Esta norma internacional trata de los límites de corrientes armónicas suministradas al sistema eléctrico. Especifica límites de componentes armónicas en la corriente de entrada la cual puede ser producida por un equipo probado bajo condiciones especificadas.

Esta norma es aplicable a equipos eléctricos y electrónicos teniendo una corriente de entrada de hasta 16 amperes por fase y se requiere ser conectado en un sistema de distribución de bajo voltaje.

El equipo especial el cual no es ampliamente usado y es diseñado de una manera tal que es incapaz de cumplir con los requerimientos puede ser sujeto a restricciones en su instalación. Las recomendaciones para este aspecto se encuentran en el reporte técnico del IEC 555-4 (100-3-1)

OBJETIVO.

El objetivo de esta norma es establecer límites para las emisiones armónicas de los equipos dentro de un determinado campo, tal que con la debida asignación para las emisiones de otros equipos, cumplan con los límites establecidos para que los niveles de disturbios armónicos no excedan los niveles de compatibilidad definidos en la publicación del IEC 1000-2-2.

CLASIFICACION DE EQUIPOS

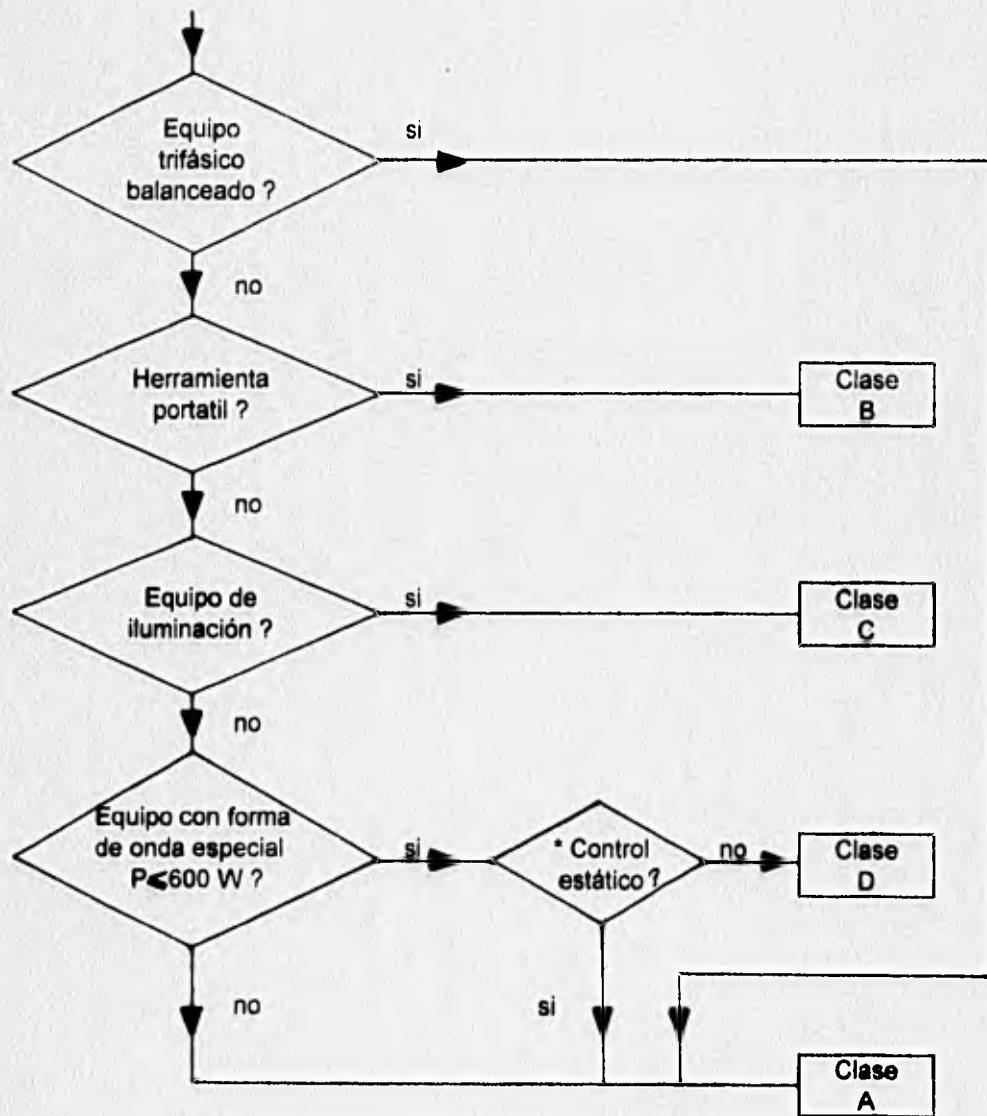
Para el propósito de límites de corrientes armónicas, los equipos son clasificados de la manera siguiente (Fig. 5.1) :

- Clase A. Equipo trifásico balanceado y todos aquellos equipos que no se encuentre en ninguna de las siguientes clases.
- Clase B. Equipo portátil.
- Clase C. Equipo de iluminación incluyendo mecanismos de dimmeo.
- Clase D. Equipo que tiene una corriente de entrada con una "forma de onda especial " y una potencia de entrada, $P \leq 600 \text{ W}$, medidas bajo las condiciones de prueba que se tienen en las cláusulas del anexo C.

LIMITES DE CORRIENTES ARMONICAS

Límites para el equipo clase A, ver tabla 5.2

Límites para el equipo clase B. Las corrientes armónicas para el equipo clase B no deberán exceder los valores máximos permisibles dados para los equipos clase A multiplicados por un factor de 1.5.



* control del ángulo de fase.

Figura 5.1 Diagrama de flujo para la clasificación de equipos.

Tabla 5.2 Límites para el equipo clase A.

Orden de la armónica n	Corriente armónica máxima permisible A
Armónicas impares	
3	2.30
5	1.14
7	0.77
9	0.40
11	0.33
13	0.21
$15 \leq n \leq 39$	$0.15 (15/n)$
Armónicas pares	
2	1.08
4	0.43
6	0.30
$8 \leq n \leq 40$	$0.23 (8/n)$

Límites para el equipo clase C.

- Equipo de iluminación. Los límites de corrientes armónicas del equipo de iluminación no deberá exceder los límites dados en la tabla 5.3

NOTA: Estos límites no son aplicados para lámparas autobalastadas que tengan una potencia ≤ 25 W. Esta excepción incluye a los balastos y a los equipos que tengan un control de la iluminación. Antes del 1º de Enero de 1998 los límites para estas aplicaciones serán introducidas.

- Mecanismos de dimmeo.

Mecanismos de dimmeo independiente. Las corrientes armónicas para los mecanismos de dimmeo independientes no deberán exceder los valores dados en la tabla correspondiente para un equipo clase A.

Mecanismo de dimmeo introducidos en lámparas o luminarios. Para las máximas condiciones de carga los valores de corrientes armónicas no deberán exceder los porcentajes dados en la tabla para un equipo de clase C.

Tabla 5.3 Límites para el equipo clase C.

Orden de la armónica n	Máximo valor expresado como un porcentaje de la corriente de entrada a la frecuencia fundamental.
2	2
3	30. λ
5	10
7	7
9	5
$11 \leq n \leq 39$	3

λ es el factor de potencia.

Límites para el equipo clase D.

Para los equipos clase D los límites de corrientes armónicas están definidas por su condición de carga. Las armónicas no deberán exceder los valores de la tabla 5.4.

Estos límites son aplicables a todas aquellas aplicaciones que tengan una potencia mayor de 75 W incluyendo.

Los límites para las potencias menores de 75 watts serán reducidas a 50 watts 4 años después de la implementación de esta norma.

Las tablas 5.5 y 5.6 muestran las recomendaciones más recientes de las normas norteamericanas IEEE - 518 y 519, sobre niveles permisibles de corrientes armónicas en sistemas eléctricos de potencia.

Tabla 5.4 Límites para el equipo clase D

Orden de la armónica n	Máxima corriente armónica por watt mA/W	Máxima corriente armónica A
3	3.4	2.30
5	1.9	1.14
7	1.0	0.77
9	0.5	0.40
11	0.35	0.33
13 y mayores	Extrapolación lineal : 3.85/n	Ver tabla para equipo clase A.

La tabla 5.5 se refiere a los límites que la compañía suministradora debe imponer a sus usuarios. Como el usuario propietario de fuentes generadoras de armónicas, se comporta como un generador de corrientes, los límites impuestos al usuario deben referirse a distorsiones máximas permisibles en la onda de corriente.

NOTAS :

- Para niveles de tensión de 69 kv. a 138 Kv., estos límites se reducen al 50%.
- Para tensiones superiores a 138 Kv. se requiere una evaluación especial para cada caso.
- Para armónicas pares se reducen los límites al 25% de los valores anteriores.
- Icc es la corriente máxima de cortocircuito en el punto de conexión de la carga a la red.
- I1 es la corriente máxima que toma la carga a la frecuencia fundamental.

La tabla 5.6 se refiere a los límites que cada usuario debe imponer a la compañía suministradora. Como esta se comporta como un generador de tensión en sus líneas de distribución, los límites impuestos a la misma deben referirse a distorsiones máximas permisibles en la onda de tensión.

**Tabla 5.5 Límites en el punto de conexión a la red, para cargas no lineales.
Niveles de voltaje de 120 V a 69 KV.**

Máxima distorsión armónica de corriente en % de la onda fundamental.						
Orden de la armónica individual. (Solo para armónicas impares)						
icc / I1	< 11	11-16	17-22	23-24	> 34	THD
20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20-50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50-100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100-	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
1000						
1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Tabla 5.6 Límites para la compañía suministradora en el punto de acometida.

Máxima distorsión armónica de voltaje, en % de la onda fundamental.			
Nivel de tensión	< 69 KV.	69 - 138 KV.	> 138 KV.
Para armónicas individuales	3.0	1.5	1.0
THD	5.0	2.5	1.5

OTRAS NORMAS.

- IEC 36.05 (EUROPA).
- DIN 57160 (ALEMANIA).
- G 5/3 (INGLATERRA).
- AS 2279 (AUSTRALIA).

CAPITULO 6



- 6.1 CONTROL Y ATENUACION DE LAS ARMONICAS EN SISTEMAS ELECTRICOS.
- 6.1.1 ATENUACION DE ARMONICAS.
- 6.2 CRITERIOS DE DISEÑO DE FILTROS.
- 6.3 FILTROS DE ARMONICAS.
- 6.3.1 FACTOR DE CALIDAD.
- 6.3.2 FILTROS SINTONIZADOS.
- 6.3.3 FILTROS AUTOMATICOS SINTONIZADOS.
- 6.3.4 FILTROS AMORTIGUADOS.
- 6.4 ANALISIS DE ARMONICAS EN CORRIENTE PARA UNA LAMPARA COMPACTA FLUORESCENTE.

6.1 Control y atenuación de las armónicas en sistemas eléctricos.

Una vez que se ha determinado la existencia de problemas armónicos y/o resonancia, la solución es proporcionar un camino de baja impedancia en el "bus" de carga, para que de este modo sea posible absorber las corrientes armónicas inyectadas en el sistema.

Esto se puede lograr añadiendo un circuito que consiste en un capacitor y un inductor, sintonizados a la armónica que se desea atenuar, y a esto se le conoce como filtro de armónicas. Para este fin se puede aún utilizar, los capacitores instalados en la red para corregir el factor de potencia, siempre y cuando estos sean lo suficientemente grandes para soportar la corriente armónica máxima esperada y voltaje asociado. En algunos casos donde existan armónicas con niveles considerables de distorsión, deberán añadirse varios filtros sintonizados a las frecuencias armónicas de interés. Puede incluso considerarse la división del banco de capacitores utilizados para corrección del factor de potencia en varios bancos más pequeños, posiblemente ubicarlos en varios puntos de la red y sintonizarlas a las frecuencias armónicas encontradas en cada uno de los puntos seleccionados.

6.1.1 Atenuación de armónicas

El objetivo principal de un filtro de armónicas es el de mitigar la amplitud de una o más frecuencias fijas de corrientes o voltajes. Cuando el único propósito es el de prevenir una frecuencia en particular a la entrada de los componentes del sistema de potencia (por ejemplo el control de rizados en la señal), es posible el uso de filtros serie. Estos filtros consisten en inductores y capacitores en paralelo, que presentan una gran impedancia a frecuencias relevantes. Este tipo de soluciones no implica que desaparezcan por completo estos problemas, pues cualquier método de atenuación es simplemente eso, un dispositivo que disminuye los efectos.

En el caso de los convertidores estáticos, las corrientes de las armónicas que se inyectan al sistema se encuentran controladas por medio del uso de una ruta en paralelo de baja impedancia, a las frecuencias armónicas, el uso combinado de filtros serie y filtros paralelo (un filtro en paralelo, es un filtro el cual tiene su frecuencia sintonizada de tal forma que logra que la impedancia capacitiva y la impedancia inductiva sean iguales) permite el control y disminución de corrientes y voltajes de armónicas en el sistema de potencia de corriente alterna sin importar la magnitud de su impedancia. Desgraciadamente este tipo de solución es muy cara.

6.2 Criterios de diseño de filtros

El tamaño de un filtro está definido por la potencia reactiva que el filtro suministra a la frecuencia fundamental. Específicamente el tamaño total de todas las ramas de un filtro, está determinado por los requerimientos de potencia reactiva de la fuente de armónica y que tanto este requerimiento puede ser suministrado por la red de corriente alterna.

El criterio ideal para el diseño de filtros es el eliminar todos aquellos efectos perjudiciales debidos a la distorsión de forma de onda. Entre ellos se mencionan la interferencia en líneas telefónicas, que es uno de los problemas más difíciles de eliminar por completo. De cualquier forma este criterio de diseño es irrealizable debido a razones técnicas y económicas. Desde el punto de vista técnico es sumamente difícil determinar el avance en la distribución de armónicas a través de la red eléctrica. Por otro lado desde el punto de vista económico, para la reducción de la interferencia en la línea telefónica, es preferible tomar acciones preventivas, más que correctivas, dado el alto costo que estas últimas implican.

Un criterio bastante práctico, sugiere el reducir el problema a un nivel aceptable en un punto común de conexión con los demás consumidores, y expresar el problema en términos de corrientes armónicas, voltajes armónicos o de ambos. El criterio de basarse en el voltaje armónico es aún más conveniente para el diseño de filtro, debido a que resulta más fácil el garantizar que se mantendrá un límite razonable de voltaje, que el limitar el nivel de corriente, porque en una red de corriente alterna la impedancia varía.

Para cumplir con los requerimientos en la limitación de armónicas, se deben de satisfacer los siguientes puntos:

- a) Para realizar el cálculo de los voltajes armónicos que se encuentran en el sistema, es necesario que el espectro de corrientes armónicas producido por la existencia de cargas no-lineales se inyecte a un circuito. Este circuito consiste en un arreglo de un filtro en paralelo con el sistema de corriente alterna a frecuencias relevantes. La figura 6.1 muestra el circuito mencionado.
- b) Los resultados del punto anterior se utilizan para determinar parámetros específicos tales como: distorsión de voltaje D, Factor de influencia telefónica TIF, etc.
- c) La fatiga en los componentes de los filtros, (capacitores, inductores, y resistores) pueden ser calculada con estos datos y de esta forma determinar sus pérdidas y ganancias.

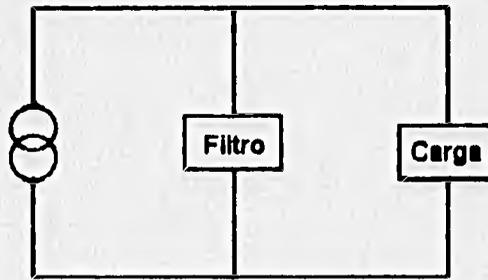


Figura 6.1 Filtro paralelo

Tres componentes requieren de análisis detallado para cualquier consideración en el diseño de filtro.

- Fuentes de corriente
- Admitancia del filtro
- Admitancia del sistema

6.3 Filtros de armónicas

En general el control de armónicas en diferentes situaciones, debe de incluir diversos diseños de filtros, dependiendo de la tolerancia a las distorsiones de voltaje para diferentes tipos de cargas y usuarios.

Para la atenuación de las distintas armónicas se usan los bancos de filtros. Un filtro consiste en una o más ramas de elementos sintonizados y pueden también incluir una rama amortiguada para armónicas altas. Normalmente los filtros de armónicas en corriente alterna son conectados al bus para conducir estas corrientes a tierra y limitar la inyección de corriente al alimentador del sistema de corriente alterna.

Los filtros de armónicas tienen dos propósitos:

- 1.- Reducir los voltajes y corrientes de armónicas en la red de potencia a niveles aceptables.
- 2.- Proveer parte de toda la potencia reactiva consumida por el convertidor; la restante es dada por los bancos de capacitores en paralelo o por el sistema de corriente alterna. Los filtros de armónicas en corriente directa, sirven sólo para reducir armónicas en la línea de corriente directa.

6.3.1 Factor de calidad

Al momento del diseño de filtros se deben de tomar en cuenta los modelos existentes para poder determinar cual de ellos es el adecuado. Así mismo al momento del diseño existe un parámetro básico que se debe considerar primordialmente antes de evaluar la selección de componentes resistivos R, inductivos L, capacitivos C. Este componente es el factor de calidad del filtro Q. Se define como factor de calidad de un filtro a la relación que existe entre la máxima energía almacenada en el sistema y la potencia disipada por el período. Mide que tan aguda será la respuesta del circuito (corriente), o la capacidad del circuito para discriminar entre diferentes frecuencias. Entre más alto sea el factor de calidad, menor número de frecuencias tendrán amplitudes mayores de corriente. El factor de calidad se define en términos de R y L, y se puede expresar de la siguiente forma:

$$Q = \frac{W_r L}{R}$$

donde: W_r es la media entre dos frecuencias.

Al considerar más de una frecuencia de estudio, es necesario entonces hablar de un ancho de banda. El ancho de banda (BW) se define como el intervalo de frecuencias para el cual el ancho de banda no debe de caer por debajo del 70.71% de su valor de resonancia; y se define como:

$$BW = W_2 - W_1$$

en donde BW, es el ancho de banda y W_1 y W_2 son las frecuencias de corte.

6.3.2 Filtros Sintonizados

Un filtro sintonizado es un circuito RLC en serie, el cual atenúa a una sola frecuencia en particular. El modelo del filtro y su respuesta en frecuencia se muestran en la figura 6.2.

La impedancia del circuito se encuentra dada por la expresión:

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

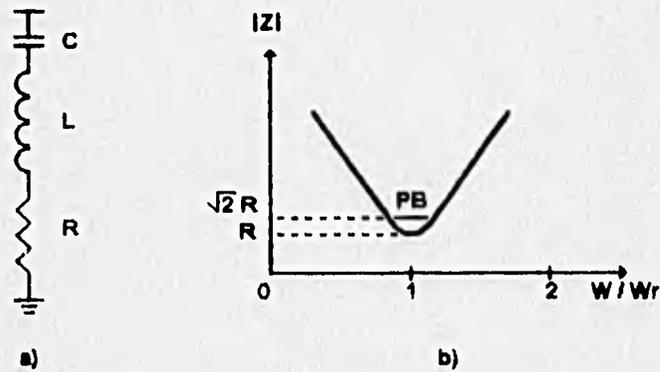


Figura 6.2 Filtro sintonizado y su respuesta

6.3.3 Filtros automáticos sintonizados

Un filtro automático es muy útil para la desviación máxima de frecuencia. Esto puede ser logrado, haciendo que los filtros se sintonicen, ya sea mediante el cierre y apertura automática de la capacitancia o mediante la variación de la inductancia. El rango de desviación máxima de frecuencia de 5% es considerado como adecuado.

Este tipo de filtros ofrecen las siguientes ventajas:

- a) El costo de los capacitores es bajo.
- b) El capacitor utilizado puede combinar un coeficiente de temperatura elevado y una potencia reactiva alta, por unidad de volumen y por unidad de costo.
- c) Debido a la potencia reactiva alta, las pérdidas de potencia son menores.

Los dos primeros incisos, reducen el costo del capacitor, el cual es el componente más caro del filtro. La tercera ventaja se refiere a la reducción del costo de la resistencia del filtro y del costo de las pérdidas del sistema.

6.3.4 Filtros Amortiguados

Los filtros amortiguados ofrecen varias ventajas:

- a) Su desempeño y la carga es menos sensitiva a las variaciones de temperatura, variaciones de frecuencia, tolerancias en la manufactura de componentes, pérdidas en los elementos capacitivos, etc.

- b) Provee de baja impedancia para un espectro amplio de armónicas sin la necesidad de subdividir en ramas paralelas, por lo que problemas de cambios y mantenimientos se ven disminuidos.
- c) El uso de filtros sintonizados a veces da como resultado la existencia de resonancia paralelo entre el filtro y la admitancia del sistema, a frecuencias armónicas por debajo de las frecuencias del filtro, o entre las frecuencias del filtro sintonizado. En esos casos el uso de uno o varios filtros sintonizados es la alternativa más aceptable.

Las principales desventajas de este tipo de filtro son:

- a) Las pérdidas en los elementos reactivos e inductivos son por lo general altas.
- b) Para lograr un desempeño a un nivel similar, el filtro amortiguado necesita ser diseñado para valores altos de VA's fundamental; aunque en muchos casos el buen desempeño puede ser logrado dentro de los niveles requeridos para la corrección de factor de potencia.
- c) Falla de todo el sistema de filtro por falta del capacitor.

Tipos de filtros amortiguados

Existen cuatro tipos de filtros amortiguados figura 6.3: filtros de primer orden, de segundo y de tercer orden, y del tipo C.

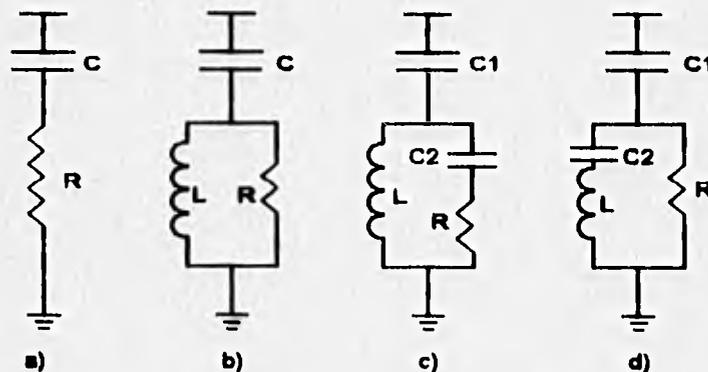


Figura 6.3 Filtros amortiguados

- 1.- El filtro de primer orden, no se utiliza normalmente debido a que necesita de un gran capacitor y tiene pérdida excesiva a la frecuencia fundamental (figura 6.3a)
- 2.- El filtro de segundo orden provee de un excelente desempeño en el filtrado, pero tiene grandes pérdidas a frecuencias fundamentales, comparados con los filtros de tercer orden (figura 6.3b).
- 3.- La principal ventaja del filtro de tercer orden sobre los filtros de segundo orden es el hecho de la reducción de las pérdidas a frecuencia fundamental, debido al incremento en la impedancia a esa frecuencia causado por el capacitor C2. Además el valor del capacitor C2 es mucho menor al del capacitor C1 (figura 6.3c).
- 4.- Actualmente, se han introducido los filtros tipo C, los cuales en comparación con los filtros de segundo y tercer orden, reducen considerablemente las pérdidas a frecuencia fundamental. El filtro, sin embargo es más susceptible a las variaciones y desviaciones en las componentes de dicha frecuencia (6.3d).

6.4 Análisis de armónicas en corriente para una lámpara compacta fluorescente.

A continuación haremos el análisis del circuito balastro y lámpara compacta fluorescente como se muestra en la siguiente figura:

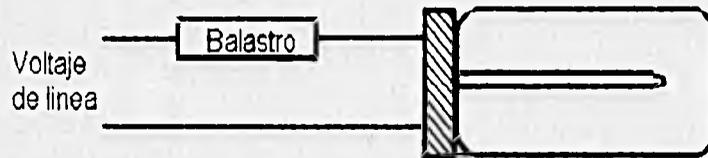


Figura 6.4 Balastro tipo serie operando una lámpara compacta fluorescente.

Se puede obtener una expresión más útil de la serie trigonométrica de Fourier definida anteriormente si definimos:

$$B_n = \frac{a_n - jb_n}{2}; \quad B(-n) = \frac{a_n + jb_n}{2}; \quad B_0 = \frac{a_0}{2}$$

Si recordamos que:

$$e^{\pm jn\theta} = \cos(n\theta) \pm j \sin(n\theta),$$

$$\cos(n\theta) = \frac{e^{jn\theta} + e^{-jn\theta}}{2},$$

$$\operatorname{sen}(n\theta) = \frac{e^{jn\theta} - e^{-jn\theta}}{2j},$$

Sustituyendo las ecuaciones anteriores en la ecuación fundamental obtenemos la siguiente ecuación:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (B_n e^{jn\omega t} + B(-n)e^{-jn\omega t})$$

$$f(t) = B_0 + \sum_{n=1}^{\infty} B_n e^{jn\omega t} \quad (6.1)$$

Esta expresión es conocida como la serie compleja de Fourier, donde:

$$B_n = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) \{\cos(n\omega t) - j \operatorname{sen}(n\omega t)\} dt$$

$$B_n = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) e^{-jn\omega t} dt \quad (6.2)$$

Esta expresión se conoce también como la transformada discreta de Fourier y a la expresión (6.1) como la antitransformada discreta de Fourier. Como se puede observar la serie compleja de Fourier esta expresada en múltiplos de la frecuencia fundamental ($n\omega$) con $n = 1, 2, 3, \dots$, a cada B_n le denominamos armónica.

Los espectros de amplitud y fase obtenidos a partir de graficar líneas proporcionales a las amplitudes y fases, nos permiten visualizar el comportamiento de la distorsión armónica en forma global. Tomando en cuenta que la distorsión es, cuando se presentan armónicas distintas a la composición armónica de la tensión de alimentación.

Una primera aproximación consiste en suponer que el voltaje de la lámpara compacta fluorescente es una señal cuadrada (figura 6.5); siendo esta una condición de la lámpara misma, ya que es resultado de las leyes físicas que rigen los fenómenos propios de la lámpara. Esto no es estrictamente exacto, pero como primera aproximación es suficiente.

La expresión que define al voltaje en la lámpara es el siguiente:

$$V_{LAMP} = A[\delta(t) - 2\delta(t - T/2) + \delta(t - T)]$$

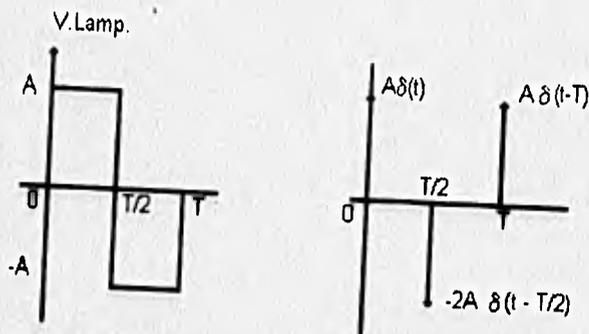


Figura 6.5 Onda cuadrada y su espectro de frecuencia.

Si encontramos la serie de Fourier de la derivada de una función, podemos encontrar la serie de la función relacionando los coeficientes en $1/jn\omega$

$$s(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} B_n e^{jn\omega t}$$

$$\dot{s} = \sum_{-\infty}^{\infty} B_n jn\omega e^{jn\omega t} = \sum_{-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega t}$$

donde

$$C_n = B_n jn\omega$$

El cálculo de los coeficientes de la derivada del voltaje de la lámpara, es el siguiente:

$$C_n = \frac{1}{T} \int_0^T A [\delta(t) - 2\delta(t - T/2) + \delta(t - T)] e^{-jn\omega t} dt$$

$$C_n = \frac{A}{T} (1 - 2e^{-jn\omega T/2} + e^{-jn\omega T})$$

Si $\omega = 2\pi/T$ y $e^{\pm j\pi} = \cos \theta \pm j \operatorname{sen} \theta$; entonces:

$$C_n = \frac{A}{T} (1 - 2(-1)^n + 1) = \frac{2A}{T} (1 - (-1)^n)$$

$$B_n = \frac{C_n}{jn\omega} = \frac{2A}{T} \frac{1}{jn\omega} (1 - (-1)^n) = \frac{A}{j\pi n} (1 - (-1)^n)$$

$$B_0 = 0$$

Por lo tanto

$$V_{LAMP} = \frac{A}{j\pi} \sum_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{n} (1 - (-1)^n) e^{jn\omega t}$$

De donde

$$\frac{1}{n} (1 - (-1)^n) = \begin{cases} 0, & n \text{ par} \\ \frac{2}{n}, & n \text{ impar} \end{cases}$$

Si observamos el espectro de magnitud de las armónicas del voltaje de la lámpara observamos que solamente se presentan las impares con una magnitud de $1/n$ como se aprecia en la figura 6.6. Para obtener la distorsión de la forma de onda de corriente tenemos dos casos:

a) Operando una lámpara con una resistencia de valor R en serie como balastro, donde:

$$V_{ENT} = V_R + V_{LAMP}$$

y

$$V_R = V_{ENT} - V_{LAMP}; \quad i_R = \frac{V_R}{R}$$

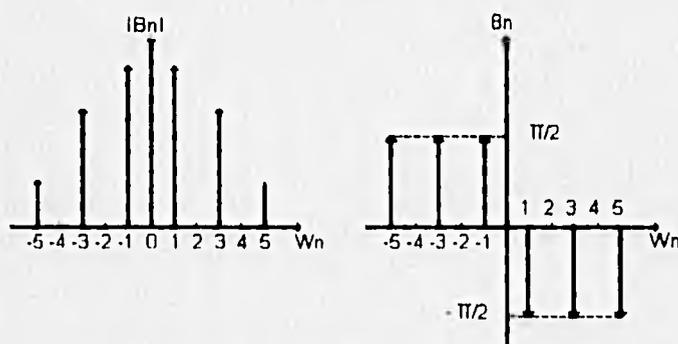


Figura 6.6 Espectro de frecuencia del voltaje de una lámpara compacta fluorescente.

Como el circuito esta conectado en serie, la corriente de alimentación es la misma que la corriente en la resistencia, por lo tanto:

$$V_k = V_{ENT} \frac{A}{j\pi} \sum_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{n} (1 - (-1)^n) e^{jn\omega t}$$

y

$$I_R = \frac{V_{ENT}}{R} \frac{A}{j\pi} \sum_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{n} (1 - (-1)^n) e^{jn\omega t}$$

La distorsión armónica tiene la misma forma que el voltaje de la lámpara. La fase se encuentra recorrida π radianes.

$$|B_n| = \frac{A}{\pi R} \frac{1}{n} (1 - (-1)^n)$$

Por lo tanto, si escribimos la primera armónica como 100%, y así sucesivamente tenemos los resultados siguientes:

Tabla 6.1 Contenido de armónicas para una lámpara compacta fluorescente operando con una resistencia en serie, donde n es el orden de la armónica.

n	0	1	2	3	4	5	6	7	etc.
B _n	0	100%	0	33%	0	20%	0	14.3%	...

Es importante notar que la distorsión armónica se debe por la forma del voltaje de la lámpara. El balastro en este caso no aporta armónicas, ni altera a su fase, solamente determina el valor de la corriente, ya que es una resistencia.

b) Operando una lámpara con una bobina de inductancia L en serie como balastro, donde:

$$V_{ENT} = V_L + V_{LAMP}$$

y

$$V_L = V_{ENT} - V_{LAMP}; \quad V_L = L \frac{di}{dt}$$

$$i = \frac{1}{L} \int V_i dt = \frac{1}{L} \int [V_{VENT} - V_{LAMP}] dt$$

$$i = \frac{1}{L} \int V_{VENT} dt - \frac{1}{L} \int \frac{A}{j\pi} \sum_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{n} (1 - (-1)^n) e^{jn\omega t} dt$$

$$i = \frac{1}{L} \int V_{VENT} dt + \frac{A}{\pi\omega L} \sum_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{n^2} (1 - (-1)^n) e^{jn\omega t}$$

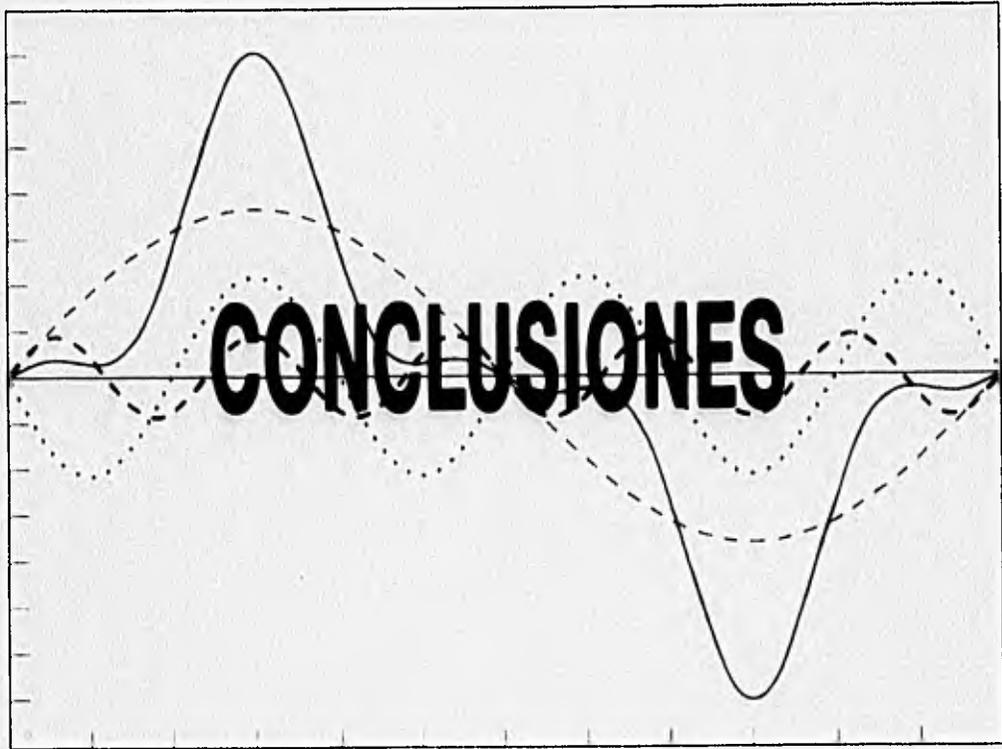
$$i = \frac{1}{L} \int V_{VENT} dt + \frac{AT}{2\pi^2 L} \sum_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{n^2} (1 - (-1)^n) e^{jn\omega t}$$

La integral del primer término del segundo miembro sólo dará un corrimiento de fase si el voltaje de alimentación es cosenoidal. Mientras que el segundo término será el que aporte la distorsión armónica, como en el caso anterior solo se debe a la lámpara con una magnitud de $1/n^2$, decreciendo más rápidamente que en el primer caso; es decir, se suaviza la distorsión armónica a causa de la naturaleza inductiva de la bobina como se aprecia en la siguiente tabla:

Tabla 6.2 Contenido de armónicas para una lámpara compacta fluorescente operando con una inductancia en serie, donde n es el orden de la armónica.

n	0	1	2	3	4	5	6	7	etc.
Bn	0	100%	0	11.11%	0	4%	0	2.04%	...

Se observa que la distorsión armónica generada en el circuito estudiado proviene de la lámpara compacta fluorescente.



El empleo prácticamente en todo sistema eléctrico de dispositivos con características de carga no lineal, principalmente equipo electrónico ha traído consigo una mayor presencia de componentes armónicas en corriente y voltaje.

Las componentes armónicas dentro de ciertos límites no representan mayores problemas, pero dependiendo de las características del sistema eléctrico pueden convertirse en un serio problema para el sistema eléctrico así como para todo equipo eléctrico y/o electrónico que se encuentre conectado al sistema.

El sistema de iluminación que forma parte del sistema eléctrico puede representar una parte importante del mismo dependiendo del tipo de instalación, ya sea comercial, industrial o residencial. Respondiendo a la necesidad del uso más eficiente y racional de la energía, cada día es más común el empleo de equipo ahorrador de energía dentro del sistema de iluminación.

Para alcanzar este objetivo se han desarrollado lámparas más eficaces como son las de descarga en gas, y de forma paralela también se han desarrollado los balastos elementos indispensables para toda lámpara de descarga. Con el uso de elementos electrónicos en balastos se logran hacerlos más eficientes, sin embargo se han convertido en fuentes generadoras de armónicas. Adicionalmente se debe considerar la contribución correspondiente de armónicas por el empleo de accesorios electrónicos para el control del sistema de iluminación.

Es muy importante conocer de que manera puede influir un equipo generador de armónicas en el resto del equipo conectado dentro del mismo sistema eléctrico, en el mejor de los casos existen equipos que están diseñados para minimizar los efectos que pudieran provocar la presencia de armónicas, sin embargo en la mayoría de los casos sí resultan afectados en mayor o menor grado los equipos. Y van desde un funcionamiento anormal que desaparece con la corrección o eliminación de armónicas, hasta resultar con daños permanentes.

Se debe poner una gran atención a los costos que implica tener la presencia de armónicas dentro de un sistema eléctrico, porque dependiendo de su magnitud podrá representar un fuerte desembolso por el incremento de fallas en los equipos con su correspondiente reemplazo o reparación aunado a esto el tiempo perdido por no estar operando el equipo. Bajo ciertas condiciones se pone en riesgo el sistema de protección del sistema eléctrico con sus correspondientes peligros. Otro punto importante es la falla en las lecturas del equipo de medición para el cobro del suministro de la energía.

Para poder encontrar un óptima solución para la presencia de armónicas para cada caso es necesario realizar un estudio de la situación que guarda el problema por lo que resulta indispensable realizar mediciones para conocer con precisión sus dimensiones por lo cual se deberá contar con el equipo adecuado para realizar dichas mediciones. **Prácticamente es imposible eliminar las armónicas dentro del sistema eléctrico, pero sí se pueden reducir a niveles que no representen ningún problema mediante una solución equilibrada costo / beneficio estableciendo criterios prácticos sobre niveles de distorsión permisibles tanto en el sistema de suministro eléctrico como en los equipos productores.**

Resulta especialmente delicado establecer un criterio que normalice la relación usuario / compañía suministradora, ya que esta última tiene derecho a pedir al usuario que trate de no contaminar sus sistema eléctrico, y el usuario también tiene derecho a solicitar una energía eléctrica con la menos contaminación posible.

La manera más directa de corregir el alto contenido de armónicas que generan la mayoría de los equipos electrónicos es solicitar a los propios fabricantes que reduzcan la distorsión de corrientes armónicas a niveles aceptables. De la misma forma el usuario debe estar consciente que muchas técnicas para la reducción de corrientes armónicas requieren costos adicionales.

Con la reciente apertura comercial del país se cuenta con una amplia gama de opciones de equipos para satisfacer las necesidades de nuevas instalaciones o bien para la sustitución de equipos viejos en instalaciones existentes, sin embargo esto nos exige un mayor conocimiento de todas las características de dichos equipos para evitar adquirir equipo de calidad inferior o bien que no cumplen en otros países con los requisitos de seguridad, eficiencia o en este caso de generación de armónicas, para los equipos de fabricación nacional se les deberá aplicar también los criterios anteriormente mencionados. Resulta importante conocer el trabajo desarrollado en otros países respecto a las regulaciones para limitar las emisiones de armónicas de los equipos eléctricos y/o electrónicos para poder ajustarlas a nuestras necesidades mediante detallados estudios.

Es necesario que trabajos como el presente den a conocer los problemas que puedan generar la presencia de armónicas en los sistemas eléctricos, tomándolos como referencia para ayudar a encontrar una solución a éste problema, y de ser posible sirvan de base para desarrollar otros trabajos relacionados con el estudio de armónicas. ■

BIBLIOGRAFIA.

UNCERTAINTIES IN COMPLIANCE WITH HARMONIC CURRENT DISTORTION LIMITS IN ELECTRIC POWER SYSTEMS.

Thomas M. Gruzs.
Liebert Corporation. 1989 IEEE.

CONCEPTOS DE ILUMINACION ARTIFICIAL.

Osram.

EYE LAMP GUIDE

Iwasasaki Electric Co; LTD.

PRODUCTOS ELECTRICOS

REQUISITOS DE SEGURIDAD PARA BALASTROS, PARA LAMPARAS DE ALTA INTENSIDAD DE DESCARGA Y FLUORESCENTES.

Norma Oficial Mexicana
NOM - 058 - SCFI - 1994

BALASTROS PARA LAMPARAS DE VAPOR DE MERCURIO, ADITIVOS METALICOS Y SODIO DE ALTA Y BAJA PRESION.

Catálogo. Lumición. axa Lumisistemas.

IES LIGHTING HANDBOOK

1984 REFERENCE VOLUME.

AN IMPROVED HYBRID FLUORECENT LAMP BALLAST

Glenn D. Garbowicz
Advance Transformer Company
February 4, 1990.

**UNDERSTANDING THE USE OF NEW FLUORESCENT
BALLASTS DESIGNS.**

THE ABC'S OF ELECTRONIC BALLASTS.

Advance Transformer Company. 1989.

IESNA LIGHTING EDUCATION

IESNA ED - 150

POWER FACTOR CORRECTION IN A HARMONIC ENVIRONMENT

A. Linhares
Aerovox/ Cornell Dubilier

**ACCURACY OF ELECTRICAL MEASUREMENTS
ON DISCHARGE LAMP CIRCUITS.**

Richard G. Collins and David C. Gross
Philips Lighting Company
February 14, 1990

**PERFORMANCE OF ELECTRONIC BALLASTS AND
OTHER NEW LIGHTING EQUIPMENT.**

(Phase II: The 34 - watt F40 Rapid Start T-12 Fluorescent Lamp)
R.R. Verdver and O. Morse
Lawrence Berkeley Laboratory
University of California Berkeley,

AN IMPROVED HYBRID FLUORECENT LAMP BALLAST

Glenn D. Garbowicz

Advance Transformer Company

February 4, 1990.

**UNDERSTANDING THE USE OF NEW FLUORESCENT
BALLASTS DESIGNS.**

THE ABC'S OF ELECTRONIC BALLASTS.

Advance Transformer Company. 1989.

IESNA LIGHTING EDUCATION

IESNA ED - 150

POWER FACTOR CORRECTION IN A HARMONIC ENVIRONMENT

A. Linhares

Aerovox/ Cornell Dubilier

**ACCURACY OF ELECTRICAL MEASUREMENTS
ON DISCHARGE LAMP CIRCUITS.**

Richard G. Collins and David C. Gross

Philips Lighting Company

February 14, 1990

**PERFORMANCE OF ELECTRONIC BALLASTS AND
OTHER NEW LIGHTING EQUIPMENT.**

(Phase II: The 34 - watt F40 Rapid Start T-12 Fluorescent Lamp)

R.R. Verdver and O. Morse

Lawrence Berkeley Laboratory

University of California Berkeley,

**PORTABLE HARMONICS METER
EVALUATES TRANSFORMER HEATING.**

M.T. Bishop

C. Gilker

**A HARMONIC ANALYSIS OF THE INDUCTION WATTHOUR
METER'S REGISTRATION ERROR.**

Elham B. Makram

Clarence L. Wright

Adly A. Girgis

INSTRUMENTACION ELECTRONICA Y MEDICIONES

William David Cooper.

Prentice Hall.

**Tesis: Armónicas. Causas, efectos y medidas correctivas en sistemas
eléctricos de distribución.** Para el título de Ingeniero Mec. Elect. Univ. La Salle.

Presenta : Edith Favian Ruiz.

HARMONICS, Causes and effects.

GENERAL ELECTRIC

INDUSTRIAL POWER SYSTEMS DATA BOOK.

MEASUREMENT OF HARMONIC CURRENTS.

Canadian Standards Association CAN / CSA - C22.2 No. 0.16 - M92

Published in February 1992.

DRAFT C82.11XX - 199X

Rev. 9 - 16 - 92

Text for main committee ballot

American National Standard Specification for
High - Frequency fluorescent lamp ballasts.

National Standard of Canada

CAN / CSA - C22.2 No. 0.16 - M92

Measurement of harmonic currents.

International Electrotechnical Commission

Electromagnetic Compatibility (EMC)

Part 3

Section 2. Limits for harmonic currents emissions

(equipment input current 16 A. per phase).

CORRIENTES ARMONICAS EN SISTEMAS ELECTRICOS DE POTENCIA.

Dr. Alfredo Navarro Crespo.

NUEVAS PERSPECTIVAS EN EL AHORRO DE ENERGIA

MEDIANTE ALUMBRADO FLUORESCENTE.

Ing. Ernesto J. Mendoza Estrada.

Manufacturera de Reactores, S.A.