



BENEMÉRITA UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE PUEBLA

FACULTAD DE INGENIERÍA

COLEGIO DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA

**"EFECTO DE LAS ARMÓNICAS EN LA CORRIENTE DE
CARGA EN TRANSFORMADORES DE DISTRIBUCIÓN"**

TESIS

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE
INGENIERO MECÁNICO Y ELÉCTRICO

PRESENTA:

ALFONSO LÓPEZ ROMERO

ASESOR

M.I:GENARO CAMPOS CASTILLO

PUEBLA

MAYO 2014

A mi madre..

AGRADECIMIENTOS

A

Teresa, por su paciencia motivación y compañía

Mi suegro (in memoriam) por su ejemplo de lucha

MI Genaro Campos ,por su apoyo, guía y paciencia

Aquellos ingenieros del primer grupo académico de la licenciatura quienes con los mínimos recursos nunca claudicaron en crear las bases de lo que ahora es la licenciatura

A Rusell Lymann, de mis jefes, el mejor

Ivan Mange, el Tigre, gran ejemplo del nunca rendirse

ÍNDICE

CAPÍTULO 1 MARCO DE REFERENCIA

	PÁGINA
1.1 PRESENTACIÓN DEL PROBLEMA	1
1.2 OBJETIVO GENERAL	1
1.3 OBJETIVOS PARTICULARES	1
1.4 HIPÓTESIS	1
1.5 MARCO TEÓRICO CONCEPTUAL	1
1.6 METODOLOGÍA	2
1.7 FUENTES SENOIDALES.	2
1.8 CONCEPTO DE DISTORSIÓN DE UNA MAGNITUD ELÉCTRICA SENOIDAL	5
1.9 FENÓMENOS CAUSANTES DE DISTORSIÓN DE UNA MAGNITUD ELÉCTRICA SENOIDAL.	6
1.10 CATEGORÍAS DE LOS FENÓMENOS CAUSANTES DE	
1.11 DISTORSIÓN DE UNA MAGNITUD ELÉCTRICA SENOIDAL.	6
1.11 CARACTERÍSTICAS DE DISTORSIÓN ASÍ COMO SUS ORÍGENES Y ASPECTOS DE LA FORMA DE ONDA QUE AFECTAN UNA MAGNITUD ELÉCTRICA SENOIDAL.	7
1.12 TIPOS DE DISTORSIÓN DE UNA MAGNITUD ELÉCTRICA SENOIDAL.	9
1.13 CONCEPTO DE ARMÓNICAS	9
1.14 ONDAS NO SINUSOIDALES COMPLEJAS.	10
1.15 FUNCIONES PERIODICAS NO SINUSOIDALES.	10
1.16 FUNDAMENTAL Y ARMÓNICAS.	12
1.17 ANÁLISIS DE ONDAS DE CORRIENTE ALTERNA	12
1.18 POTENCIA DEBIDA A VOLTAJES Y CORRIENTES NO SINUSOIDALES	14
1.19 ANÁLISIS DEL CIRCUITO EN SERIE CUANDO LAS ONDAS SON NO SINUSOIDALES	15
1.20 ANÁLISIS DEL CIRCUITO EN PARALELO	16

1.21	DISTORSIÓN ARMÓNICA	19
1.22	IMPACTO EN TRANSFORMADORES	24
CAPÍTULO 2 TRANSFORMADORES DE DISTRIBUCIÓN		
2.1	INTRODUCCIÓN.	25
2.2	PROCESOS ELECTROMAGNÉTICOS EN EL TRANSFORMADOR EN VACÍO.	31
2.3	PROCESOS ELECTROMAGNÉTICOS EN EL TRANSFORMADOR CON CARGA.	41
CAPÍTULO 3 EFECTO DE LAS ARMÓNICAS EN TRANSFORMADORES DE DISTRIBUCIÓN		
3.1	INTRODUCCIÓN.	43
3.2	FUNDAMENTOS TEÓRICOS.	43
3.3	FORMACIÓN DE LAS SEÑALES DE PRUEBA.	44
3.4	SIMULACIÓN.	45
3.5	FACTORES K DE LAS SEÑALES DE PRUEBA.	46
3.6	FACTORES ARMÓNICOS DE LAS SEÑALES DE PRUEBA	47
3.7	EFECTO DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA DE LAS SEÑALES DE PRUEBA SOBRE LA CAPACIDAD DEL TRANSFORMADOR	49
3.8	PRUEBAS CON SEÑALES CONSTRUIDAS A PARTIR DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA DADA POR I/H	50
CAPÍTULO 4 FILTROS		
4.1	GENERALIDADES	53
4.2	TIPOS DE FILTROS	54
4.3	CONSIDERACIONES EN LA APLICACIÓN DE FILTROS	64
CONCLUSIONES		68
BIBLIOGRAFIA		70

CAPÍTULO 1

MARCO DE REFERENCIA

1.1 PRESENTACIÓN DEL PROBLEMA

La presencia de distorsión armónica en transformadores de distribución afecta la capacidad de los mismos, y en consecuencia algunas de las características de los equipos conectados. Ya sea que estos últimos las generen o las reciban por parte del suministro eléctrico, por lo que hace necesario un análisis de la presencia de armónicas en los transformadores de distribución y los porcentajes de las mismas permitidos por las compañías suministradoras de energía eléctrica.

OBJETIVOS

1.2 OBJETIVO GENERAL

Determinar en qué forma afecta la capacidad de transformadores de distribución, la distorsión armónica en la corriente de carga.

1.3 OBJETIVOS PARTICULARES

Definir y conceptualizar lo que se entiende por distorsión armónica así como sus características eléctricas, valores, rangos y circuitos equivalentes y circuitos generadores.

Determinar el comportamiento de armónicas en circuitos eléctricos puros y combinados

Determinar las características eléctricas de un transformador de distribución, así como sus circuitos equivalentes.

1.4 HIPÓTESIS

La distorsión armónica de la corriente de carga de transformadores de distribución afecta su capacidad.

1.5 MARCO TEÓRICO CONCEPTUAL

La capacidad de un transformador de distribución es afectada directamente por la distorsión armónica.

1.6 METODOLOGÍA

Investigación documental.

Investigación en medios electrónicos.

Recopilación de información de las fuentes anteriores.

Concentración y clasificación de la información.

Análisis de datos e información.

ARMÓNICAS

1.7 FUENTES SENOIDALES

Para poder determinar los efectos de la distorsión de una magnitud eléctrica sinodal debemos partir de cuáles son las características de la magnitud en estado estable. Esta sección presenta los aspectos más relevantes de las magnitudes o funciones senoidales en estado estable, o funciones senoidales forzadas. En ingeniería eléctrica, las funciones forzadas senoidales son particularmente importantes puesto que las fuentes de poder y las señales de comunicación se transmiten generalmente como senoides o senoides modificadas, la función forzada produce una respuesta forzada mientras que la respuesta natural es causada por la dinámica interna del circuito por lo que normalmente declinará en sus características al cabo de cierto periodo de tiempo, en cambio la respuesta forzada continuará indefinidamente mientras la fuente que la origina esté conectada al circuito.

Considerando la función forzada del tipo

$$V_f = V_m \text{SEN}(\omega t) \quad (\text{EC 1.7.1})$$

O en el caso de una fuente de corriente

$$I_f = I_m \text{SEN}(\omega t) \quad (\text{EC 1.7.2})$$

La amplitud de la senoide es V_m para el caso de la ec-1, e I_m para el caso de ec-2, para ambos casos la unidad de medida de la frecuencia está dada en radianes, ω (rad/seg).

La senoide es una función periódica definida por la propiedad:

$$X(t + T) = X(t) \quad (\text{EC 1.7.3})$$

Para toda t , donde T , es el periodo de oscilación, el recíproco de T define la frecuencia o número de ciclos por segundo, denotada por f donde:

$$F = 1/T \quad (\text{EC 1.7.4})$$

La frecuencia f está en ciclos por segundo, más comúnmente llamados Hertz, por tanto, la frecuencia angular (en radianes) de la función senoidal es:

$$\omega = 2\pi n F = 2\pi \text{ - RAD/SEG} \quad (\text{EC 1.7.5})$$

Para el voltaje de la fuente de la ec-1 el valor máximo es V_m . Si el voltaje senoidal tiene asociado un desfase ϕ , en radianes, el voltaje de la fuente es:

$$V_f = V_m \text{SEN}(\omega T + \phi) \quad (\text{EC 1.7.6})$$

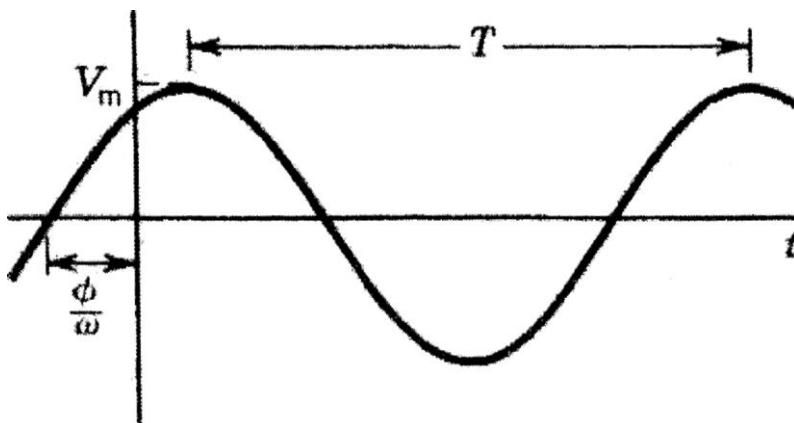


FIGURA 1.7.1

El voltaje senoidal de la ecuación 1.7.6, está representado por la figura 1.7.1, normalmente aquí se consideran ωt y ϕ en radianes, aunque en muchas ocasiones se emplean grados como convenio para indicar el ángulo total. Ambos enfoques en el empleo de unidades son adecuados en tanto se aclare la notación que se está empleando.

Convencionalmente el ángulo ϕ puede expresarse en grados, se encontrará la notación:

$$V_f = V_m \text{SEN}(\omega T + 30^\circ) \quad (\text{EC1.7.7})$$

O de forma alterna

$$V_f = V_m \text{SEN}(\omega T + \pi/6) \quad (\text{EC 1.7.8})$$

La respuesta de un circuito a una función forzada del tipo:

$$V_f = V \cdot \text{COS}(\omega T) \quad (\text{EC 1.7.9})$$

Producirá una respuesta forzada de la forma

$$V_f = A \text{COS} \omega T + B \text{SEN} \omega T \quad (\text{EC1.7.10})$$

Esta ecuación también puede escribirse como:

$$COSuT + jI = SENa)T) \quad (EC 1.7.11)$$

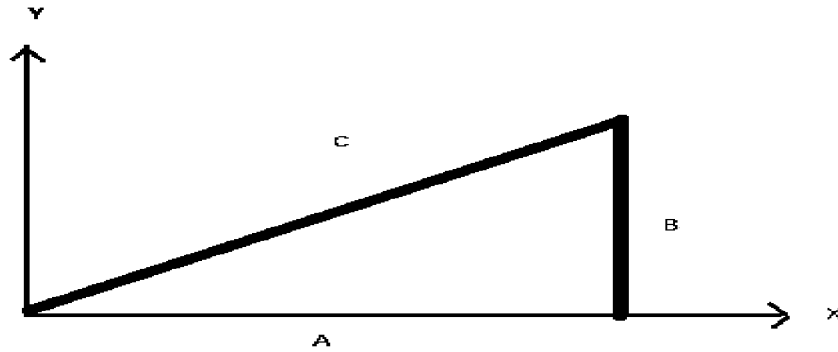


FIGURA 1.7.2

Obsérvese el triángulo mostrado en la figura número 1.7.2 y nótese que:

$$SEN \theta = B / \sqrt{A^2 + B^2} \quad (Ec 1.7.12)$$

$$COS \theta = A / \sqrt{A^2 + B^2} \quad (Ec 1.7.13)$$

Entonces se tiene para V_f^\bullet :

$$V_f^\bullet = y_i A^2 + B (COS \theta * COSuT + SEN \theta * SENuT) \quad (EC 1.7.14)$$

No obstante la ecuación número 1.7.14 también puede escribirse como:

$$V_f^\bullet = y_i A^2 + B^2 * COS(uT - \theta) \quad (Ec 1.7.15)$$

Donde:

$$\theta = TAN^{-1}(B/A) \quad (Ec 1.7.16)$$

En consecuencia, si un circuito tiene una función forzada del tipo:

$$V^\bullet = V^\bullet COS(uT) \quad (Ec 1.7.17)$$

La respuesta forzada resultante es:

$$V_f^\bullet = ACOSuT + BSENuT \quad (EC 1.7.18)$$

$$V_{fo} = y_i A^2 + B^2 * COS(uT - \theta) \quad (EC 1.7.19)$$

Donde:

$$\theta = \text{TAN}^{-1}(B/A) \quad (\text{Ec 1.7.20})$$

A y B aparecen como en la figura número 1.7.2

1.8 CONCEPTO DE DISTORSIÓN DE UNA MAGNITUD ELÉCTRICA SENOIDAL

Una vez que hemos definido el concepto de función forzada senoidal libre de alteraciones en sus características, misma función que es la representación de una magnitud eléctrica senoidal "pura", podemos introducir un nuevo concepto, el concepto de distorsión de una magnitud eléctrica. Distorsión de una magnitud eléctrica es comúnmente definida como la desviación indeseable en las características de la onda de esa magnitud, cuando se encuentra en estado estable, y es caracterizada principalmente por el contenido espectral de la desviación. La gráfica siguiente muestra algunos tipos de ondas que en esencia son ondas de tipo senoidal que han sufrido algún tipo de afectación a sus características, han sufrido distorsión.

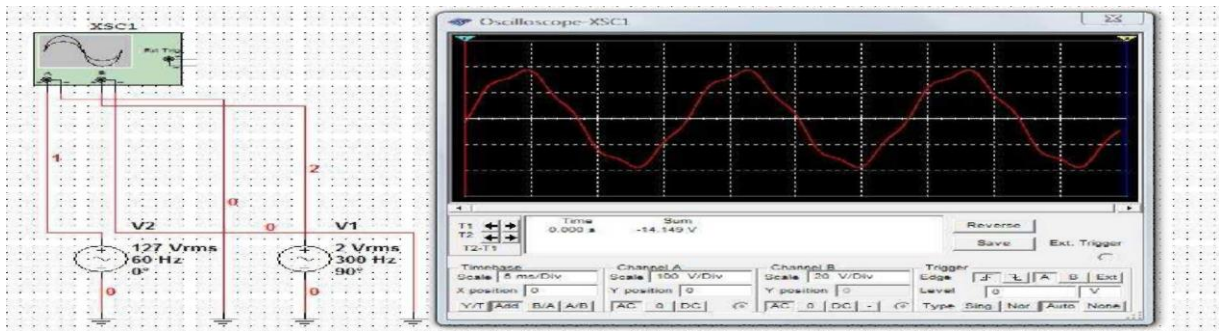


FIGURA 1.8.1

1.9 FENÓMENOS CAUSANTES DE DISTORSIÓN DE UNA MAGNITUD ELÉCTRICA SENOIDAL

Los principales fenómenos causantes de distorsión electromagnética según clasificación del IEE Fenómenos conducidos en baja frecuencia

- Armónicas.
- Inter armónicas.
- Señales de sistemas tales como el carrier en líneas de potencia.
- Fluctuaciones de voltaje.
- Interrupciones de voltaje.
- Desbalanceo de voltaje.

- Variaciones en la frecuencia del sistema de potencia . Fenómenos relacionados con radiación de baja frecuencia

- Campos magnéticos.
- Campos eléctricos.

Fenómenos conducidos de alta frecuencia

- Voltajes o corrientes inducidos.
- Transitorios unidireccionales.
- Transitorios oscilatorios.

Fenómenos de alta frecuencia radiados

- Campos magnéticos.
- Campos eléctricos.
- Campos electromagnéticos.

Ondas continuas

- Transitorios.

1.10 CATEGORÍAS DE LOS FENÓMENOS CAUSANTES DE DISTORSIÓN DE UNA MAGNITUD ELÉCTRICA SENOIDAL

CATEGORÍAS	CONTENIDO ESPECTRAL TÍPICO	DURACIÓN TÍPICA	MAGNITUD DE VOLTAJE TÍPICA
TRANSITORIOS			
IMPULSIVOS			
NANOSEGUNDO	5 Ns de elevación	Menor a 50 nseg	
MICROSEGUNDO	1 micro seg de elevación	50 nseg a 1 mili seg	
MILISEGUNDO	0.1 mili seg de elevación	Mayor a 1 mili seg	
OSCILATORIO			
BAJA FRECUENCIA	Menor a 5 khz	.3 a 50 mili seg	0-4 P.U:
MEDIA FRECUENCIA	5 - 500 Khz	20 micro seg	0-8 P.U:
ALTA FRECUENCIA	0.5 - 5 MHz	5 microseg	0-4 P.U:
VARIACIONES DE CORTA DURACIÓN			
INSTANTANEOS			
INTERRUPCION		0.5 - 30 ciclos	Menor a 0.1 P.U
CAÍDAS		0.5 - 30 ciclos	0.1 a 0.9 P.U
SUBIDAS		0.5 - 30 ciclos	1.1 a 1.8 P.U
MOMENTANEO			
INTERRUPCION		30 ciclos a 3 segundos	Menor a 0.1 P.U
CAÍDAS		30 ciclos a 3 segundos	0.1 a 0.9 P.U
SUBIDAS		30 ciclos a 3 segundos	1.1 a 1.2 P.U.
TEMPORALES			
INTERRUPCION		3 seg a 1 minuto	
CAIDAS		3 seg a 1 minuto	
SUBIDAS		3 seg a 1 minuto	
LARGA DURACIÓN			
INTERRUPCION SOSTENIDA		Mayor a 1 minuto	0.0 P.U
BAJO VOLTAJES		Mayor a 1 minuto	0.8 a 0.9 P.U
SOBREVOLTAJES		Mayor a 1 minuto	1.1 a 1.2 P.U
DESBALANCEO DE VOLTAJES		Estado estable	0.5 a 2 %
DISTORSIÓN DE ONDA			
DC OFFSET		Estado estable	0 a 0.1 %
ARMONICAS	0.100 cntma armónica	Estado estable	0 a 20 %
INTERARMONICAS	0-6 khz	Estado estable	0 a 2 %
CORTES		Estado estable	
RUIDO	Menor a 25 hz	Estado estable	0 a 1 %
FLUCTUACIONES DE VOLTAJE	Menor a 25 hz	Intermitente	0.1 a 7 %

TABLA 1.10.1

1.11 CARACTERÍSTICAS DE DISTORSIÓN ASÍ COMO SUS ORÍGENES Y ASPECTOS DE LA FORMA DE ONDA QUE AFECTAN

Afectaciones a la continuidad, a su magnitud o ambas

- > Transitorios: se define como el evento que es indeseable pero momentáneo en naturaleza, o también se define como: aquella parte del cambio en una variable que desaparece durante la transición de una condición de estado estable a otra.

- > Variaciones de voltaje de larga duración: estas variaciones rodean desviaciones en los valores *rms*, a frecuencias del sistema de potencia en periodos mayores a 1 minuto, este tipo de variaciones puede ser de ambos tipos sobre voltajes o bajo voltajes. Estas últimas variaciones generalmente no son resultado de fallas del sistema, pero sí son causadas por variaciones en la carga del sistema y operaciones de switcheo.

- > Interrupciones sostenidas: cuando el voltaje de alimentación ha sido cero por un periodo de tiempo mayor a 1 minuto, la variación de voltaje de larga duración es considerada una interrupción sostenida. Interrupciones de voltaje mayores a 1 minuto son frecuentemente permanentes y requieren intervención humana para restauración o reparación.

- > Variaciones de voltaje de corta duración: son causadas por condiciones momentáneas, la energización de grandes cargas las cuales requieren grandes corrientes de arranque.

- > Interrupciones: una interrupción ocurre cuando el voltaje suministrado o la corriente de carga disminuyen a un valor menor a 0.1 pu, por un periodo de tiempo que no exceda a 1 minuto.

- > Dc offset: este efecto es debido a la presencia de un voltaje directo o corriente directa, y puede ocurrir como resultado de un disturbio geomagnético (tormenta solar) o también puede ser debida al efecto de rectificación de media onda, o alargadores de vida de focos incandescentes, ya que pueden consistir de diodos que reducen los valores rms de voltaje, ya que rectifican media onda. La presencia de

corriente directa en sistemas de corriente alterna puede tener efecto detrimento en los núcleos de los transformadores y de ahí que se saturan durante su operación normal, esto ocasiona calentamiento adicional y pérdida de vida del transformador. La presencia de corriente directa puede causar también corrosión electrolítica de los electrodos de tierra y conectores.

- > Transitorios oscilatorios: es un cambio repentino en condición estable de voltaje, corriente o ambos y a una frecuencia que no es la del sistema de potencia que incluye ambos valores de polaridad, positivos y negativos. Consiste de cambios de polaridad instantáneos y es ocasionado por la energización de un banco de capacitores o, un transitorio causado por la ferro resonancia de un transformador sin carga.

1.12 TIPOS DE DISTORSIÓN DE UNA MAGNITUD ELÉCTRICA SENOIDAL

Inter armónicas

Se definen como voltajes o corrientes que tienen componentes de frecuencias que no son múltiplos enteros de la frecuencia a la cual operan los sistemas de abastecimiento, pueden aparecer como frecuencias discretas o como un espectro de banda ancha.

Corte o notching

Es un disturbio periódico de voltaje o corriente causado por la operación normal de equipos electrónicos de potencia cuando la corriente es conmutada de una fase a otra, debido a que el notching ocurre continuamente, puede ser caracterizado por medio del espectro armónico del voltaje afectado; sin embargo es tratado especialmente, los componentes de frecuencia asociados con el notching pueden ser relativamente altos y pudiesen no ser caracterizados con equipo de medición de armónicas.

Ruido

Se define como señales eléctricas indeseables con contenido espectral en un ancho de banda menor a 200 khz, superpuestas sobre el sistema de voltaje o corriente de potencia, o se encuentra también en conductores de neutro o líneas de señal.

Armónicas

Las armónicas son voltajes o corrientes sinusoidales que tienen frecuencias que son múltiplos enteros de la frecuencia a la cual el sistema abastecedor es operado.

1.13 CONCEPTO DE ARMÓNICAS

Las armónicas son voltajes o corrientes sinusoidales que tienen frecuencias que son múltiplos enteros de la frecuencia a la cual el sistema abastecedor es diseñado para operar y son por lo general clasificadas como indeseables. Estas corrientes indeseables se suman y restan a la fundamental dando como resultado un tipo de onda compleja, distorsionada. Estas formas de onda complejas distorsionadas pueden ser descompuestas en una suma de la frecuencia fundamental y sus armónicas. Tienen su origen en las características no lineales de los equipos y cargas del sistema de potencia, los niveles de armónicas son descritos completamente por el espectro armónico con magnitudes y ángulos de fase de cada componente armónico individual, es común también utilizar un término, *thd*, (*total harmonic distortion*), como la medida efectiva del valor de presencia de armónicas.

1.14 ONDAS NO SINUSOIDALES COMPLEJAS

En muchas ramas de la ingeniería eléctrica las ondas no sinusoidales son tan comunes como las sinusoidales y en todas las ramas se encuentran ocasionalmente ondas no sinusoidales o también conocidas como ondas complejas.

La mayor parte de las ondas no sinusoidales que se encuentran en ingeniería eléctrica pueden ser expresadas en función de componentes sinusoidales de diferentes frecuencias, en estas condiciones cada componente sinusoidal puede ser tratado de acuerdo con las leyes que regulan los cálculos de ondas sinusoidales, los resultados de todos los análisis pueden ser combinados de acuerdo con ciertas leyes, para formar el análisis compuesto al final.

1.15 FUNCIONES PERIODICAS NO SINUSOIDALES

Para poder aplicar un procedimiento apto, es necesario definir y exponer algunos conceptos

Si dos funciones sinusoidales:

$$F_1(T) = B_1 * \text{SEN } wT \quad (\text{EC 1.15.1})$$

Y

$$F_2(T) = B_2 * \text{SEN } 2wT \quad (\text{EC 1.15.2})$$

Se suman para dar: $F_3(T)$

$$F_3(T) = B_1 * \text{SEN } \omega T + B_2 * \text{SEN } 2\omega T \quad (\text{EC 1.15.3})$$

Donde $F_3(T)$ será una función periódica de periodo:

$$T = 2 * \pi / (\omega)$$

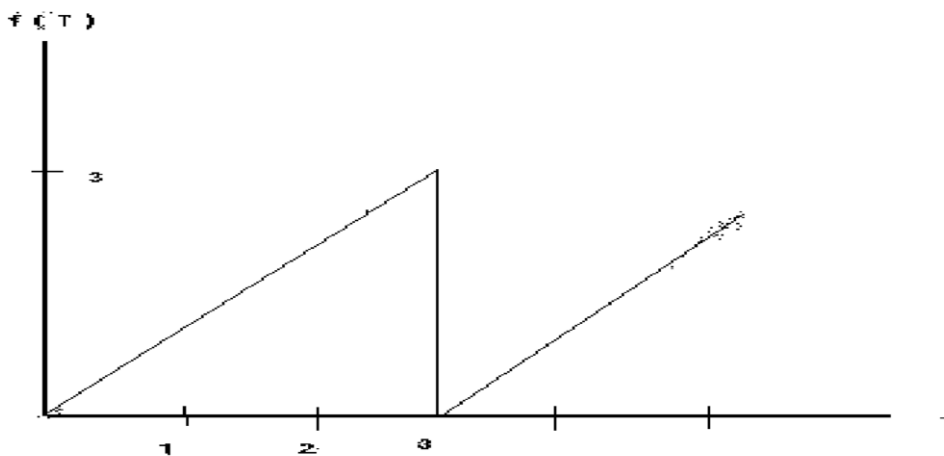
Ya que:

$$F_3(T) + \dots = B_1 * \text{SEN } (\omega T + 2 * \pi T) + B_2 * \text{SEN } (2\omega T + 4 * \pi T) = F_3(T) \quad (\text{EC 1.15.4})$$

Si observamos cuidadosamente en la ecuación:

$$F(T) = C_0 + C_1 \text{COS}(\omega T + \phi_1) + C_2 \text{COS}(2\omega T + \phi_2) + \dots + C_n \text{COS}(\omega n T + \phi_n) \quad (\text{EC 1.15.5})$$

Es también periódica, con periodo $T = 2 * \pi / \omega$, si n es un número entero, en términos generales las funciones periódicas pueden representarse como suma de funciones sinusoidales, en la forma de la ecuación 25, estas sumas pueden tener un número finito o infinito de términos. En la práctica, puede tomarse un número finito como aproximación, con el grado de exactitud que se desee de una función periódica dada.



FG1.15.1

La onda de la gráfica anterior puede sustituirse aproximadamente por la suma de un término constante y los cuatro términos sinusoidales dados en la siguiente ecuación:

$$i(T) = \frac{3}{2} - \frac{3}{7T} \left(\frac{1}{3} \text{SEN}^{2\pi} / 3T + \frac{1}{2} \text{SEN} 4\pi/2T + \frac{1}{3} \text{SEN} 6\pi/T + \frac{1}{4} \text{SEN} 8\pi/4 \right) \quad (\text{EC 1.15.6})$$

Onda cuyo periodo es 3 supongamos que esta onda se aplica a la combinación en serie de una resistencia de 10 y una inductancia de $\frac{3}{n}H$. supongamos que se quiere hallar la corriente en 10égimen permanente de circuito por el teorema de superposición, sabemos que la respuesta a varias fuentes es la suma de las respuestas a cada una de ellas que podemos obtener con la ecuación:

$$i(T) = V_0 + \sum_{k=1}^4 V_k(T) : V_k = -3/k\pi \text{SEN}(k2\pi T/3) : V_0 = \frac{3}{2} \quad (\text{EC 1.15.7})$$

1.16 FUNDAMENTAL Y ARMÓNICAS

En correspondencia con una cierta frecuencia w , la función sinusoidal $C_1 \text{COS}(wt + 0J$, se denomina función fundamental, o, simplemente fundamental para cualquier número entero n , la función sinusoidal $C_n \text{COS}(n + t\theta_n)$ se llama armónica del fundamental $C_1 \text{COS}(wt + \theta - J$. Para una fundamental y sus armónicos, no hay restricción alguna a los valores, o valores relativos de C_1 , θ_1 , C_n , θ_n . La suma de una fundamental y sus armónicos es una función periódica, cuyo periodo es el del fundamental esto se generaliza de la siguiente forma:

$$f(X) = I^k Z_0 C_k \text{COS}\{KuT + \langle p_k \rangle \quad (\text{EC 1.16.1})$$

Si la suma infinita existe, es decir es convergente, esta función representa una función periódica de periodo $\frac{2^n}{M}$ esto se deduce de que cada término de la suma tiene el periodo $\frac{2^n}{M}$ y, por consiguiente su suma tien el periodo $\frac{2^n}{M}$ de forma que:

$$f\{T\} = f\{T + \frac{2^n}{M}\} \quad (\text{EC 1.16.2})$$

Ejemplo: para una suma de cuatro términos se utilizaría la siguiente ecuación:

$$f(T) = - \sum_{n=1}^4 \text{SEN} nT \quad (\text{EC 1.16.3})$$

1.17 ANÁLISIS DE ONDAS EN CIRCUITOS DE CORRIENTE ALTERNA

Generalmente se obtiene un registro fotográfico de la onda mediante el análisis oscilográfico o algún otro medio. La determinación de la ecuación de Fourier para una determinada onda, se llama análisis de ondas el análisis de ondas consiste simplemente en determinar los coeficientes A_0 A_1 B_1 etc., de la ecuación 31 .estos coeficientes se determinan ejecutando en la ecuación 31 una operación que elimine todos los términos, excepto la cantidad deseada.

Entonces puede determinarse el valor del coeficiente deseado. Así, para determinar A_0 es necesario simplemente multiplicar la ecuación por dx e integrar entre 0, π , 2π , como se muestra enseguida.

$$y = f(x) = A_0 + A_1 \text{SEN}x + B_1 \text{COS}x + A_0 + A_2 \text{SEN}2x + B_2 \text{COS}2x + \dots + A_n \text{SEN}nx + B_n \text{COS}nx \quad (\text{EC 1.17.1})$$

O

$$\int_0^{2\pi} y dx = A_0 \int_0^{2\pi} dx = 2\pi A_0 \quad (\text{EC 1.17.2})$$

$$A_0 = 1/2\pi \int_0^{2\pi} y dx \quad (\text{EC 1.17.3})$$

1.18 POTENCIA DEBIDA A VOLTAJES Y CORRIENTES NO SINUSOIDALES

La expresión de la potencia media en general está dada por:

$$e = E_{m1} \text{SEN}(\omega t + a_1) + E_{m2} \text{SEN}(2\omega t + a_2) + \dots + E_{mn} \text{SEN}(n\omega t + a_n)$$

$$i = I_{m1} \text{SEN}(\omega t + a_x) + I_{m2} \text{SEN}(2\omega t + a_2) + \dots + I_{mn} \text{SEN}(n\omega t + a_n)$$

$$P = 1/T \int e i dt$$

Al ser desarrollada, esta ecuación da productos de términos de frecuencias diferentes y productos de términos de frecuencias iguales. La integral de los productos de términos de frecuencias desiguales, tomada a lo largo de un ciclo de la frecuencia más baja es cero esto deja solamente el producto de los términos de igual frecuencia tales como:

$$\int_0^T A \text{SEN}(m\omega t + \alpha) B \text{SEN}(m\omega t + \beta) dt$$

Que tenemos:

$$A/B * \text{COS}\{\alpha - \beta\}$$

Así la ecuación 1.16.3 toma la forma:

$$P = E_{m1} I_{m1} \text{COS}(\alpha_1 - \alpha_2) + E_{m2} I_{m2} \text{COS}(\alpha_2 - \alpha_2) + \dots$$

Puesto que:

$$E_{m1} I_{m1} / 2 \text{COS}(\alpha_1 - \alpha_2) + E_{m2} I_{m2} / 2 \text{COS}(\alpha_2 - \alpha_2) + \dots$$

La ecuación queda:

$$P = E_1 I_1 \text{COS}(\alpha_1 - \alpha_1) + E_2 I_2 \text{COS}(\alpha_2 - \alpha_2) + \dots$$

Cuando las ondas son no sinusoidales, la potencia media es la suma algebraica de las potencias representadas por armónicas correspondientes de voltaje y corriente. De componentes de voltaje y corriente de frecuencia desigual no resulta potencia media, siempre que el intervalo de tiempo escogido sea igual a un número entero de ciclos de la variación de más baja frecuencia.

VOLTAMPERIOS

Los voltamperios se determinan multiplicando el voltaje eficaz por la corriente eficaz. En general:

$$VA = EI = \sqrt{E_{m1}^2 + E_{m2}^2 + \dots} / \sqrt{2} * \sqrt{I_{m1}^2 + I_{m2}^2 + \dots} / \sqrt{2}$$

FACTOR DE POTENCIA

El factor de potencia para ondas no sinusoidales se define como la razón de la potencia a los voltamperios.

De aquí que:

$$\frac{E_{m2}^2 + \dots + /2 * \sqrt{I_{m1}^2 + I_{m2}^2} + \dots}{\dots}$$

Las condiciones en que el factor de potencia es igual a la unidad, cuando las ondas son no sinusoidales, se encuentra mediante la ecuación 34. para hacer el factor de potencia igual a 1 el numerador debe ser tan grande como sea posible.

De aquí que:

$$\cos(a_1 - a^{\wedge}) = \cos(a_2 - a_2) = \cos(a_3 - a_3) = \dots = 1$$

Entonces en la ecuación del factor de potencia, la expresión puede ser igual a la unidad solo si

$$E_1/I_1 = E_2/I_2 = E_3/I_3$$

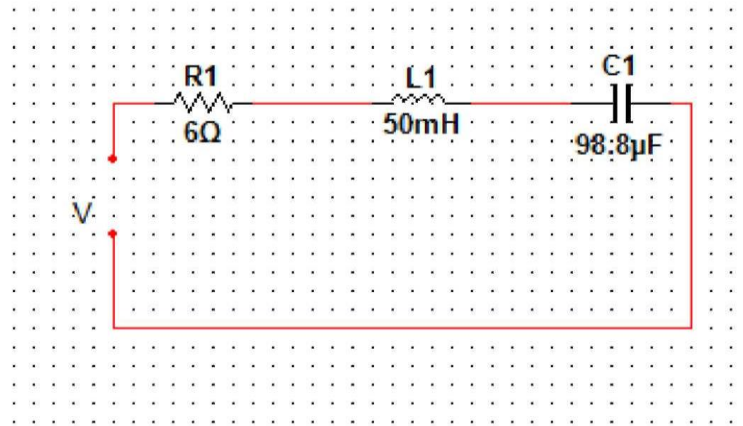
Para simplificar el desarrollo algebraico, tómense en cuenta únicamente la fundamental y una armónica

$$\frac{E_1 I_1 + E_2 I_2}{\sqrt{(E_1^2 + E_2^2) * (I_1^2 + I_2^2)}}$$

1.19 ANÁLISIS DEL CIRCUITO EN SERIE CUANDO LAS ONDAS SON NO SINUSOIDALES

El procedimiento es rápidamente comprendido con un ejemplo

Ejemplo demostrativo



1.19.1

Se da el circuito con los parámetros mostrados en la figura anterior Cuando ω es igual a 377 rad/seg y se ha impreso el voltaje

$$V=141.4SEN \omega t + 70.7SEN (3 \omega t+30^\circ) - 28.28SEN (5 \omega t-20^\circ)$$

- Encontrar la corriente i , que leería un amperímetro para la primera y tercera armónica
- También encuentre la potencia total disipada para la primera y tercera armónica.
- El valor eficaz de la caída de voltaje a través de la inductancia para la primera y tercera armónica.

Puesto que las reactancias inductivas y capacitivas son diferentes para frecuencias diferentes, cada armónica debe ser tratada separadamente. los índices 1,3,..5, designarán la fundamental, tercera y quinta armónicas, respectivamente. Pueden usarse valores máximos o *rms*, si se usan valores máximos, resultarán corrientes eficaces, cualquiera que se use, el resultado puede fácilmente ser transformado en el otro, si así se desea, puesto que los componentes *rms* de los componentes armónicos de voltaje, son en este caso números más fáciles de manejar.

La solución se intentará inmediatamente mediante el uso de valores *rms*

Para la frecuencia fundamental.

$$V_1 = 141.4 = 100 \text{ Volts} ; R_1 = 6\Omega ; X_{L1} = 377 * 0.05 = 18.85\Omega$$

$$X_{C1} = 10^6 / 377 * 988 = 26.85\Omega ; Z_1 = 6 + j18.85 -$$

$$j26.85 = 6 - j8 = 10\Omega. I_1 = V_1 / Z = 100 / 10 = 10 \text{ Amperes}$$

Observamos que: I_1 se adelanta a V_1

Aplicando las ecuaciones correspondientes obtenemos: $P_1 = 600 \text{ WATTS}; V_{L1} = 188.5 \text{ VOLTS}$

Igualmente aplicando una metodología similar para la tercera armónica tenemos:

$$V_3 = 50 \text{ VOLTS};$$

$$R_3 = 6\Omega$$

$$X_{L3} = 3X_{L1} = 56.55$$

$$\Omega ; X_{C3} =$$

$$8.95\Omega ;$$

$$Z_3 = 48\Omega.$$

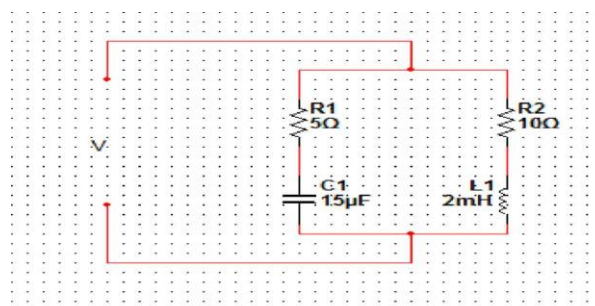
$$I_3 = 1.03A$$

Aquí observamos que: I_3 se retrasa con respecto a V_3

Aplicando las ecuaciones correspondientes obtenemos: $P_3 = 6.48 \text{ WATTS}; V_{L3} = 58.9 \text{ VOLTS}$

1.20 ANÁLISIS DEL CIRCUITO EN PARALELO

Este problema no es perceptiblemente diferente al circuito serie



Dado el circuito mostrado en la figura anterior, con las constantes de 60 ciclos como se muestran, cuando se tiene un voltaje

$$V = 141.4 \text{SE}N_{ut}t + 70.7 \text{SE}N(3\omega t + 30^\circ) - 28.28 \text{SE}N(5\omega t - 20^\circ)$$

Encontrar

- El valor amperimétrico de la corriente total i ;
- La corriente en cada rama,
- La potencia disipada por cada rama,
- La potencia total disipada,
- La ecuación de la corriente resultante.

Tenemos $\omega = 377 \text{ rad/seg}$; $V = 141.4 / \sqrt{2} = 100 \text{ VOLTS}$; $V_I = 100 + j0 \text{ VOLTS}$

$$I_{AB1} = 100(5+j15) / (5-j15)(5+j5) = 2+j6 = 6.33 \text{ AMP}$$

$$I_{CD1} = 100 / 10 + j2 = 9.62 - j1.925 = 9.82 \text{ AMP}$$

$$I_{FE1} = I_{ab1} + I_{CD1} = 11.62 + j4.075 = 12.33 \text{ AMP}$$

Observamos que I_{FE1} se adelanta a la fundamental de voltaje por $\text{TAN}^{-1}(4.075/11.62) = 19.4^\circ$, así mismo tenemos $P_{AB1} = \text{et} + \text{ei}'' = 100 * 2 = 200 \text{ WATTS}$ y finalmente $P_{CD1} = 100 * 9.62 = 962 \text{ WATTS}$

TERCERA ARMÓNICA

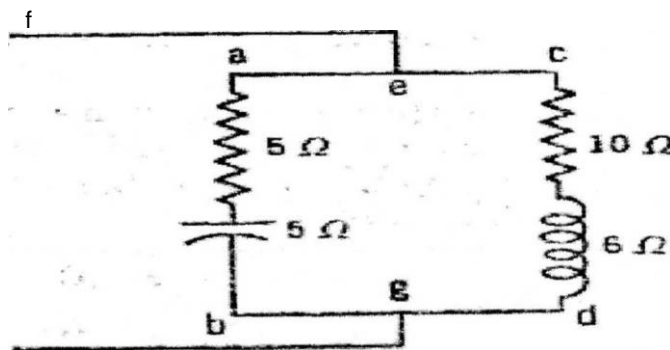


FIG 1.20.2

En la figura anterior se muestra el circuito con los parámetros para la tercera armónica, solo es necesario cambiar las reactancias antes de proceder como anteriormente.

$$V_3 = \frac{70.7}{\sqrt{2}} = 50 \text{ VOLTS}$$

Tómese V_3 a lo largo del eje de referencia para la tercera armónica en este tipo de análisis debe escogerse en cada caso particular el eje de referencia más conveniente

$$V_3 = 50 + 70 \text{ volts } (4B3 = \frac{50}{(5 - y_{15})} = 5$$

$$+ / 5 = 7.07 \text{ AMP } L_{CD3} = \frac{50}{10 + y_6} = 3.68$$

$$\frac{72.21}{\sqrt{2}} = 4.3 \text{ AMP}$$

$$I_{e3} = W + I_{CD3} = 8.68 + 72.79 = 9.11$$

AMP

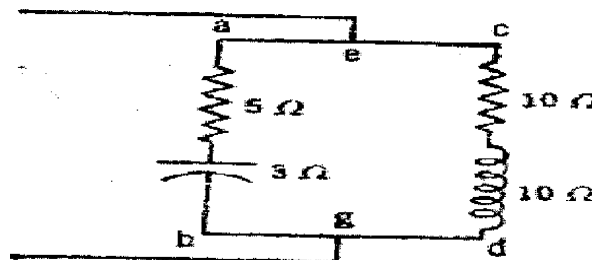
I_{e3} Se adelanta a la fundamental de voltaje por: $\tan^{-1} \frac{2.79}{8.68} = 17.85^\circ$

$$P_{IB3} = e_3 i_3 + e' Y'' = 50 * 5$$

$$\text{WATTS} = 250 \text{ WATTS } P_{CD3} = 50 * 3.68 =$$

184 WATTS

FIG 1.20.2



QUINTA ARMÓNICA

El circuito con parámetros para la quinta armónica se muestra en la figura anterior

$$V_1 = 141.4 / r = 100 \text{ VOLTS DE MAGNITUD}$$

$$V_1 = 100 + j0$$

VOLTS

$$I_{AB1} = 100(5+j15) / (5-j15)(5+j5) = 2+j6 = 6.33 \text{ AMP}$$

$$I_{CD1} = 100/10+j2 = 9.62-j1.925 = 9.82 \text{ AMP}$$

$$I_{fe1} = I_{AB1} + I_{CD1} = 11.62+j4.075 = 12.33 \text{ AMP}$$

I_{FE1} Se adelanta a la fundamental de voltaje por: $TAN^{-1} (4.075/11.62) = 19.4^\circ$

$$P_{AB1} = e i + e i = 100 * 2 \text{ WATTS} = 200 \text{ WATTS} \quad P_{CD1} =$$

$$100 * 9.62 \text{ WATTS} =$$

$$962 \text{ WATTS}$$

1.21 DISTORSIÓN ARMÓNICA

Conceptualización

La distorsión armónica es causada por equipos y o cargas no lineales en el sistema de potencia, un dispositivo no lineal es aquel en el cual la corriente no es proporcional al voltaje aplicado, un ejemplo ilustrativo sencillo lo es un voltaje sinusoidal aplicado a un sencillo resistor no lineal en el cual el voltaje y la corriente varían en forma diferente, mientras que el voltaje aplicado es perfectamente senoidal la corriente está distorsionada. Incrementar el voltaje en algún porcentaje pequeño, podría causar que la corriente se duplique y que tome una forma de onda diferente, esto en esencia es la fuente de distorsión armónica en el sistema de potencia.

Haciendo un análisis de lo anterior podemos demostrar que cualquier forma de onda periódica distorsionada puede ser expresada como una suma de senoides, esto es, cuando la forma de onda es idéntica de un ciclo a otro puede ser representada como una suma de ondas senoidales puras, en las cuales la frecuencia de cada senoide es un entero múltiplo de la frecuencia fundamental de la onda distorsionada, éste múltiplo es llamado armónica de la fundamental, la ventaja de utilizar series de Fourier para representar formas de onda distorsionadas es que es mucho más fácil encontrar la respuesta del sistema a una entrada que es senoidal. Técnicas convencionales de análisis en estado estable pueden ser utilizadas, el sistema es analizado separadamente para cada armónica y después las salidas debidas a cada frecuencia son combinadas para formar una nueva serie de Fourier, de las cuales la forma de onda puede ser computada y analizada si se desea, frecuentemente sólo las magnitudes de las armónicas son de interés.

Cuando ambos medios ciclos de una forma de onda, el positivo y el negativo tienen forma idéntica la serie de Fourier contiene únicamente armónicas impares, esto ofrece una gran simplificación para el estudio de la mayoría de sistemas de potencia porque la mayoría de equipos generadores de armónicas lucen igual en ambas polaridades, de hecho la presencia de armónicas pares, es frecuentemente una guía de que algo está mal.

Usualmente las armónicas de muy alto orden (mayor al 25 o 50 dependiendo del sistema) son imperceptibles para el análisis del sistema de potencia, también es difícil obtener información suficiente a estas frecuencias debido a la sensibilidad y capacidad de los equipos de recolección de datos a estas frecuencias.

Si nosotros abriéramos el sistema de potencia y puenteamos los elementos como es práctica común, la vasta mayoría de las no linealidades en el sistema se encontrarán precisamente en elementos puenteados (cargas). La impedancia serie del sistema de potencia es remarcablemente lineal, en transformadores también la fuente de armónicas es la impedancia magnetizante, de ahí que las principales fuentes generadoras de armónicas de distorsión son finalmente las cargas del usuario final. Esto no significa que todos los usuarios que experimentan distorsión armónica sea porque son por sí mismos generadores de armónicas, sin embargo, esa distorsión armónica generalmente se ocasiona por una combinación de cargas del usuario.

DISTORSIÓN DE VOLTAJE VERSUS DISTORSIÓN DE CORRIENTE

La palabra armónicas es frecuentemente utilizada por sí misma sin aclaración adicional, por ejemplo, es común escuchar que un variador de velocidad ajustable o un equipo de inducción no pueden funcionar adecuadamente debido a presencia de armónicas en la red de alimentación eléctrica, que significa esto?, podría significar una de tres cosas:

- 1 El voltaje de armónicas es muy alto o muy distorsionado para que el sistema de control determine los ángulos de disparo.
- 2 Las corrientes armónicas son muy grandes para la capacidad de algunos equipos en el sistema de abastecimiento de potencia tal como un transformador y la máquina debe ser operada a un nivel menor de potencia al adecuado.

- 3 Los voltajes armónicos son tan grandes que las corrientes armónicas producidas por el equipo son muy grandes para la condición de operación dada del sistema.

Como es sugerido por lo anterior, hay causas y efectos separados para los voltajes y corrientes así como también una relación entre ellos.

Cargas lineales aparentan ser fuentes de corrientes armónicas en derivación con corrientes armónicas inyectándose al sistema de potencia para simplicidad de análisis es suficiente tratar estas cargas generadores de armónicas simplemente como fuentes de corriente.

Asumiendo un circuito serie inductor-resistor, al que se le aplica una fuente de voltaje pura senoidal, tendremos distorsión de voltaje que es resultado de una corriente distorsionada pasando a través de la inductancia lineal de nuestro sistema de abastecimiento de potencia, aunque hemos asumido que el bus de abastecimiento contiene únicamente voltajes a frecuencias fundamentales, las corrientes armónicas que pasan a través de la impedancia del sistema causan una caída de tensión para cada armónica. Esto resulta en voltaje armónico apareciendo en el bus de carga, esta cantidad de distorsión de voltaje depende de la impedancia y de la corriente, suponiendo que en nivel de distorsión del bus permanece dentro de niveles aceptables (menor a 5%) la cantidad de corriente armónica producida por la carga es próxima a una cantidad constante para cada nivel de carga.

Mientras que las armónicas de la corriente de carga causan la distorsión del voltaje se debe notar que la carga no tiene control sobre la distorsión del voltaje, esta misma carga en dos locaciones diferentes en el sistema de potencia resultará en dos valores diferentes de distorsión de voltaje. El reconocimiento de este hecho es la base para la división de responsabilidades para el control de armónicas que se encuentran en estándares internacionales como el estándar del IEEE 519-1992.

ARMÓNICAS CONTRA TRANSITORIOS

La distorsión armónica es responsable de muchos disturbios eléctricos que son actualmente considerados como transitorios. Una medición del evento puede mostrar una forma de onda distorsionada con componentes obvios de alta frecuencia, aunque los disturbios transitorios contienen componentes de alta frecuencia, transitorios y armónicos, son fenómenos diferentes y son analizados por separado. Formas de onda de transitorios exhiben altas frecuencias brevemente sólo después de que ha habido un cambio abrupto en el sistema de potencia, las frecuencias no son necesariamente armónicas, ellas son las frecuencias naturales del sistema en el momento de la operación de switcheo, estas frecuencias no guardan relación con la frecuencia fundamental del sistema.

Armónicas, por definición ocurren en el estado estable-estable y son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental. La distorsión de la forma de onda que producen las armónicas, está presente continuamente o al menos por muchos

segundos, los transitorios son generalmente disipados después de algunos ciclos, además de que los transitorios son asociados con cambios en el sistema, tales como el switcheo de un banco de capacitores, mientras que las armónicas son asociadas con la operación continua de la carga.

Un caso en el cual la diferencia entre armónicas y transitorios es imperceptible, es la energización del transformador, este es un evento transitorio pero puede producir considerable distorsión de la forma de onda por muchos segundos y es sabido también que es causante de excitar resonancias del sistema.

DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL Y VALOR RMS

Hay numerosas medidas comúnmente utilizadas para indicar el contenido armónico de una forma de onda con un número sencillo, uno de los más comunes

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h_{max}} M_h^2}}{M_1} \quad (\text{EC 1.21.1})$$

es llamado "*total de distorsión armónica*" (thd, total harmonic distortion), la cual puede ser calculada para voltaje o corriente:

Donde M_h es el valor rms del componente armónico h de la cantidad m , thd es una medida del valor efectivo de los componentes armónicos de la forma de onda distorsionada, esto es, el valor potencial de afectación de potencia de las armónicas relativo a la fundamental.

El valor rms del total de la forma de onda no es la suma de los componentes individuales, sino que es la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados, thd , está relacionado al valor rms de la forma de onda como sigue:

$$rms = \sqrt{\sum_{h=1}^{h_{max}} M_h^2} = M_1 + \sqrt{1 + THD^2} \quad (\text{EC 1.21.2})$$

El valor thd es muy útil para muchas aplicaciones, aunque también tiene limitaciones, puede proporcionar una idea de que tanto calor adicional será realizado cuando un voltaje distorsionado es aplicado a una carga resistiva, adicionalmente puede dar una indicación de las pérdidas adicionales causadas por la circulación de corriente a través de un conductor; sin embargo, no es un buen indicador del voltaje de esfuerzo dentro de un capacitor porque está relacionado al valor pico de voltaje de la forma de onda y no su valor de calentamiento. Los voltajes armónicos son frecuentemente referenciados al valor fundamental de la forma de onda en el momento de la muestra, debido a que el voltaje varía sólo un poco por ciento, el voltaje thd , es casi siempre un valor

significativo, este no es el caso para una corriente, una pequeña corriente puede tener un valor alto de thd pero puede no ser significativa al sistema. De ahí que muchos equipos de reporte de thd estén basados en la muestra presente.

POTENCIA Y FACTOR DE POTENCIA

La distorsión armónica complica el computo de la potencia y el factor de potencia porque muchas de las simplificaciones que se utilizan no pueden ser aplicadas. Hay tres cantidades asociadas con la potencia: potencia aparente s , que es el producto del voltaje rms y la corriente, la potencia activa p la relación promedio de entrega de energía y la potencia reactiva q que es la porción de la potencia aparente que está fuera de fase o en cuadratura con la potencia.

A la frecuencia fundamental, es común relacionar estas cantidades como sigue:

$$P = S \cdot \cos \phi \quad (\text{EC 1.21.3})$$

$$Q = S \cdot \sin \phi \quad (\text{EC 1.21.4})$$

de donde ϕ es el ángulo entre el voltaje y la corriente, el factor $\cos \phi$ es comúnmente llamado el factor de potencia, sin embargo una más correcta definición del factor de potencia nos da la relación siguiente:

$$pf = p/s \quad (\text{EC 1.21.5})$$

donde s y p están definidas sin ambigüedad aun con voltaje y corriente distorsionados, mientras no haya un concepto claro del ángulo de fase que aplique a una situación de múltiple frecuencia:

$$s = V_{rms} * I_{rms} \quad (\text{EC 1.21.6})$$

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T V(t)i(t)dt \quad (\text{EC 1.21.7})$$

cuando el voltaje v , es enteramente frecuencia fundamental p se resuelve de acuerdo a la ecuación

$$P = V_{rms} I_{rms} \cos \theta_1 \quad (\text{EC 1.21.8})$$

La cual indica que la potencia activa promedio es una función solamente de cantidades de la frecuencia fundamental debido a que la distorsión del voltaje es generalmente muy baja (menor al 5%), que es una buena aproximación independientemente de que tan distorsionada esté la corriente. Por otro lado los términos potencia aparente, potencia reactiva, son grandemente afectados por la distorsión; la potencia aparente s es una medida del impacto potencial de la carga en la capacidad térmica del sistema, es proporcional a los rms de la corriente distorsionada y su computación es directa, aunque ligeramente más complicada que para el caso senoidal.

Hay muchos desacuerdos entre los analistas de armónicas en la forma de cómo definir q , en la presencia de distorsión armónica, sino fuera por el hecho de

que muchos sistemas miden q , y computan la demanda que se cobra para el factor de potencia computado por q , es más importante determinar p y s ; p define cuanta energía está siendo consumida mientras se define la capacidad del sistema de potencia requerida para entregar p , q actualmente no es muy útil por sí misma.

La potencia reactiva cuando hay distorsión presente tiene otra particularidad interesante, de hecho puede no ser aprobada llamarla potencia reactiva.

El concepto de flujo variable en un sistema de potencia es profundamente menospreciado para muchos ingenieros. lo que muchos no notan es que este concepto es válido solamente para el estado estable sinusoidal. cuando hay distorsión presente el componente de s que permanece después que es eliminado, no se conserva la suma en un nodo no es cero cantidades de potencia se suponen fluyendo alrededor del sistema en una manera conservadora. Esto no implica que p no sea conservadora o que la corriente no se conserve debido a la conservación de la energía y las leyes de Kirchhoff de corrientes que son aplicables a cualquier forma de onda. Los componentes reactivos actualmente suman cuadratura - raíz cuadrada de suma de cuadrados- esto ha dado pausa para que algunos analistas propongan que q sea usada para denotar los componentes reactivos que son conservados y se introduzca una nueva cantidad para los componentes que no lo son .Muchos llaman a esta cantidad d , por distorsión de potencia, o simplemente voltamperios distorsión, tiene unidades de volt amperes, pero puede no ser estrictamente apropiado referirse a esta cantidad como potencia, porque no fluye a través del circuito como se supone la potencia lo hace, en este concepto q , consiste de la suma de los valores reactivos tradicionales de potencia para cada frecuencia . d representa los productos punto o internos de voltaje y corriente a diferentes frecuencias, las cuales no producen potencia promedio. p , q , d , y s están relacionadas como sigue ,usando las definiciones para s y p a continuación, como punto de inicio:

$$S = QP^2 \quad (\text{EC 1.21.9})$$

$$\text{de ahí que: } D = \sqrt{S^2 - P^2} - Q^2 \quad (\text{EC 1.21.10})$$

TRIPLE ARMÓNICAS

Triple armónicas son los múltiplos impares de la tercera armónica $h=3,9,15,21$...ellos merecen consideración especial porque la respuesta del sistema es frecuentemente diferente para las triple armónicas que para el resto de las armónicas, las armónicas triples llegan a ser una importante aplicación de sistemas "y" aterrizados con flujo de corriente en el neutro. Dos problemas típicos son la sobrecarga e interferencia del neutro a líneas de teléfono, otro problema de equipos que mal operan es debido a que el voltaje línea a neutro es bastante distorsionado por las caídas de tensión debidas a armónicas triples en el conductor neutro.

Si asumimos un sistema "y" perfectamente balanceado y que las componentes armónicas de tercer orden están presentes, si sumamos las corrientes en el nodo "n", los componentes fundamentales de la corriente en el neutro se observara ser cero, pero los componentes de la tercera armónica son

tres veces las corrientes de fase de la tercera armónica debido a que coinciden naturalmente en fase y tiempo.

Las conexiones del bobinado del transformador tienen un impacto significativo en el flujo de corriente de las armónicas terceras desde cargas no lineales de fase sencilla. Si asumimos un transformador "y"-5", y suponemos que las corrientes armónicas triples son introducidas al sistema del lazo "y", mismas que están en fase y se suman en el neutro el bobinado "delta" provee un balance amperes vuelta de ahí que puedan fluir pero permanecen atrapadas en la delta y no se muestran en las corrientes de línea del lado delta. Cuando las corrientes están balanceadas las corrientes armónicas triples se comportan exactamente como corrientes de secuencia cero lo que es precisamente lo que ellas son. Este tipo de conexión de transformador es el más comúnmente empleado en subestaciones de distribución con el devanado delta conectado a la línea de transmisión alimentadora. Utilizando devanados "y" aterrizados en ambos lados del transformador permite a las armónicas triples balanceadas fluir del sistema de bajo voltaje al sistema de alto voltaje sin impedimento, estarán presentes en ambos lados en igual proporción.

Algunas aplicaciones importantes de este tipo de análisis de la calidad de potencia son: En transformadores, particularmente en las conexiones de neutro que son susceptibles de sobrecalentamiento cuando están sirviendo a cargas de una sola fase en el lado "y" y que tenga contenido de armónicas triples. Medir las corrientes en el lado delta de un transformador no mostrara las armónicas triples y de ahí que no dará una idea del calentamiento del transformador a que está siendo sujeto. El flujo de las corrientes armónicas triples puede ser interrumpido por una conexión de aislamiento apropiada.

Remover la conexión neutral en uno o ambos devanados y bloquear el flujo de la corriente de armónicas triples, no hay lugar para un balance amperes vuelta, por otro lado un devanado delta bloquea el flujo de la línea, uno debería notar que un transformador tri pierna se comporta como si tuviera un devanado terciario delta "fantasma" lo que es más, un -Y Y -, con un solo punto neutral conectado será capaz de conducir las armónicas triples. Estas reglas acerca del flujo de corriente armónica triples en transformadores aplica únicamente en condiciones de carga balanceada, cuando las fases no están balanceadas, las corrientes armónicas triples aparecerán donde no son esperadas, el modo normal para armónicas triples es la secuencia cero, durante desbalanceo las armónicas triples pueden tener componentes de secuencia positiva o negativa.

En conclusión la distorsión resulta en componentes de corriente adicionales fluyendo por los componentes, no ceden energía excepto que causan perdidas en los componentes del sistema de potencia a través de los que circulan.

1.22 IMPACTO EN TRANSFORMADORES

Los transformadores son diseñados para entregar la potencia requerida a las cargas conectadas con pérdidas mínimas a su frecuencia fundamental, la distorsión armónica de la corriente en particular así como también la distorsión de voltaje contribuirán significativamente en calentamiento adicional al diseñar un transformador para acomodar frecuencias más altas, los diseñadores toman en cuenta diferentes opciones tales como utilizar cable transpuesto continuo en lugar de cable sólido y colocando más ductos de enfriamiento como regla general. Un transformador en el cual la distorsión de la corriente excede cinco por ciento es un candidato a lidiar con armónicas.

Hay tres efectos que dan por resultado calentamiento adicional cuando la carga incluye componentes armónicos:

- 1 Corrientes RMS, si el transformador es dimensionado únicamente para los requerimientos en KVA, de la carga, corrientes armónicas pueden resultar en valores RMS de corriente que pudiesen ser mayores para su capacidad, el incremento de los valores RMS totales resulta en aumento de pérdidas en los conductores del devanado
- 2 Perdidas por corriente de EDDY, hay corrientes inducidas en un transformador causadas por flujos de campo magnético, estas corrientes inducidas fluyen a través de los devanados en el núcleo y en otros cuerpos conductores sujetos al campo magnético del transformador y causan por supuesto, calentamiento adicional. Este componente de pérdidas del transformador se incrementa al cuadrado de la frecuencia de la corriente causando las corrientes de Eddy, lo que es más, este viene a ser un componente de perdidas muy importante en el transformador, conocido por calentamiento armónico.
- 3 Pérdidas en el núcleo, el incremento de pérdidas en el núcleo en presencia de armónicas, será dependiente de la presencia de armónicas en el voltaje aplicado y el diseño del núcleo del transformador. Incrementando la distorsión del voltaje, puede incrementar las corrientes de Eddy en las armónicas del núcleo, el impacto neto que esto tendrá, dependerá del espesor de las laminaciones del núcleo y la calidad del acero de las laminaciones del núcleo. Este tipo de incremento en estas pérdidas debido a armónicas, no es generalmente tan crítico como los dos anteriores

CAPÍTULO 2

TRANSFORMADORES DE DISTRIBUCIÓN

2.1 INTRODUCCIÓN

En esta sección se examina un elemento del circuito llamado transformador, que se utiliza en circuitos con voltajes y corrientes senoidales en estado estable (ca) y es también ampliamente utilizado en circuitos electrónicos. Un transformador eléctrico es un dispositivo magnético que consta de dos o más bobinas de múltiples espiras devanadas en un núcleo común, uno de sus usos principales es el la distribución de potencia de corriente alterna. Los transformadores poseen la cualidad de "subir" o "bajar" los voltajes o las corrientes de ca. Las empresas de potencia los utilizan para elevar el voltaje en las plantas generadoras para la transmisión a larga distancia. Después, en una planta receptora, se emplean para reducir el voltaje a 110 , 220 y 440 volts para el uso del consumidor. Además de los sistemas de potencia, los transformadores son de uso común en los circuitos electrónicos y de comunicación, proveen la capacidad de elevar o reducir voltajes y de aislar un circuito de otro. Para poder entender con más precisión como un transformador de ve afectado en sus características eléctricas es necesario presentar los conceptos fundamentales que nos ayudarán en tal estudio.

Primero partiremos por definir el comportamiento de la auto inductancia de una bobina de múltiples espiras:

$$v = L * di/dt \quad (\text{EC 2.1.1})$$

Si el devanado tiene n espiras y el flujo magnético que enlaza a la bobina es Φ , se tiene

$$v = N * d\Phi/dt \quad (\text{EC 2.1.2})$$

Ahora se examinarán dos bobinas magnéticamente acopladas como se muestra en la figura [siguiente se](#) supone que todo el flujo Φ está contenido en el núcleo magnético que tiene un área transversal "a". Si i aumenta con el tiempo, también Φ está aumentando, puesto que:

$$N\Phi = L * I \quad (\text{EC 2.1.3})$$

El voltaje en las terminales de la segunda bobina es inducido por el flujo Φ que fluye por la misma, por tanto, existe un voltaje v_2 con signo positivo en la terminal a, ya que el flujo Φ fluye a través de la segunda bobina siendo la dirección de las vueltas en relación a Φ la misma que en la primera bobina.

CURVA DE CORRIENTE EN VACÍO

Como ya se ha mencionado, al despreciar la influencia de las corrientes de Foucault en el campo magnético y las pérdidas magnéticas en el circuito magnético, la dependencia entre los valores instantáneos del flujo y la corriente en

vacío resulta ser la misma que para la corriente continua, por eso al establecer que el flujo magnético Φ varía en función del tiempo sinusoidalmente se puede hallar, con ayuda de la curva de imantación por corriente continua $\Phi = f(i_0)$ A la izquierda, la curva de variación de la corriente en vacío en función del tiempo $i_0 = f(t) = f(\cot)$ para esto es necesario trazar la curva de variación del flujo en función del tiempo $\Phi = 0_m \text{SEiVcot}$, figura anterior, a la derecha y determinar para toda una serie de valores del flujo los correspondientes valores de la corriente en vacío. el orden sucesivo de los trazados gráficos para determinar la corriente en vacío se representa en la figura con flechas, comenzando por el flujo Φ en el punto 1 y desplazándose por los puntos 2,3,4, en la intersección de la horizontal del punto 4 y la vertical del punto 1, se halla en el punto 5, la correspondiente corriente en vacío i_0 , cuando el flujo es sinusoidal, la curva de la corriente en vacío $i_0 = f(\cot)$ no es sinusoidal. en este caso el carácter sinusoidal de la curva se refleja tanto más bruscamente cuanto más saturado esté el circuito magnético con el flujo de amplitud 0_m (cuanto en mayor medida el flujo 0_m supere los flujos correspondientes a la parte lineal de la curva de imantación, dentro de cuyos límites Φ es proporcional a i_0).

PÉRDIDAS EN VACÍO

Pese a que el circuito magnético del transformador se arma en chapas finas de acero aisladas, la potencia de las pérdidas magnéticas en el mismo, constituye un 0.1% ... 2%, de la potencia nominal del transformador, por ejemplo, en un transformador de 1 000 000kva, estas pérdidas son de hasta 200 kW

Las pérdidas magnéticas se componen de las pérdidas de histéresis P_h , las proporcionales a la frecuencia f y al cuadrado de la inducción $B_h i$ y las pérdidas por corrientes parásitas P_{CP} proporcionales a los cuadrados de la frecuencia f^2 y a la inducción $B_h i$, las pérdidas magnéticas en vacío, con la tensión nominal U resultan casi las mismas que en el régimen nominal, porque, el

flujo magnético y la inducción en el circuito magnético, siendo constante la tensión U , casi no dependen del régimen de trabajo del transformador.

Las pérdidas en el devanado primario $P_{eiec0} = R_1 I$ en vacío se pueden despreciar dado que la pequeñez de la corriente en vacío, estas pérdidas son mucho menores que el régimen nominal $P_{elec > nom} = R_1 * I_{nom}$, despreciando las perdidas eléctricas se puede considerar que las pérdidas en vacío P_0 son iguales a las perdidas magnéticas $P_0 \ll P_{mag}$.

INFLUENCIA DE LAS PÉRDIDAS MAGNETICAS EN LOS PROCESOS DE LA MARCHA EN VACÍO

El transformador con las perdidas magnéticas en el núcleo P_{mag} consume de la red potencia activa $U_1 I_a$. El valor eficaz de la componente activa sinusoidal de corriente es igual a $I_{0a} \ll P_m / u$ esta corriente coincide en fase con la tensión, por lo cual puede ser expresada también por la resistencia óhmica equivalente $R_{12} : I_{0a} \ll U_1 / R_{12}$. comparando las anteriores ecuaciones, expresemos la resistencia equivalente R_{12} por la tensión y las pérdidas: $R_{12} = U_1^2 / P_{mag}$. La

corriente consumida por el devanado primario en vacío, se compone de la corriente activa I_{0a} y la corriente reactiva I_{0r}

$$:I_0 = I_{0a} + I_{0r} = U_1 / R_{12} + U_2 / jX_{12} = UY_0 \quad (\text{EC 2.1.4})$$

La conductibilidad $Y_0 = 1/R_{12} + 1/jX_{12}$

Corresponde a las dos resistencias conectadas en paralelo R_{12} y jX_{12} a la ecuación 2.1.4 Que refleja los procesos en el transformador en vacío teniendo en cuenta las pérdidas magnéticas, corresponde el circuito equivalente de la figura siguiente.

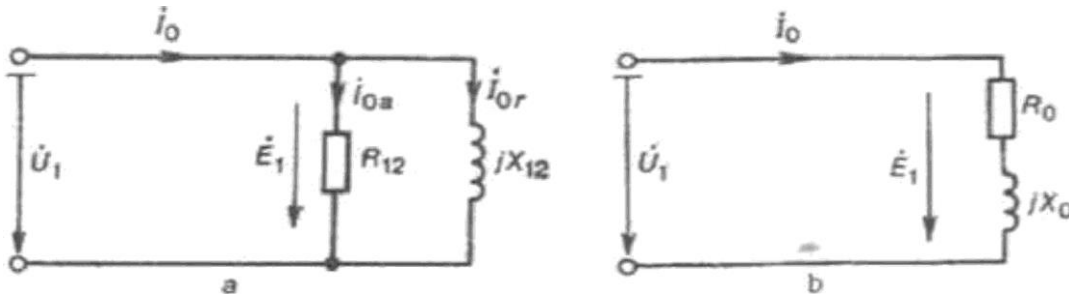


FIGURA 2.1.1

En el circuito equivalente representado por la grafica anterior se ve que los productos R_0 y $jX_0 I_0$ son respectivamente la componente activa y reactiva de la tensión primaria U_1 .la relación entre la tensión U_1 y la corriente en vacío I_0 está dada por:

$$U_1 = -E_1 = Z_0 I_0 \quad (\text{EC 2.1.5})$$

Como se ilustra en la gráfica anterior, en el cual siendo una de las bobinas, generalmente la de la izquierda del diagrama de un transformador, se designa

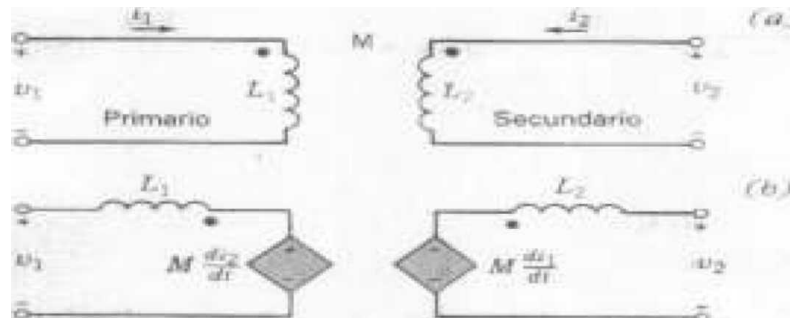


FIGURA 2.1.2

como devanado primario y la otra como devanado secundario. El devanado primario se conecta a la fuente de energía y el secundario a la carga. El símbolo circuital de un transformador se muestra en la fig. 2.1.1. El modelo del circuito de transformador se muestra en la fig. 2.1.2 utilizando dos fuentes de voltaje controladas por corriente.

El empleo de transformadores se limita usualmente a aplicaciones que no sean de cd, debido a que los devanados primarios y secundarios se comportan como cortos circuitos para corriente directa. Cuando existen voltajes y corrientes senoidales de estado estable, el transformador de la fig.2 se representa con las ecuaciones fasoriales:

$$V_1 = j\omega L_1 I_1 + j\omega M I_2 \quad (\text{EC 2.1.6})$$

$$V_2 = j\omega L_2 I_2 + j\omega M I_1 \quad (\text{EC 2.1.7})$$

Ejemplo demostrativo

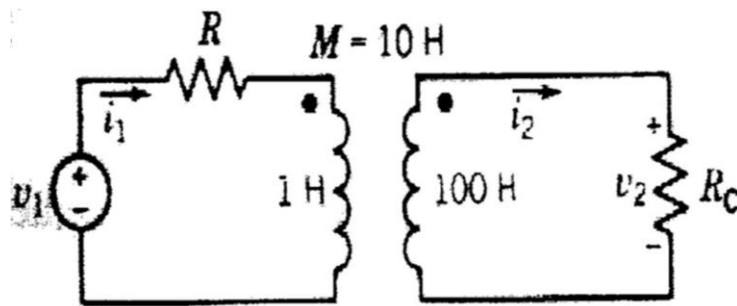


FIGURA 2.1.3

Considérese el circuito transformador como aparece en la figura anterior

Cuando $V = 100 \cos 10t$ V puesto que I entra por la terminal con punto, pero i_2 abandona su terminal con punto, se usa un signo menos asociado al término de la inductancia mutua. Por tanto, la ecuación para la malla izquierda es:

$$(R + j1)I_1 - (100j)I_2 = 100$$

La ecuación para la segunda malla es :

$$(-j100)I_2 + (R_c + j1000)I_2 = 0 \quad (\text{EC 2.1.9})$$

Como una aproximación, sea $R=0$ y despéjese i_2 usando la regla de cramer y haciendo $R_c = 1000$ se tiene

$$i_2 = \frac{j100(100)}{j10(100+j1000)+(100)^2}$$

Por tanto:

$$y_2 = \tilde{f}i_c * /_2 = 1000K$$

El cociente $V_2 / V_1 = 10$ así que este circuito transformador eleva 10 veces el voltaje primario La potencia instantánea en un transformador puede determinarse como:

$$v_1 i_1 + v_2 i_2 \quad (\text{EC 2.1.10})$$

Y después proceder a determinar la energía almacenada en el transformador la energía almacenada en un transformador es:

$$w = 0.5(L_1 i_1^2) + 0.5(L_2 i_2^2) \pm M i_1 i_2 \quad (\text{EC 2.1.11})$$

Donde el signo del último término es positivo si ambas corrientes entran en terminales de punto; de lo contrario es negativo. Esta ecuación puede utilizarse para determinar qué tan grande puede ser el valor de M en términos de L_1 y L_2 . Dado que el transformador es un elemento pasivo, la energía almacenada debe ser mayor o igual que cero. La magnitud limitante de M se obtiene cuando $w=0$ en la ec 11. se tiene entonces:

$$w = 0.5(L_1 i_1^2) + 0.5(L_2 i_2^2) - M i_1 i_2 \quad (\text{EC 2.1.12})$$

Como condición limitante en el caso son de una corriente entra por la terminal con punto y la otra abandona la terminal con punto. Ahora se suma y se resta el término:

$$I_1 i_2 \sqrt{L_1 L_2} \quad (\text{EC 2.1.13})$$

En la ecuación para generar un término que sea un cuadrado perfecto como sigue:

$$\left(\sqrt{\frac{L_1}{2}} i_1 - \left(\sqrt{\frac{L_2}{2}} i_2 \right) + i_1 i_2 (\sqrt{L_1 L_2} - M) \right) = 0 \quad (\text{EC 2.1.14})$$

El cuadrado perfecto puede ser positivo o cero .por tanto para que $\omega \geq 0$ hace falta que :

$$(\sqrt{L_1 L_2} \geq M) \quad (\text{EC 2.1.15})$$

De aquí, el valor máximo de M es : $\sqrt{L_1 L_2}$ (EC 2.1.16)

Muchos ingenieros definen un coeficiente de acoplamiento como:

$$K = M / \sqrt{L_1 L_2} \quad (\text{EC 2.1.17})$$

Por lo que se requiere que $0 < k < 1$. Obviamente, si $k=0$, no existe acoplamiento alguno. La mayoría de los transformadores en los sistemas de potencia tienen una k que tiende a 1, en tanto que en los circuitos de radio k es baja.

En los cálculos prácticos es más cómodo utilizar el circuito equivalente en el cual se exprese la impedancia del devanado primario en vacío.

$$Z_0 = R_0 + jX_0$$

Expresando esta resistencia por la conductibilidad de las resistencias conectadas en paralelo según la ecuación.

$$Y_0 = 1/R_{12} + 1/jX_{12}$$
$$Z_0 = R_0 + jX_0 = 1 / Y_0 = 1 / (1/R_{12} + 1/jX_{12})$$

Al igualando los coeficientes en las partes imaginarias y real determinamos que:

$$R_0 = R_{12} (X_{12}^2 / R_{12}^2 + X_{12}^2)$$

$$X_0 = X_{12} (R_{12}^2 / R_{12}^2 + X_{12}^2)$$

Ya que para $I_{0a} \ll I_{0b}$ es inevitable $R_{12} \gg X_{12}$ terminantemente las expresiones para estas resistencias tienen la forma:

$$R_0 = X_{12}^2 / R_{12}$$

$$X_0 = X_{12}$$

$$R_0 \ll R_{12}$$

La resistencia x_0 conserva el nombre de inductancia principal o resistencia de inducción mutua del devanado primario. La resistencia f_{i_0} representa cierta resistencia ficticia en la cual las pérdidas con la corriente I_0 son iguales a las pérdidas magnéticas en el transformador

$$P_{MAG} = R_0 I_0^2$$

2.2 PROCESOS ELECTROMAGNÉTICOS EN EL TRANSFORMADOR EN VACÍO

Régimen de marcha

En los sistemas eléctricos contemporáneos los transformadores se utilizan variando armónicamente la tensión primaria

$$u_i = U_{1m} \cos(\omega t) \quad (\text{EC 2.1.18})$$

Al variar la carga, la amplitud U_{1m} y la frecuencia f de la tensión primaria cambian muy poco y generalmente se considera que son constantes e iguales a las correspondientes magnitudes nominales

$$U_{1m} = U_{1nom} = \text{constante}$$

$$f = f_{nom} = \text{constante}$$

Lo dicho se refiere también a la frecuencia angular de la tensión :

$$\dot{U} = 2\pi f = \dot{u}_{nom} = \text{constante}$$

En el devanado secundario del transformador la corriente es inversamente proporcional a la impedancia:

$$Z = \sqrt{(R^2 + X)^2} \quad (\text{EC2.1.19})$$

De la red eléctrica que está conectada a ella. Para cierto valor de esta impedancia $z = z_{nom}$ por el devanado secundario circula la corriente nominal $i_2 = i_{2nom}$ siendo $z = z_{nom}$ la corriente secundaria es mayor que la nominal $i_2 > i_{2nom}$ y el transformador estará un poco cargado: $z < z_{nom}$ la corriente secundaria es mayor que la nominal $i_2 > i_{2nom}$ y el transformador estará un poco cargado: $z > z_{nom}$ la corriente secundaria $i_2 < i_{2nom}$ y el transformador no estará completamente cargado y si, $z = \infty$, es decir, cuando la red esta desconectada del devanado secundario, la corriente secundaria será igual a cero $i_2 = 0$. En el último caso el transformador no transformara la energía eléctrica, lo cual sirvió de base para llamar el régimen del transformador con el devanado secundario desconectado $i_2 = 0$, $z = \infty$ marcha en vacío.

En el transformador en vacío los procesos electromagnéticos son mucho más simples que cuando está cargado $i_2 > 0$, y por tanto es preferible comenzar el estudio de estos procesos partiendo del régimen de marcha en vacío.

ECUACIONES DE LAS TENSIONES

Cuando sobre el devanado primario del transformador actúa la tensión u_t (ec 18), figura 4, en él surge la corriente periódicamente variable I , llamada corriente de vacío. Esta corriente forma el campo magnético principal, cuyas líneas se cierran dentro de los límites del circuito magnético, que posee una

permeabilidad magnética muy grande $\mu_r \gg 1$ y están embragadas con todas las espiras de los devanados primario W_1 y secundario W_2 , y el campo magnético de dispersión, cuyas líneas solo están embragadas con las espiras del devanado primario. Una vez determinado el flujo del campo magnético principal o el flujo magnético principal Φ por cualquier sección transversal del circuito magnético cerrado, se pueden hallar los flujos embragados del campo magnético principal (flujos embragados principales) con los devanados primario $\psi_{a1} = c\Phi$ y secundario $\psi_{a2} = k_2 \Phi$. El campo magnético de dispersión se cierra a través de medios magnéticos (aéreos, aislantes) que poseen la permeabilidad magnética del vacío, igual a μ_0 y mucho menor que la del circuito magnético. Por esta razón, el flujo embragado de dispersión con el devanado primario en marcha en vacío ψ_r , es muchas veces menor que el flujo embragado principal con el devanado primario ψ_{a1} . Figura 3 El campo magnético principal y el campo de dispersión que varían periódicamente inducen en los devanados, con los cuales están embragados, f.e.m. con las direcciones positivas para las corrientes, tensiones, f.e.m. y líneas del campo magnético representadas en la figura 1, la f.e.m. de inducción mutua en el devanado primario :

$$e_1 = -\dot{\omega}_1 \frac{\partial \Phi}{\partial t} = \frac{\partial \psi_{011}}{\partial t}$$

La f.e.m. de inducción mutua en el devanado secundario

$$e_2 = -\dot{\omega}_2 \frac{\partial \Phi}{\partial t} = \frac{\partial \psi_{021}}{\partial t}$$

La f.e.m. de dispersión en el devanado primario

$$e_{a0} = \frac{\partial \psi_{a0}}{\partial t} \ll e_1$$

Entendiendo la tensión u_t como la f.e.m. introducida en el devanado por parte de la red, se puede escribir la ecuación de las tensiones de Kirchoff:

$$u_t + e_t + e_{a0} = R_1 i_0 \quad (\text{EC 2.1.20})$$

Donde R_x es la resistencia ohmica del devanado primario. La tensión en el devanado secundario en marcha en vacío no se diferencia de la f.e.m. inducida en el mismo.

$$U_2 = e_2 \quad (\text{EC 2.1.21})$$

Variación de la f.e.m, en función del tiempo
 Fórmula para la f.e.m,
 En la ecuación:

$$U_i + e_i + e_{ff} = R i_o \quad (\text{EC 2.1.22})$$

Para todos los transformadores de potencia y la mayoría de los micro transformadores se pueden despreciar la caída de tensión en la resistencia óhmica del devanado $R_i i_o$ y la f.e.m. de dispersión[^],

$$[R_i i_o \ll e_i]$$

$$(\text{EC 2.1.23})$$

$$L e_{ff} \ll e_i$$

$$(\text{EC 2.1.24})$$

Y considerar con gran exactitud que la f.e.m. de inducción mutua del devanado primario se halla en oposición de fase con la tensión fig.4 b

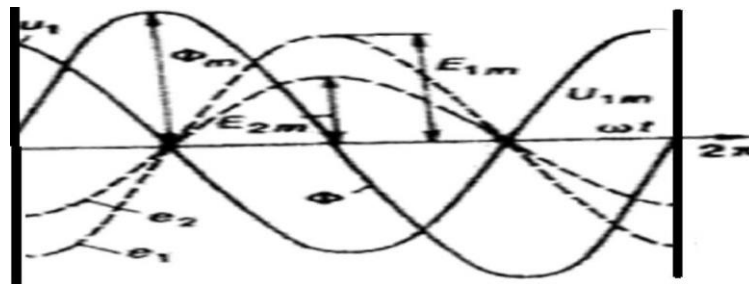


FIGURA 2.1.4

$$e_1 = -u_1 = - (U_{1m} \cos \omega t) = -E_{1m} \cos \omega t \quad (\text{EC 2.1.25})$$

De la ecuación anterior se desprende que la f.e.m. de inducción mutua varía en función del tiempo armónicamente, y su amplitud (valor eficaz) no se diferencia de la amplitud (valor eficaz) de la tensión:

$$E_{1m} = U_{1m} (E_i = U_i) \quad (\text{EC 2.1.26})$$

Comparando

$$e_1 = -\dot{\psi}_1 = -\frac{\partial \psi}{\partial t} = -\frac{\partial \psi_{011}}{\partial t}$$

y

$$e_2 = -\dot{\omega}_2 \frac{\partial \varphi}{\partial t} = \frac{\partial \psi_{021}}{\partial t}$$

Se puede concluir que la relación entre la f.e.m. e_2 y la f.e.m. e_1 se conserva en función del tiempo y se denomina relación de transformación:

$$E_2/e_1 = E_{2m}/E_{1m} = E_2/E_1 = \dot{\omega}_2/\dot{\omega}_1 = n_{21} \quad (\text{EC 2.1.27})$$

Utilizando

$$e_1 = -u_1 = -U_{1m} \cos \dot{\omega}_1 t = -E_{1m} \cos \dot{\omega}_1 t \quad (\text{EC 2.1.28})$$

Y

$$E_2/e_1 = E_{2m}/E_{1m} = E_2/E_1 = \dot{\omega}_2/\dot{\omega}_1 = n_{21}$$

Se puede confirmar que la f.e.m. e_2 varía también armónicamente y coincide en fase con la f.e.m.

El flujo magnético Φ se puede expresar por la f.e.m. e_{\pm} integrando la ecuación diferencial:

$$e_1 = -\dot{\omega}_1 \frac{\partial \varphi}{\partial t} = \frac{\partial \psi_{011}}{\partial t} \quad (\text{EC 2.1.29})$$

Teniendo en cuenta:

$$e_1 = -u_1 = -U_{1m} \cos \dot{\omega}_1 t = -E_{1m} \cos \dot{\omega}_1 t$$

Donde

$$\Phi_m = E_{1m} / \dot{\omega}_1 \dot{\omega}$$

Es la amplitud del flujo magnético

De la última ecuación se puede obtenerla fórmula para determinar el valor eficaz de la f.e.m. en el devanado 1 por la amplitud dada del flujo magnético o por el flujo embragado

$$E_1 = E_{1m} / \sqrt{2} = \dot{\omega} \dot{\omega}_1 \Phi_m / \sqrt{2} = \dot{\omega} \psi_{011m} / \sqrt{2}$$

$$E_1 = 2\pi / \sqrt{2} f \dot{\omega}_1 \Phi_m$$

Así mismo la f.e.m. eficaz en el devanado 2

$$E_2 = E_{2m} / \sqrt{2} = \dot{\omega} \dot{\omega}_2 \Phi_m / \sqrt{2} = \dot{\omega} \psi_{021m} / \sqrt{2}$$

O bien

$$E_2 = 2\pi / \sqrt{2} f \dot{\omega}_2 \Phi_m$$

Como se ve en la figura 2.1.4 en la cual se muestra la variación de u_2 , e_2 , e_2 y Φ , el flujo magnético Φ está retrasado en fase de la tensión u_t en el ángulo n y esta

Adelantado de la f.e.m. e_2 y e_2 en el ángulo $n/2$

CURVA DE IMANTACIÓN DEL TRANSFORMADOR

El espesor y material de las laminillas, de las cuales está compuesto el circuito magnético del transformador, siempre se eligen en función de la frecuencia dada de tal modo que la influencia de las corrientes de Foucault inducidas en el campo magnético sean despreciablemente pequeña. En este caso el valor instantáneo del flujo magnético Φ se determina en marcha en vacío, por la f.m.m. instantánea del devanado primario $i_0(AJ)$. Aquí, la dependencia entre los valores instantáneos de estas magnitudes

$\Phi = f(i_0)$ resulta absolutamente igual que en la corriente continua cuando las corrientes de Foucault están ausentes. La dependencia no lineal

entre el flujo en el circuito magnético Φ y la corriente continua I_0 en el devanado 1, llamada curva de imantación del transformador con corriente continua, se puede trazar en forma integral basándose en la ley de la corriente total. Haciendo coincidir el circuito cerrado, que abarca la corriente de todas las espiras del devanado primario $\sum N_k I_k$, con una de las líneas del campo magnético principal en el circuito magnético, se puede escribir la ley de la corriente total del modo siguiente:

$$I_0 \omega_1 = \oint H dl$$

Para la determinación aproximada de la circulación del vector de intensidad del campo magnético H es necesario: prefijar el flujo en el circuito magnético Φ ; dividir el circuito magnético en N sectores de L_k longitud, dentro de los límites de cada uno de los cuales la sección activa del acero A_k y la permeabilidad magnética para el flujo dado μ_k quedan constantes; calcular la inducción magnética en cada uno de los sectores

$$B_k = \Phi / A_k$$

Determinar H_k y $i_{ak} = H_k / \mu_k$ con ayuda de la curva de imantación del sector dado con corriente continua $B=f(H)$; adoptar para los espacios amagnéticos:

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ GN/m}^2$ y sustituir la circulación $i = \oint H dl$ por la suma de las caídas de tensiones magnéticas en todos los n sectores:

$$\oint H dl = \sum_{k=1}^n H_k l_k = \sum_{k=1}^n \frac{B_k}{\mu_{0k}} l_k = \Phi \sum_{k=1}^n \frac{l_k}{\mu_{0k} A_k} = \frac{\Phi}{\Lambda_\mu}$$

Donde

$$\Lambda_\mu = \frac{1}{\sum_{k=1}^n \frac{l_k}{\mu_{0k} A_k}}$$

Es la permeancia del circuito magnético.

Repitiendo el cálculo anterior para toda una serie de valores del flujo Φ y determinando cada vez $I_0 = \sum N_k I_k / \omega_1$ se traza la curva de imantación no lineal del transformador $\Phi = f(I_0)$. La forma ejemplar de esta dependencia se

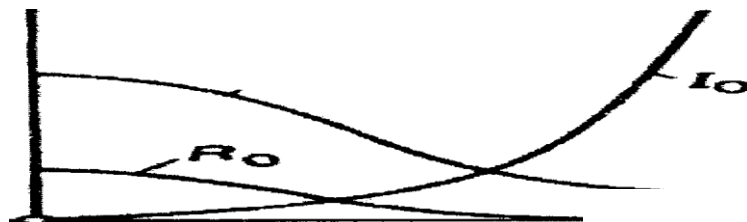


FIG 2.1.5

muestra en la figura 2.1.5

Ahí mismo se da la curva $AM = f(i_0)$ - Se ve que la permeancia AM alcanza su valor máximo en la zona del codo de la curva de imantación. Con el sucesivo crecimiento de la corriente y_0 y del flujo Φ la permeancia disminuye. En el circuito equivalente de la figura 8 se ve que los productos $R_0 i_0$ y $jX_0 i_0$ son respectivamente las componentes activa y reactiva de la tensión primaria u_1 . La relación entre la tensión u_1 y la corriente en vacío y_0 :

$$U_1 = -E_1 = Z_0 I_0$$

Se ilustra en el diagrama vectorial de la figura 2.1.5. El cual siendo $P_{mag}=0$, $R_{12}=0$, $I_{0a}=0$, coincide con el diagrama de la figura 2.7. A causa del carácter no lineal del circuito magnético del transformador, la corriente y_0 crece más rápidamente que la tensión U_1 y las resistencias.

$$X_0 = X_{12} \approx U_1 / I_0 Y$$

$$R_0 \approx (u_1/u_2)^2$$

Dependen esencialmente de la tensión U_1 figura 2.1.5

Con la variación de la tensión primaria, la resistencia R_{12} queda casi constante, ya que las pérdidas magnéticas son proporcionales al cuadrado

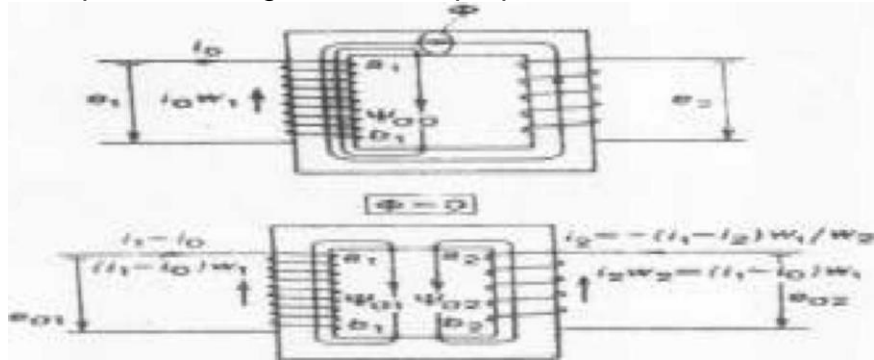


Figura 2.1.6

de la inducción o de la tensión U_1 .

Cómo se ve en las figuras anteriores las líneas del campo magnético de dispersión se cierran a través de los entrehierros amagnéticos (de aire de aceite etc.) $a_1 b_1$ o $a_2 b_2$ conmensurables por la longitud con las secciones de las líneas dispuestas dentro del circuito magnético $b_1 a_1$ o $b_2 a_2$. Estas líneas están embragadas con las espiras del devanado primario ($v a_1 Y v a_0$) o con las espiras del devanado secundario ($v O_2$). Las líneas del campo de dispersión pueden estar divididos en dos grupos: las líneas embragadas

solo con el devanado primario y que forman con este los flujos embragados ψ_1 , debidos a la corriente i_1 y ψ_0 debidos a la corriente i_0 , y las líneas embragadas solo con el devanado secundario y que forman con el mismo el flujo embragado ψ_2 . Para aclarar como varia el flujo embragado de dispersión en función de las corrientes en los devanados, planteemos la ecuación de la corriente total, por ejemplo, para la línea cerrada del campo de dispersión, embragada con el devanado primario representado por la ecuación: Expresamos la intensidad del campo magnético H (en la zona amagnética) y H_g (en el circuito magnético de acero) por las correspondientes inducciones y permeabilidades magnéticas:

$$H_0 = B_0 / \mu_0$$

$$H_g = B_g / \mu_a$$

$$\mu_a = \mu_0 \mu_r$$

$$\mu_0 \mu_r \gg 1$$

Por eso, la intensidad del campo de dispersión en el circuito magnético es tan pequeña que se puede despreciar:

$$H_g = B_g / \mu_a = 0$$

La corriente total es igual a la caída de tensión magnética en el espacio amagnético:

De estos razonamientos se desprende que ψ_1 es proporcional a la corriente i_1 . Esto es justo también para los flujos embragados ψ_1 , y ψ_2 y para las corrientes que los forman i_1 , e i_2 . Por tanto, las inductancias de dispersión de los devanados expresadas por las siguientes ecuaciones.

$$L_{\sigma 1} = \psi_{\sigma 1} / (i_1 - i_0)$$

$$L_{\sigma 2} = \psi_{\sigma 2} / i_2$$

$$L_{\sigma 0} = \psi_{\sigma 0} / i_0$$

Son magnitudes constantes para el transformador dado, que solo dependen de las dimensiones de los espacios amagnéticos y de los números de

espiras en los devanados El flujo embragado total de dispersión del devanado primario se puede escribir con gran exactitud de la forma:

$$\Psi_{01} = \Psi_{01} + \Psi_{01} = L_{00}i_0 + L_{01}(i_1 - i_0) \approx L_{01}i_1$$

Ya que con la carga $i_1 > i_0$, se puede despreciar la diferencia que existe entre L_{00} y L_{01} y considerar que $L_{00} \sim L_{01}$. Análogamente como se ha hecho para la inductancia de la inducción mutua, la inductancia de dispersión se pueden expresar por las correspondientes permeancias Δ_{01} y Δ_{02} :

$$L_{01} = \omega_1^2 \Delta_{01}$$

$$L_{02} = \omega_2^2 \Delta_{02}$$

O bien, por los coeficientes de conductibilidad:

$$L_{01} = \mu_0 \omega_1^2 \lambda_{01}$$

$$L_{02} = \mu_0 \omega_2^2 \lambda_{02}$$

Donde para las conductibilidades magnéticas tienen lugar las relaciones:

$$\lambda_{01} = \Delta_{01} / \mu_0$$

$$\lambda_{02} = \Delta_{02} / \mu_0$$

ECUACIONES DE LAS TENSIONES DE LOS DEVANADOS

Las f.e.m. inducidas en cada uno de los devanados se pueden representar cómodamente en forma de la suma de las f.e.m. de inducción mutua E_{L_1} E_{L_2} y de las f.e.m. de dispersión E_c (E_{02}) El campo de inducción mutua de la fig 3 2 a no se diferencia en nada del campo en marcha en vacío. Por eso, las f.e.m. de inducción mutua se expresan por el flujo magnético de inducción mutua absolutamente de la misma forma que en marcha en vacío.

Con cierta f.e.m. E_i la corriente magnetizante y_0 debe ser igual que en la marcha en vacío con iguales f.e.m. e_i y flujo Φ . Por tanto, la relación entre la corriente magnetizante y_0 y la f.e.m. de inducción mutua en el devanado primario e_i se caracteriza por la ecuación:

$$-E = Z_0 I_0$$

Donde:

$$Z_0 = R_0 + jX_0$$

Con ayuda de la relación de transformación

$$N_{21} = \omega_2 / \omega_1$$

Se puede expresar la f.e.m. de inducción mutua en el devanado secundario:

$$-E_2 = -n_{21} E_1 = n_{21} Z_0 I_0$$

Las fuerzas electromotrices de dispersión en los devanados primario y secundario e_{o1} , e_{o2} se inducen por los flujos embragados de dispersión ψ_{o1} / ψ_{o2} que son proporcionales respectivamente a las corrientes primarias (I_1) y secundaria (I_2):

$$E_{o1} = d\psi_{o1} / dt = -L_{o1} di_{11} / dt$$

$$E_{o2} = d\psi_{o2} / dt = -L_{o2} di_{12} / dt$$

Pasando a la forma compleja de inscripción y efectuando la diferenciación, obtenemos la escritura de las ecuaciones para la dispersión en forma compleja

$$E_{o1} = -j\omega L_{o1} I_1 = -jX_1 I_1$$

$$E_{o2} = -j\omega L_{o2} I_2 = -jX_2 I_2$$

En estas ecuaciones los parámetros:

$$X_1 = \omega L_{o1}$$

$$X_2 = \omega L_{o2}$$

Se llaman respectivamente inductancias de dispersión de los devanados primario y secundario.

Como se ve en la ecuación anterior las f.e.m. de dispersión están retrasadas en fase de las corrientes, con las cuales están acopladas, en el ángulo $n/2$

CIRCUITO ELÉCTRICO EQUIVALENTE DEL TRANSFORMADOR

El circuito equivalente del transformador de doble devanado, como cuadripolar, se desprende del sistema de ecuaciones, escritas por las magnitudes reducidas al devanado primario.

El circuito eléctrico, que sustituye el transformador cargado, debe consumir de la red, con una tensión determinada UI , la misma corriente \hat{i} que el

transformador. Para hallar la estructura de este esquema es necesario expresar la tensión primaria del transformador U_1 por la corriente

primaria i_1 . Al principio expresemos la corriente i_1 por la f.e.m. E_1 y los

$$I_1 = I_0 - I_2' = \frac{-E_1}{Z_0} + \frac{-E_1}{Z_2' + Z}$$

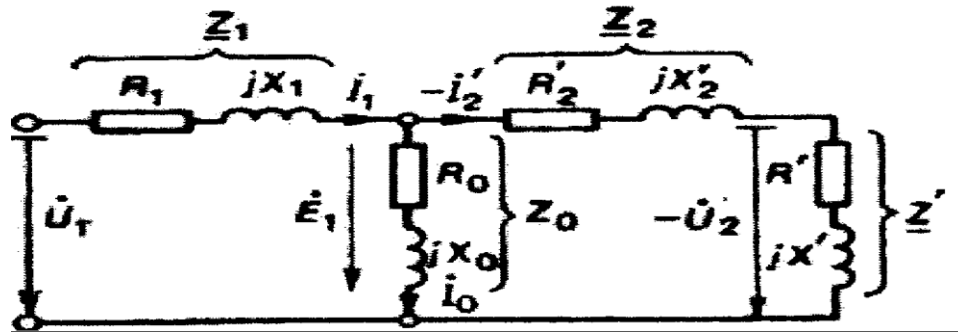


FIGURA 2.1.7

parámetros:

2.3 PROCESOS ELECTROMANÉTICOS EN EL TRANSFORMADOR CON CARGA

Campo magnético en el transformador con carga

En el régimen de carga, por el devanado secundario del transformador circula la corriente: $i_2 = Z_2 e^{j\omega t}$. El surgimiento de la corriente de carga provoca la correspondiente variación de la corriente i_1 en el devanado primario, en determinada medida varían también el flujo magnético Ψ y la tensión secundaria U_2 y crecen las pérdidas de potencia. Para apreciar la variación de las magnitudes, que caracterizan los procesos en el transformador con carga, es necesario, en primer lugar, estudiar el campo magnético del mismo y hacer las ecuaciones de las tensiones para sus devanados primario y secundario.

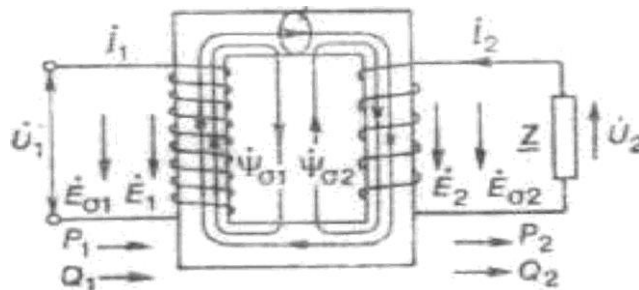


FIGURA 2.3.1

En la figura anterior se muestra un transformador monofásico de doble devanado, cuyo devanado secundario está conectado a la resistencia de carga z suponiendo, que todas las magnitudes eléctricas y magnéticas varían armónicamente, estas pueden ser representadas con los correspondientes complejos, en este caso debe recordarse, que el valor instantáneo de una magnitud se entiende como la parte real de la correspondiente amplitud compleja multiplicada por $e^{j\omega t}$:

$$i = \text{Re} [1.71 I e^{j\omega t}]$$

$$u = \text{Re} [1.71 U e^{j\omega t}]$$

$$e = \text{Re} [1.71 E e^{j\omega t}]$$

$$\varphi = \text{Re} [\varphi_m e^{j\omega t}]$$

$$\psi = \text{Re} [\psi_m e^{j\omega t}]$$

En la figura anterior también se muestran las direcciones positivas mutuamente adaptadas de las magnitudes examinadas. Las direcciones positivas para las corrientes i_1 y i_2 se eligen de tal modo que las corrientes positivas formen el flujo magnético positivo de inducción mutua ψ_m ; en cada uno de los devanados las direcciones positivas para las tensiones y f.e.m. coinciden con las direcciones positivas de las corrientes, las direcciones positivas de las magnitudes en carga, están elegidas igual que para marcha en vacío. El campo magnético del transformador se forma, con carga por la corriente I_1 , en el devanado primario y por la corriente I_2 , en el secundario. Con el fin de simplificar la descripción de los procesos, es cómodo representar el campo magnético en forma de dos campos sobrepuestos: el campo principal o campo de inducción mutua y el campo de dispersión. La mayor parte de los flujos embragados de los devanados se determina por el campo de inducción mutua, cuyas líneas se cierran dentro de los límites del circuito magnético y están completamente embragados con las espiras de ambos devanados. El flujo de inducción de este campo ψ_m , es igual en cualquier sección transversal del circuito magnético, su flujo embragado con el devanado primario es igual a $I_1 \psi_m$ y con el secundario, $I_2 \psi_m$ según la ley de la corriente total, la intensidad del campo de inducción mutua se determina por la suma de las f.m.m. de los devanados primario y secundario

Puesto que la inducción y el flujo ψ de este campo están unidos por una determinada dependencia con la intensidad, se puede afirmar que el campo de inducción mutua ψ_m se forma por la suma de las f.m.m. de los devanados primario y secundario. Respecto a la formación del campo de inducción mutua, la suma de estas f.m.m. se puede representar como la f.m.m. de cierta corriente I_0 en el devanado primario

$$I_1 \psi_1 + I_2 \psi_2 = I_0 \psi_1$$

De aquí

$$I_0 = I_1 \psi_1 + I_2 \psi_2 / \psi_1$$

Se denomina corriente magnetizante.

Los efectos no lineales durante la imantación del circuito magnético del transformador con la corriente y_0 se pueden tener en cuenta del mismo modo que en la marcha en vacío. La corriente no sinusoidal y_0 puede ser sustituida por la corriente magnetizante sinusoidal equivalente con el valor eficaz, de $I_0 = \sqrt{I_a^2 + I^2}$, cuya componente activa I_{0a} está relacionada con las pérdidas magnéticas, esta sustitución permite escribir la ecuación de la f.m.m. en forma compleja $I_2 \dot{a}_2 = I_0 \dot{a}_1$, más adelante la corriente magnetizante sinusoidal equivalente (I_0) se denominará corriente magnetizante. ahora se puede representar la f.m.m. primaria en forma de la suma de la f.m.m. $i_0 \dot{a}_1$ y la f.m.m.— $i_0 \dot{a}_1 = -i_2 \dot{a}_2$ Que equilibra la f.m.m. del devanado secundario $i_2 \dot{a}_2$ y el campo magnético con carga, en forma de la suma de dos campos: el campo de inducción mutua con el flujo Φ y el campo de dispersión con el flujo embragado Φ_{00} formados por la f.m.m. $i_0 \dot{a}_1$ en el devanado primario, el campo de dispersión formado por las fuerzas magneto motrices mutuamente equilibradas: $-i_0 \dot{a}_1 = -i_2 \dot{a}_2$ En el devanado primario y $i_2 \dot{a}_2$ en el secundario.

CAPÍTULO 3

EFECTO DE LAS ARMÓNICAS EN TRANSFORMADORES DE DISTRIBUCIÓN

3.1 INTRODUCCIÓN

Los constantes requerimientos de la industria por contar con transformadores capaces de suministrar corrientes de carga no sinusoidales sin pérdida de vida útil son la base de esta investigación. El proceso de evaluación es como sigue: ya que hemos adquirido los conocimientos necesarios procedemos a construir señales de corriente de carga no sinusoidales a partir de límites armónicos individuales. Posteriormente se analizan los factores k y los armónicos de las señales, para finalmente evaluar la capacidad de un transformador de distribución suministrando este tipo de carga.

Una forma de onda de corriente no sinusoidal puede representarse en el dominio de la frecuencia como la suma de un número infinito de formas de onda puramente sinusoidal de frecuencias diferentes, una de ellas es la frecuencia sinusoidal original, llamada fundamental, los otros sinusoidales múltiplos enteros de la frecuencia fundamental se llaman armónicas.

Las armónicas vienen presentándose de modo creciente en los sistemas eléctricos comerciales e industriales, se producen por cargas no lineales, aparatos y o equipos en los cuales las formas de onda de corrientes se distorsionan por la conmutación electrónica. Dichas cargas incluyen fuentes de energía para computadoras, estabilizadores de lámparas electrónicas y excitadores de frecuencia variable. Estas armónicas resultan en perturbación a otros dispositivos electrónicos, en resonancias dañinas entre capacitores e inductores, en error de medición de energía y sobrecalentamiento del bobinado de transformadores.

Generalmente no se conoce qué armónicas y en qué cantidades, una carga no lineal en particular puede contribuir. Espectros de frecuencia de corrientes demandadas por cargas no lineales pueden obtenerse de los fabricantes de los equipos generadores de frecuencias armónicas o puede emplearse un analizador de armónicos. Sin embargo, una investigación inicial de las fuentes de información señaladas indicó que existe una carencia de una extensa base de datos de los espectros de frecuencia de corrientes demandadas por cargas no lineales.

En este trabajo se construyen diferentes señales de carga no lineales, a partir de los límites de distorsión armónica para sistemas de distribución general y se obtienen sus factores k y armónico, se aplican señales de prueba desarrolladas y la metodología que se expone, a un transformador de distribución para evaluar su capacidad para suministrar corrientes de carga no sinusoidales.

3.2 FUNDAMENTOS TEÓRICOS

Caracterización de las señales de corriente

La forma de onda de corriente de una carga no lineal puede ser caracterizada por la componente de frecuencia fundamental y las componentes armónicas en el dominio de la frecuencia, la magnitud de una componente armónica está usualmente expresada en por unidad de magnitud de la componente fundamental, el ángulo de fase de la componente armónica está referido al ángulo de la fuente de voltaje.

Valor eficaz

El valor eficaz en por unidad de una corriente de carga no sinusoidal se calcula a partir de sus componentes armónicos de acuerdo a la ecuación siguiente:

$$I = [\sum_{h=1}^{h=h_{max}} I_h (pu)]^{1/2}$$

La ecuación anterior puede ser usada para encontrar el valor eficaz de las formas de onda de las corrientes de fase así como también para la corriente del neutro.

Factor k

Una medida de la distorsión de la corriente vista por un transformador de distribución está dada por el factor k, este parámetro es usado en el diseño y manufactura de transformadores. El factor k implica calcular el valor en por unidad de la corriente rms para cada una de las frecuencias armónicas y se calcula como sigue:

$$k = \sum_{h=1}^{h=h_{max}} I_h^2 (pu) h^2 \quad (EC 3.2.1)$$

El rango de valores para el factor k es de 1 a 50, un factor de k=1, representa una corriente de carga puramente sinusoidal los valores típicos para transformadores armónicamente compensados son 4, 19, 13,20 y 30.

Factor armónico

El factor armónico de la corriente se define como la relación del valor eficaz de todas las armónicas al valor eficaz de la fundamental, matemáticamente se expresa como:

$$F = [\sum_{h=1}^{h=h_{max}} I_h (pu)]^{1/2} / I_1 (pu) \quad (EC 3.2.2)$$

3.3 FORMACIÓN DE LAS SEÑALES DE PRUEBA

La siguiente tabla muestra gráficamente los límites de corrientes armónicas según los estándares del IEEE de los Estados Unidos interrelacionados con los límites que se basan en el tamaño de la carga con respecto al tamaño del sistema de potencia al cual la carga se conecta. La relación I^{SC}/I_L es la relación de la corriente de corto circuito disponible en el punto de acoplamiento común, a la máxima corriente de carga fundamental. Las magnitudes de las componentes armónicas se expresan en por unidad respecto a la componente de frecuencia fundamental se considera que el valor de la magnitud de las armónicas pares es un 25% del valor de la magnitud de las armónicas impares. Las señales de carga utilizadas en este trabajo para evaluar el comportamiento de la capacidad del transformador para diferentes escenarios armónicos, se construyen a partir de los límites armónicos individuales de la tabla 1 y de los valores dados por la relación $1/h$, conjuntamente con los límites individuales de distorsión armónica en la corriente. Se observa que los límites de distorsión armónica siguen la tendencia dada por $1/h$.

Las señales de corriente de prueba se forman en base a 5 bloques de armónicas. El primer bloque de señales de prueba incluye la componente fundamental y las armónicas menores a la 11ª. El segundo bloque de señales de prueba incluye la fundamental y las armónicas menores a la 17ª. Las señales de prueba para los bloques tercero, cuarto y quinto respectivamente, incluyen la componente fundamental y las armónicas menores a la 23ª, 35ª, 49ª. Las señales de corriente incluyen primero solamente armónicas impares y posteriormente incluyen ambas armónicas, pares e impares.

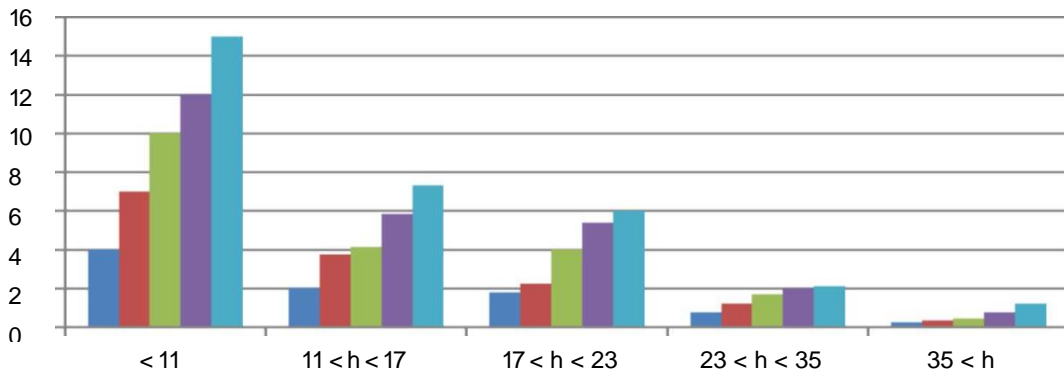


TABLA 3.3.1

DISTORSIÓN ARMÓNICA DE CORRIENTE MÁXIMA EN POR CIENTO DE I_1

ARMÓNICAS IMPARES

3.4 SIMULACIÓN

Factores k de las señales de prueba

La siguiente tabla muestra los factores k de las señales de prueba que incluyen solamente las armónicas impares .la figura 3 muestra el comportamiento del factor k para la inclusión de bloques de armónicos impares en las señales de prueba para diferentes niveles de carga. el gráfico designado como "a", corresponde a los factores k calculados para las señales de prueba en

el intervalo ($i^{sc}/i_L < 20$) .los gráficos designados como "a" ,"b", "c", "d" y "e" respectivamente corresponden a los factores de k para señales de prueba en los intervalos de ($i^{sc}/i_L (20 < 50)$)

($i^{sc}/i_L (50 < 100)$) ($i^{sc}/i_L (100 < 1000)$) ($i^{sc}/i_L > 1000$) .se observa en todos los gráficos que el

valor del factor k se incrementa de acuerdo a dos pendientes: la primera y más significativa va de las armónicas menores a la 11a, hasta las armónicas menores a la 23a, la segunda pendiente va de las armónicas 23a hasta la 49a.

i_{sc} / I_1	$h < 11$	$h < 17$	$h < 23$	$h < 35$	$h < 49$
<20	1.262	1.468	1.714	1.886	2.014
20 < 50	1.804	2.434	3.116	3.594	3.951
50 < 100	2.64	3.683	5.428	6.503	7.202
100 < 1000	3.362	4.919	7.647	9.557	10.985
> 1000	4.69	7.216	11.141	14.125	16.924

TABLA 3.4.1

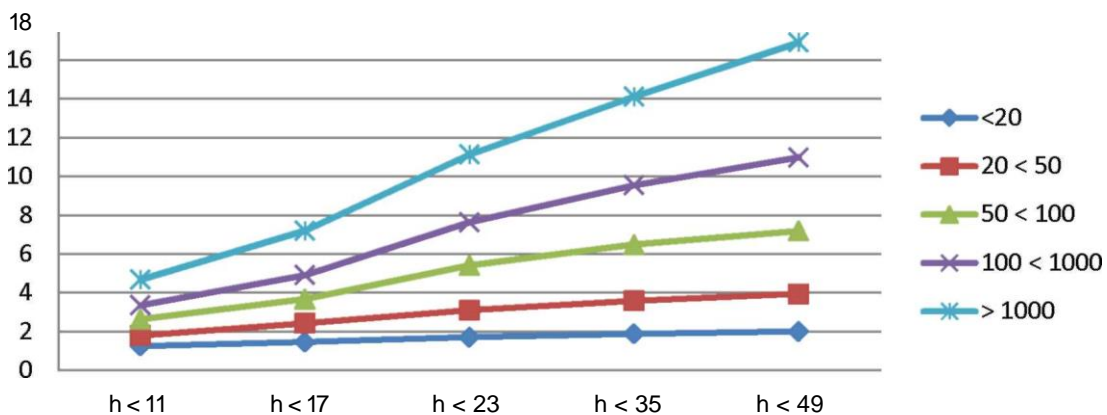


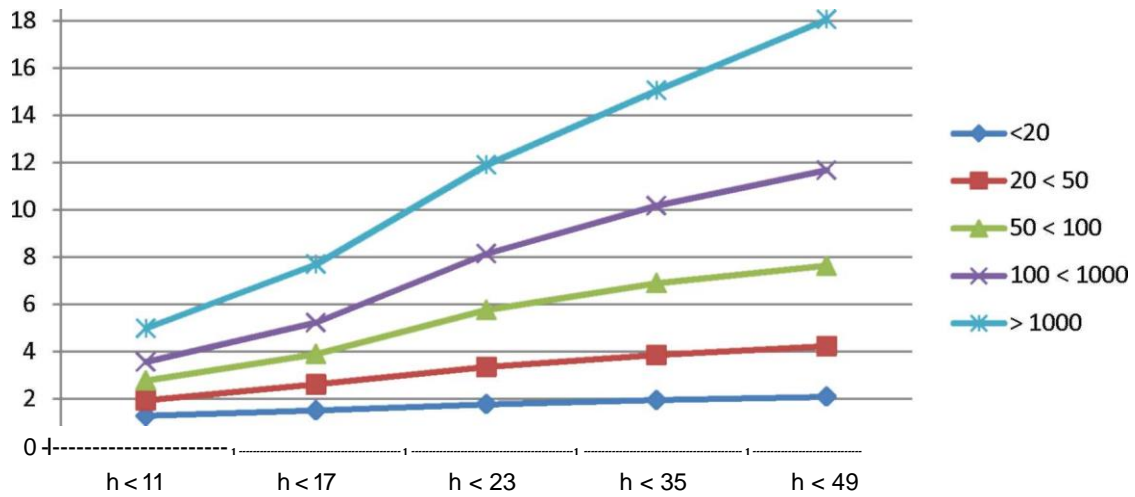
FIGURA 3.4.1

COMPORTAMIENTO DEL FACTOR K PARA SEÑALES DE CORRIENTE QUE SOLAMENTE INCLUYEN ARMÓNICAS IMPARES

3.5 FACTORES k DE LAS SEÑALES DE PRUEBA QUE SOLAMENTE INCLUYEN ARMÓNICAS IMPARES

La siguiente tabla muestra los factores k calculados incluyendo en las señales de corriente ambas armónicas, pares e impares, la muestra el comportamiento del factor k para la inclusión de armónicas en las señales de prueba, se observa que la inclusión de los bloques de armónicas pares en las señales de corriente no modifican el comportamiento del factor k, sólo contribuyen a incrementar ligeramente su valor numérico.

FIGURA 3.5.2



GRAFICA 3.5.2

COMPORTAMIENTO DEL FACTOR K PARA SEÑALES ARMÓNICAS IMPARES Y PARES

Factor k > h	h < 11	h < 17	h < 23	h < 35	h < 49
<20	1.284	1.505	1.768	1.951	2.087
20 < 50	1.941	2.618	3.347	3.856	4.233
50 < 100	2.778	3.896	5.762	6.908	7.648
100 < 1000	3.56	5.23	8.146	10.184	11.69
> 1000	4.991	7.708	11.907	15.075	18.073

TABLA 3.4.2

FACTORES K DE LAS SEÑALES DE PRUEBA QUE INCLUYEN ARMÓNICAS PARES E IMPARES

3.6 FACTORES ARMÓNICOS DE LAS SEÑALES DE PRUEBA

Paralelamente al cálculo del factor k de las señales de prueba se calculan sus factores armónicos de acuerdo a definiciones de estándares, la siguiente tabla muestra los factores armónicos de las señales de prueba que incluyen solamente armónicas impares. la subsecuente tabla muestra los factores armónicos de las señales de prueba que incluyen armónicas pares e impares. el comportamiento de los factores armónicos para la inclusión de bloques de armónicas en las señales de prueba se muestra en la figura 4 y la figura 5. la figura 4, muestra el comportamiento del factor armónico de las señales para la inclusión de bloques de armónicas impares solamente, el gráfico designado como "a" corresponde al factor armónico calculado para señales de prueba en el intervalo ($I_{sc}/I_L < 20$). los gráficos designados como "b", "c", "d" y "e" respectivamente corresponden a los factores de k para señales de prueba en los subsecuentes intervalos. se observa que las armónicas menores a la 23a armónica originan la mayor distorsión en la señal de corriente a partir de la 23a armónica se observa que el gráfico del factor armónico es casi plano. La figura 5 muestra el comportamiento del factor armónico para la inclusión de bloques de armónicas pares e impares en las señales de prueba. El comportamiento del factor armónico no se modifica con la inclusión de los bloques de armónicas pares, pero consecuentemente su valor numérico se incrementa ligeramente para todos los casos

I_{sc} / I_L	$h < 17$	$h < 17$	$h < 23$	$h < 35$	$h < 49$
<20	0.08	0.087	0.091	0.092	0.093
20 < 50	0.14	0.153	0.159	0.16	0.161
50 < 100	0.2	0.215	0.226	0.229	0.229
0.24	0.24	0.258	0.272	0.277	0.278
> 1000	0.3	0.324	0.34	0.345	0.348

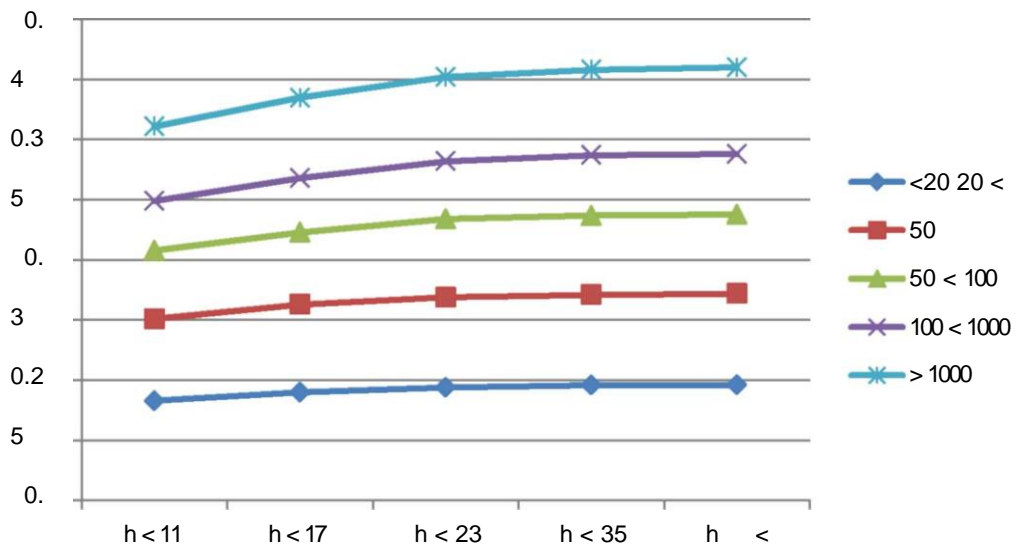
TABLA 3.6.1

FACTORES ARMÓNICOS DE LAS SEÑALES DE PRUEBA ARMONICAS IMPARES

I_{sc} / I_1	$h < 11$	$h < 17$	$h < 23$	$h < 35$	$h < 49$
<20	0.083	0.09	0.094	0.096	0.096
20 < 50	0.151	0.163	0.169	0.171	0.172
50 < 100	0.208	0.223	0.234	0.237	0.238
100<1000	0.249	0.268	0.282	0.287	0.288
> 1000	0.311	0.335	0.352	0.358	0.36

TABLA 3.6.2

FACTORES ARMONICOS DE LAS SEÑALES DEPRUEBA QUE INCLUYEN ARMONICAS PARES E IMPARES



COMPORTAMIENTO DEL FACTOR ARMÓNICO PARA LAS SEÑALES DE PRUEBA QUE INCLUYEN ARMONICAS PARES E IMPARES

FIGURA 3.6.1

3.7 EFECTO DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA DE LAS SEÑALES DE PRUEBA SOBRE LA CAPACIDAD DEL TRANSFORMADOR

En las siguientes tablas se muestran los resultados que se obtienen cuando se aplican al transformador las corrientes de carga no sinusoidales construidas en la sección anterior, para diferentes valores de la relación I_L^{SC} . La primera tabla muestra los valores calculados de la capacidad del transformador para señales de corriente que incluyen solamente armónicas impares. se observa que la menor capacidad del transformador se tiene para un factor k mayor, para una señal de prueba en el intervalo ($I_L^{SC} > 1000$). así mismo, la capacidad mayor del transformador se tiene para el factor k menor, para una señal de prueba en el intervalo ($I_L^{SC} < 20$). se observa que la reducción de la capacidad del transformador es directamente proporcional a los incrementos del factor k, en la tabla 6, se muestran los resultados de la capacidad del transformador cuando se incluyen en las señales de corriente ambas armónicas, pares e impares. se observa que la inclusión de las armónicas pares provoca una ligera disminución adicional en la capacidad del transformador. la figura 7, muestra el comportamiento de la capacidad del transformador para los factores k de las corrientes de carga no sinusoidales que incluyen las armónicas pares e impares. se observa que existe una relación lineal entre la capacidad del transformador y el factor k. la figura 8 muestra el comportamiento de la capacidad del transformador para los factores armónicos de las señales de prueba que incluyen armónicas pares e impares se observa que no existe una relación lineal entre la capacidad del transformador y el factor armónico, lo que constituye una limitación para relacionar la reducción de la capacidad nominal del transformador sujeto a corrientes de carga no sinusoidales con el factor armónico, estos resultados ayudan a demostrar porque los transformadores disponibles para compensar los efectos de las corrientes de carga no sinusoidales se diseñan y fabrican de acuerdo con un factor k.

I_{sc} / I_1	$h < 11$	$h < 17$	$h < 23$	$h < 35$	$h < 49$
<20	.998	.997	.995	.994	.991
20 < 50	.995	.990	.986	.983	.980
50 < 100	.989	.983	.972	.965	.961
100<1000	.985	.975	.959	.948	.940
> 1000	.977	.963	.942	.926	.913

TABLA 3.7.1

COMPORTAMIENTO DE LA CAPACIDAD DEL TRANSFORMADOR PARA SEÑALES DE PRUEBA QUE NO INCLUYEN ARMÓNICAS IMPARES

I_{sc} / I_1	$h < 11$	$h < 17$	$h < 23$	$h < 35$	$h < 49$
<20	.998	.997	.995	.993	.993
20 < 50	.994	.989	.984	.981	.979
50 < 100	.988	.981	.970	.963	.958
100<1000	.984	.974	.957	.945	.937
> 1000	.976	.960	.938	.922	.908

TABLA 3.7.2

COMPORTAMIENTO DE LA CAPACIDAD DEL TRANSFORMADOR PARA SEÑALES DE PRUEBA QUE INCLUYEN ARMÓNICAS PARES E IMPARES

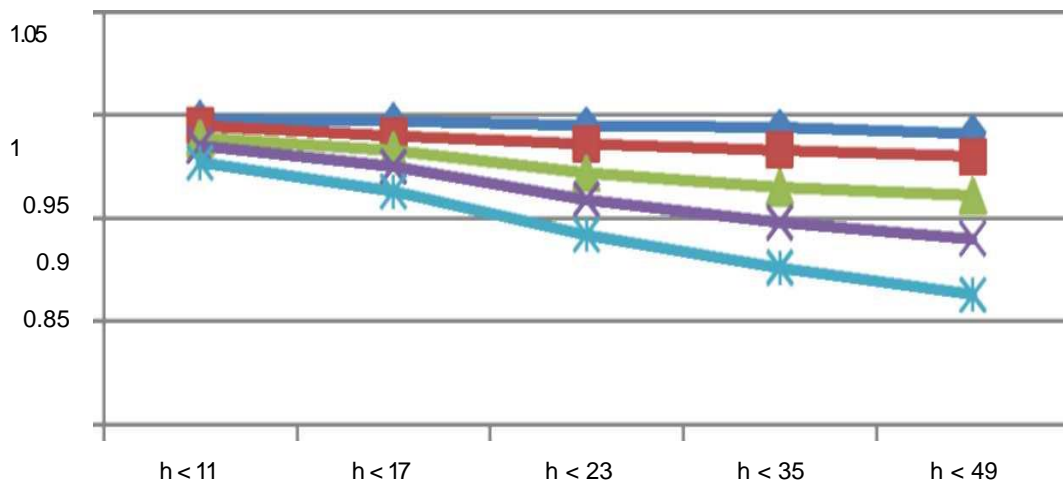


FIGURA 3.7.1

COMPORTAMIENTO DE LA CAPACIDAD DEL TRANSFORMADOR PARA SEÑALES DE PRUEBA QUE NO INCLUYEN ARMÓNICAS IMPARES

PRUEBAS CON SEÑALES CONSTRUIDAS A PARTIR DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA DADA POR I/H

Se prueba adicionalmente el transformador con corrientes de carga no sinusoidales formadas a partir de niveles armónicos individuales dados por la relación i/h . la magnitud de las armónicas pares se limita a un 25% de la magnitud que se considera para las armónicas impares. las señales de prueba se construyen de acuerdo a lo especificado en las secciones anteriores, para cada una de las señales de prueba se calculan el factor k , el factor armónico y la capacidad del transformador, los resultados que se obtienen se presentan en las siguientes tablas. La tabla inmediata muestra los resultados correspondientes a las señales de corriente que incluyen solamente armónicas impares. se observa que conforme el factor k se incrementa, la capacidad del transformador disminuye gradualmente, el comportamiento de la capacidad del transformador para el factor armónico es de forma similar que para el factor k . la tabla 8, muestra los resultados que se obtienen cuando se incluyen ambas armónicas, pares e impares en las señales de prueba. se observa que se tiene un incremento constante en el factor k que es proporcional al número de armónicas pares involucradas. Para la construcción de las gráficas 9 y 10 se utilizan los datos de las tablas 7 y 8. la figura siguiente muestra gráficamente el comportamiento de la capacidad del transformador para el factor k de las señales de prueba. Este gráfico sirve para confirmar que existe una relación lineal entre la capacidad del transformador y el factor k . la figura siguiente muestra gráficamente el comportamiento de la capacidad del transformador para el factor armónico de las señales de [prueba.se](#) utilizan diferentes símbolos para graficar los valores de la capacidad del transformador. se confirma que existe una relación no lineal entre la capacidad del transformador y el factor armónico, adicionalmente se observa que es posible trazar una curva continua tratando cada caso por separado, sin embargo, una vez que se conjuntan los datos en una sola gráfica la curva se vuelve discontinua y

una de las curvas se monta sobre la otra curva. Esto indica que la disminución de la capacidad del transformador debido a la inclusión de las armónicas pares en la señal de corriente no es directamente proporcional al crecimiento que experimenta el factor armónico debido a esta misma acción.

	h	FACTOR k	FACTOR ARMÓNICO	CAPACIDAD p.u.
< 11		5	.429	.978
< 17		8	.45	.962
< 23		11	.459	.947
< 35		17	.468	.919
< = 49		25	.473	.885

TABLA 3.7.3

	h	FACTOR k	FACTOR ARMÓNICO	CAPACIDAD p.u.
< 11	5.313		.455	.977
< 17	8.5		.476	.960
< 23	11.688		.485	.945
< 35	18.063		.494	.916
< = 49	25.563		.499	.881

TABLA 3.7.4

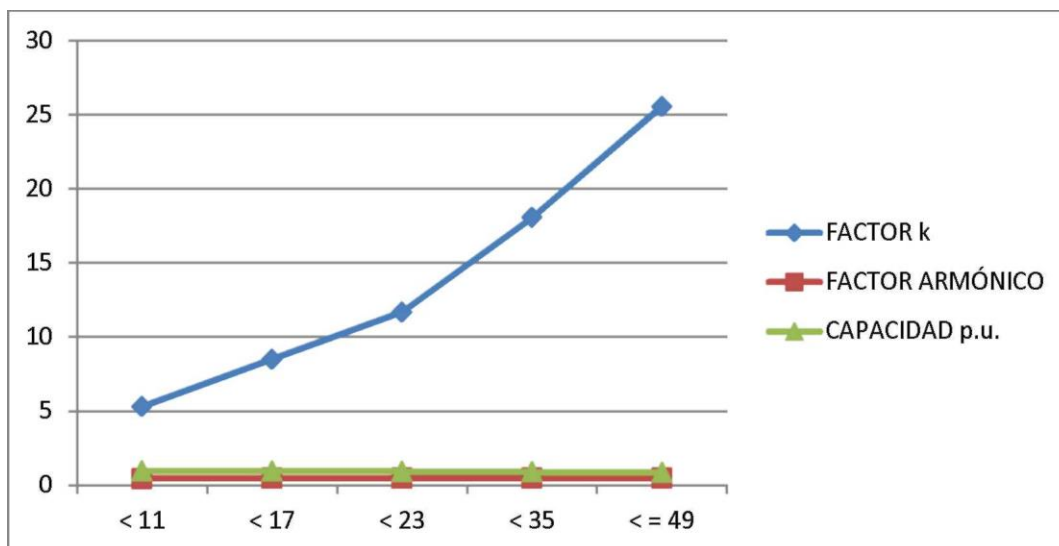


FIGURA 3.7.2

CAPÍTULO 4

FILTROS

4.1 GENERALIDADES

En esta sección se estudia el comportamiento de distintos compensadores de potencia de conexión paralela para la mitigación de armónicos de corriente en cargas trifásicas no lineales. Conocido el espectro armónico de la intensidad de una carga, el uso de filtros pasivos sintonizados a los armónicos de interés ofrecen una solución económica al problema planteado, aunque pueden aparecer problemas de resonancia en el sistema.

La utilización de filtros activos paralelos evita que aparezcan los problemas de los filtros pasivos, aunque en principio podría ser una solución de mayor coste. No obstante, en este último caso, es posible implementar estrategias de control más completas, pudiéndose añadir a los objetivos de compensación la corrección de potencia reactiva o el equilibrado de la carga.

Como extensión de las dos soluciones anteriores, existen configuraciones híbridas con filtros activos y pasivos como la que se propone en este trabajo, esto es, un filtro híbrido paralelo, compuesto por un filtro pasivo en serie con uno activo.

En esta configuración, se solucionan los problemas de los filtros pasivos usando un filtro activo de pequeña potencia, y por lo tanto de bajo coste. Con el objetivo de analizar los distintos tipos de acondicionadores, se ha realizado una comparativa, donde se presentan los resultados de simulación de un caso práctico, la compensación de un rectificador trifásico de potencia con una rama inductiva en el lado dc.

En los sistemas eléctricos, la existencia de cargas no lineales implica la aparición de corrientes y tensiones armónicas. Las cargas que implican la aparición de armónicos de corriente, como los rectificadores con alta inductancia en el lado dc, son denominadas cargas tipo fuente de corriente. Por otra parte, cuando hacen aparecer armónicos de tensión, como es el caso de los rectificadores con una rama dc altamente capacitiva, las cargas se denominan tipo fuente de tensión.

Según el tipo de armónicos a eliminar, se han propuesto diferentes esquemas de compensación, desde filtros pasivos y/o activos conectados en serie o en paralelo, hasta filtros híbridos pasivos-activos con distintas topologías.

La comparativa realizada en este trabajo se centra en propuestas de acondicionadores de conexión paralela, usados para la compensación de cargas de tipo fuente de corriente. Se estudia el comportamiento estacionario y dinámico de los tres esquemas de compensación presentados. En el filtro activo, las intensidades de compensación se obtuvieron con la teoría vectorial de la potencia, . En el filtro híbrido, las tensiones de compensación suministradas por el filtro activo son proporcionales a los armónicos de las intensidades de alimentación.

MODELOS DE CARGAS GRUPO GRUPO 1

Las cargas principales que existen en este grupo son las balastras magnéticas de lámparas fluorescentes (CFL) y otras lámparas de descarga de gas. Cada lámpara fluorescente consume 40 watts cuando es alimentada por una línea de 120 volts (*rms*), las características VOLTAJE- CORRIENTE, de (CFL) vienen dadas por la gráfica siguiente y serán utilizadas con el propósito de obtener

un modelo representativo. Este modelo representa 25 lámparas CFL, conectadas en paralelo.

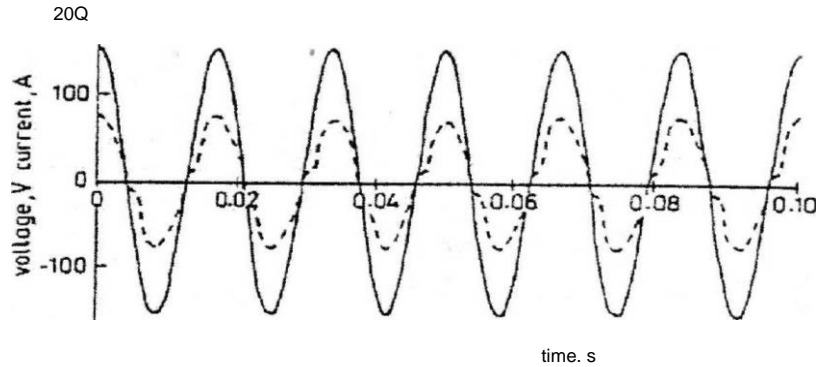


FIGURA 4.1.1

El modelo (CFL) está formado de dos resistores switchables paralelos no lineales, como se ve en el diagrama siguiente

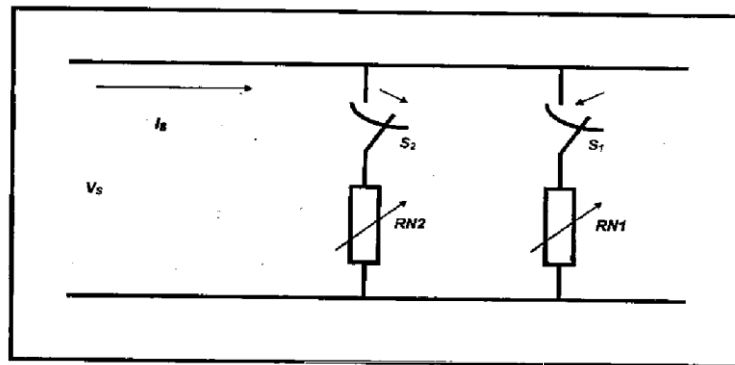


FIGURA 4.1.2

GRUPO 2

El segundo modelo de cargas incluye cargas que emplean en sistemas puente de rectificado con filtrado simple (DBR), como fuente de alimentación. Este convertidor sencillo de potencia estática, es muy comúnmente encontrado en equipos electrónicos tales como, computadoras, y equipos de T.V., pequeños variadores de velocidad y cargadores de baterías. El modelo de circuito para cargas DBR se muestra a continuación y seguidamente su forma de onda de corriente.

Una unidad DBR, consume 0.9 watts cuando es alimentada por una fuente de 120 volts (rms), la resistencia de carga en el lado DC, del convertidor es igual a 20 ohm para una representación de carga completa. El capacitor de alisado que es insertado en paralelo con la resistencia de carga y que provee el alisado del voltaje de salida tiene un valor de 1000 micro Faradios, el circuito poco despreciable consiste de un ramo R-C en serie, conectado en paralelo con cada diodo, donde R es 1 ohm, y C es 33 micro Faradios.

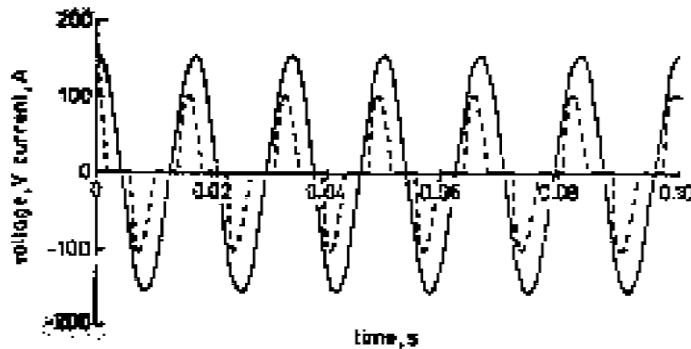


FIGURA 4.1.3

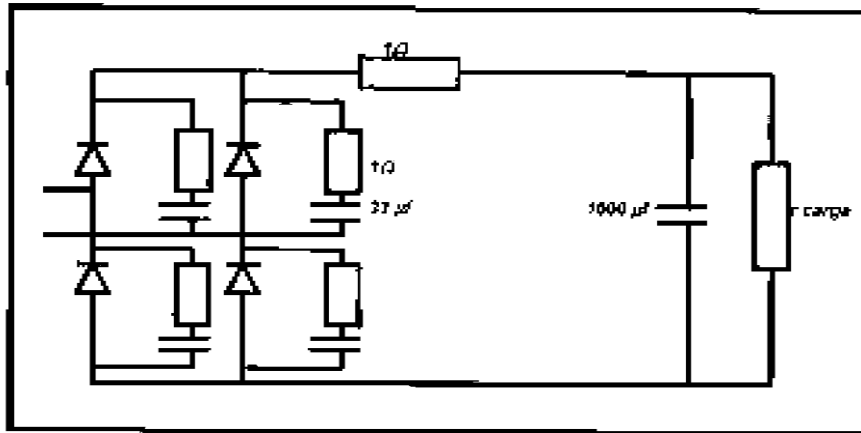


FIGURA 4.1.4

GRUPO 3

Este tercer grupo incluye aquellas cargas utilizando el control de fase de tiristores para controlar a ambos procesos, el voltaje de entrada y la entrada de potencia a la carga. Las mayores cargas que aparecen dentro de este grupo son ,variadores de intensidad luminosa, cargas de calentamiento y controles de motores sencillos de inducción de fase sencilla.

La unidad de controlador de ángulo de fase de voltaje alterno (PAVC), consume 0.9 K W, a un voltaje de 120 volts. Las unidades PAVC, consisten de dos tiristores conectados inversamente con un circuito nada despreciable conectado en paralelo con cada tiristor. El circuito no despreciable tiene una R de 1 ohm, y C de 20 Micro Faradios. El ángulo de fase de disparo es ajustado a 45°. A continuación se muestra el diagrama de carga y su gráfico V-I.

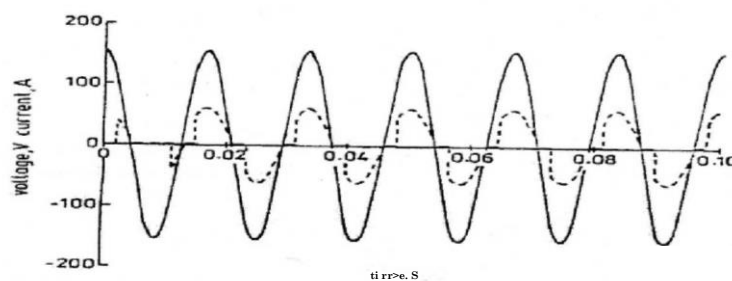


FIGURA 4.1.5

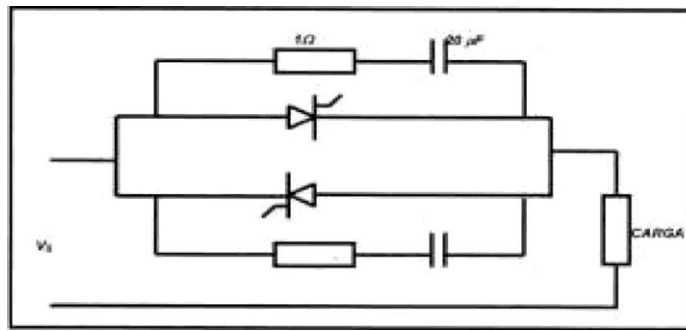


FIGURA 4.1.6

CONFIGURACIÓN DEL SISTEMA DE DISTRIBUCIÓN

El sistema de distribución en el lado secundario, es un ejemplo real y se muestra en la siguiente figura, para su uso con el análisis armónico. El sistema provee tres fases balanceadas así como fase sencilla para consumidores tanto comerciales como residenciales, los datos de distribución tanto en el lado primario como secundario son dados en la tabla siguiente a la gráfica, además de las cargas no lineales descritas previamente, el sistema de distribución es cargado con un sistema de carga balanceado tres fases estrella de cargas lineales y a un factor de potencia del 90% retrasado, para simular ambas cargas, motores de inducción y cargas resistivas de calentamiento

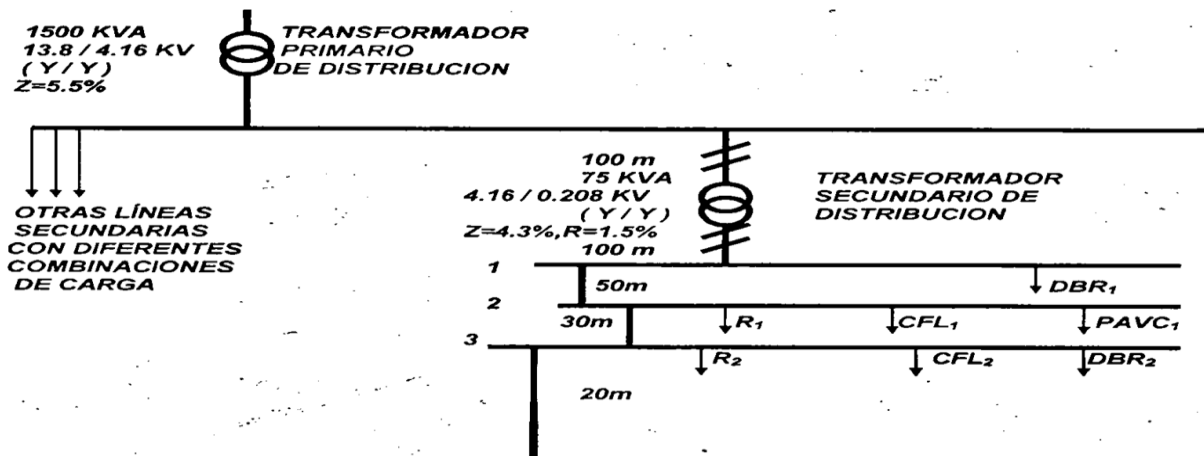


FIGURA 4.1.7

SECCION	TIPO	LONGMTS	SECC MM CUAD	$R \text{ } \Omega / \text{Km}$	$\omega L \text{ } \Omega / \text{Km}$
1	3 fases	100	16	1.420	0.106
2	3 fases	100	95	.239	0.081
3	Núcleo sencillo pvc	50	50	0.464	0.112
4	2 núcleos pvc	30	16	1.380	0.080

TABLA 4.1.1

METODOLOGÍA DE ESTUDIO

El presente procedimiento es para facilitar el mejoramiento del comportamiento del sistema de distribución y minimizar la distorsión armónica inyectada por diferentes tipos de cargas no lineales. Para alcanzar esta meta se utilizará un compensador de un puerto de reactancia híbrida.

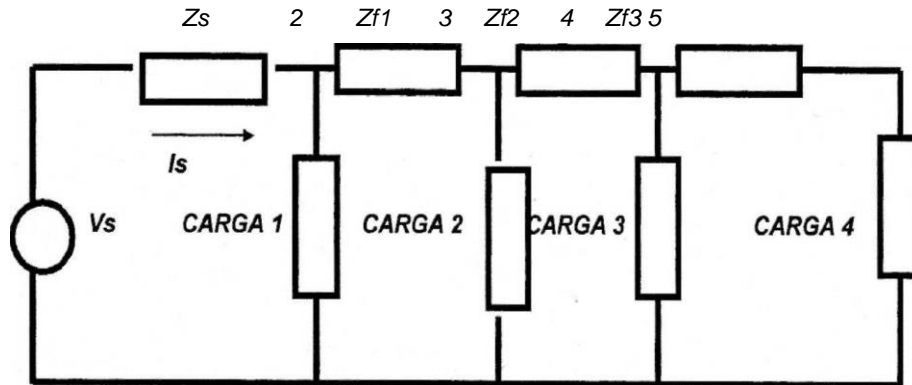


FIGURA 4.1.8

INVESTIGACIÓN PARAMÉTRICA

Diferentes parámetros del sistema pueden afectar los niveles de distorsión en sistemas reales de distribución. La dependencia de las armónicas de los niveles de carga del sistema, la impedancia X/R del sistema y la posición de las cargas no lineales son los principales factores que podrían afectar el nivel de distorsión del sistema. El estudio de estos parámetros será hecho suponiendo que la impedancia interna de la fuente está presente y para tenerla en cuenta para la atenuación mientras se realiza este análisis.

COMPENSACIÓN DE POTENCIA ARMÓNICA REACTIVA

Las observaciones anteriores nos sirvieron para investigar los diferentes modos operativos del sistema de distribución y nos dan una indicación de cómo afectan al nivel de distorsión del sistema. Utilizando esta metodología se encuentran curvas aproximadas pero prácticas formas de onda de corriente bajo diferentes condiciones prácticas reales. Teniendo estas consideraciones en formas de onda, se diseñará un compensador reactivo de un puerto y se insertará en el punto común de acoplamiento (PCC), con el propósito de mejorar el comportamiento del sistema completo. Este filtro tiene que limitar la distorsión armónica total (THD), de ambos, el voltaje y la corriente, a límites aceptables. Si un solo paso de filtrado no es exitoso en la limitación de (THD) se pueden adicionar pasos subsecuentes hasta que THD, sea menor a los estándares armónicos.

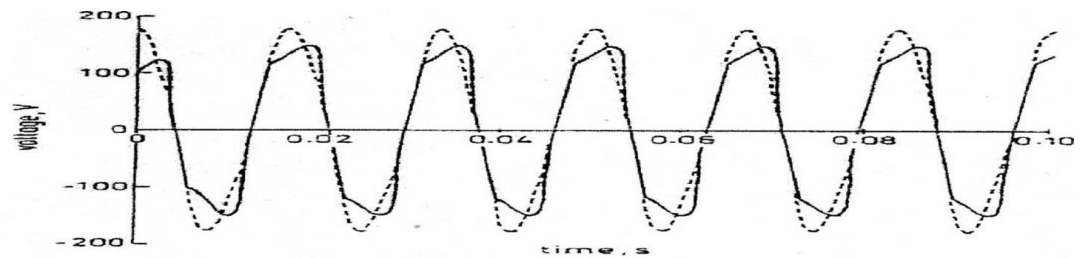
GRÁFICAS DE LAS SIMULACIONES

Estas gráficas dan un aspecto de la variación de los niveles de distorsión armónica que son afectados por lo siguiente.

Las interacciones entre las armónicas de voltaje y las armónicas de corriente El cambio de la impedancia interna de la fuente o relación X/R El cambio de las condiciones del sistema de carga El intercambio en las posiciones de la carga

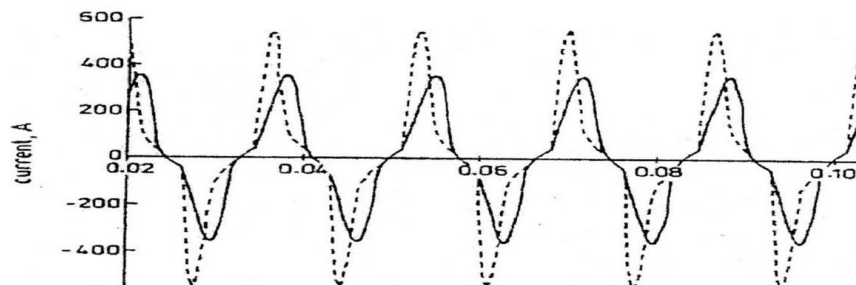
EFFECTO DE LA INTERACCIÓN

Para este análisis el sistema eléctrico de distribución será cargado a plena carga por diferentes tipos de sistemas, lineales y no lineales. La protección de cada tipo de carga será dada como un porcentaje de la carga completa del alimentador de distribución. El porcentaje compartido es como sigue: 40% de cargas DBR, 20% cargas CFL, 20% cargas PAVC, y el 20% restante representa las cargas lineales. La simulación se realizará una vez considerando la impedancia de la fuente y después suponiendo una impedancia despreciable. Los resultados son como siguen. Las figuras siguientes muestran la variación de la forma de onda de voltaje debida al efecto de atenuación, el cambio en el nivel de cada uno de los componentes armónicos de la corriente de la fuente debida a el efecto de atenuación se muestran en la tabla siguiente.



VOLTAJE DE CARGA CON Y SIN EL EFECTO DE INTERACCION

FIGURA 4.1.9



CORRIENTE DE ABASTECIMIENTO CON Y SIN EL EFECTO DE LAS INTERACCIONES

FIGURA 4.1.10

	13	15	17	19	111	113	115	
Sin impedancia de fuente	38.35	19.37	6.75	1.6	2.5	1.31	0.9	43.65
Con impedancia de fuente	21.62	4.24	1.55	1.51	0.88	0.34	0.59	22.18

TABLA 4.1.2

Estos resultados claramente muestran que la impedancia de la fuente es un factor importante que no puede ser despreciado, de ahí que tenga un gran impacto en los niveles de distorsión armónica. Estas interacciones toman la forma de cancelación armónica y despreciarlos resultará en una subestación de los niveles de distorsión en sistemas prácticos de distribución, por lo tanto en estas interacciones serán considerados.

EFECTO DE CAMBIAR LA IMPEDANCIA DE LA FUENTE , RELACION X/R

Con el propósito de investigar el efecto de cambiar la relación X/R, de la impedancia interna de la fuente ,la magnitud de la impedancia de la fuente para diferentes relaciones X/R deberá mantenerse constante .El sistema de carga del sistema de distribución se mantiene con las mismas cargas en la misma proporción porcentual como anteriormente. Estos resultados obtenidos se muestran en la tabla siguiente ,muestran los resultados que incrementar la impedancia de la

fuentes o la relación X/R resultará en más cancelación armónica, de ahí que el ángulo de fase de la impedancia de la fuente es directamente proporcional a la magnitud y fase del voltaje de carga, el cambio de la relación X/R, resultará en diferentes voltajes de carga en los diferentes buses, esto tomará la forma De corrientes armónicas diferentes generadas con diferentes ángulos de fase, resultando en más cancelación armónica entre las corrientes armónicas generadas .También se debe tener en cuenta que para algunos ordenes de armónicas ,incrementar la relación X/R, puede resultar en un incremento del porcentaje de distorsión ,de ahí que la cancelación depende del ángulo de fase relativo ,del orden de armónica en perspectiva para diferentes tipos de carga.

X/R	13	15	17	19	111	113	115	THD
0.14	29.63	7.55	2.67	1.33	0.4	0.5	0.41	30.75
1.13	23.38	3.82	2.1	1.65	0.36	0.76	0.42	23.87
2.1	22.1	4.01	1.71	1.6	0.72	0.5	0.58	22.59
3.65	21.62	4.2	1.55	1.51	0.88	0.34	0.59	22.18
6	21.5	4.39	1.5	1.47	0.9	0.26	0.57	22.08
12	21.47	4.54	1.48	1.44	0.99	0.21	0.58	22.07

TABLA 4.1.3

EFECTO DE CAMBIAR LA RELACIÓN x/r DE LA FUENTE DE ABASTECIMIENTO EN LOS NIVELES ARMÓNICOS

EFFECTO DEL NIVEL DE CARGA

63

En esta sección el nivel de carga será variado desde un 29% a 100% de la capacidad del alimentador y las siguientes suposiciones se harán:
La impedancia interna de la fuente o relación X/R será ajustada a 3.65 y mantenida constante. El porcentaje de comportamiento de cada tipo de carga permanecerá constante DBR 40%, CFL 20%, PAVC 20% y 20% lineal.

La posición de las cargas permanece inalterable

Los resultados de esta asunción están dados en al siguiente tabla, donde los contenidos armónicos de la corriente de la fuente son dados como porcentaje de la corriente fundamental para diferentes porcentajes de carga. Los resultados muestran que según se incrementan las cargas del sistema de distribución el porcentaje de distribución armónica disminuye. Esta proporcionalidad inversa puede ser relacionada con los efectos de atenuación y diversidad.

% carga								THD
	13	15	17	19	111	113	115	
100	21.62	4.2	1.55	1.51	0.88	0.34	0.59	22.18
83	23.76	5.29	1.79	1.98	0.68	0.75	0.3	24.53
59	26.92	7.68	2.6	2.6	0.9	1.13	0.61	28.28
44	29.36	10.32	3.75	2.7	1.23	1.25	0.7	31.54
29	31.44	13.55	6.01	2.8	2.53	1.3	1.4	34.97

TABLA 4.1.4

EFFECTO DE CAMBIAR LA POSICIÓN DE LA CARGA

64

El sistema de distribución continua con los mismos parámetros de línea y cargas. Las cargas permanecen en sus valores y al mismo nivel, el porcentaje de comportamiento permanece como la sección anterior y la relación X/R fija en 3.65. La localización de las cargas sería intercambiada de acuerdo a las diferentes configuraciones dadas en los diagramas de a continuación. Los resultados de este análisis están dados en la tabla siguiente donde claramente el intercambio de algunas cargas puede afectar el nivel THD. Este resultado es atribuible a las interacciones entre las cargas productoras de armónicas. Estas atenuaciones atribuidas a el efecto atenuador y de diversidad, pueden resultar en ambos efectos ya sea de incrementar o disminuir los niveles de distorsión armónica dependiendo de la magnitud y fase de dichos componentes armónicos.

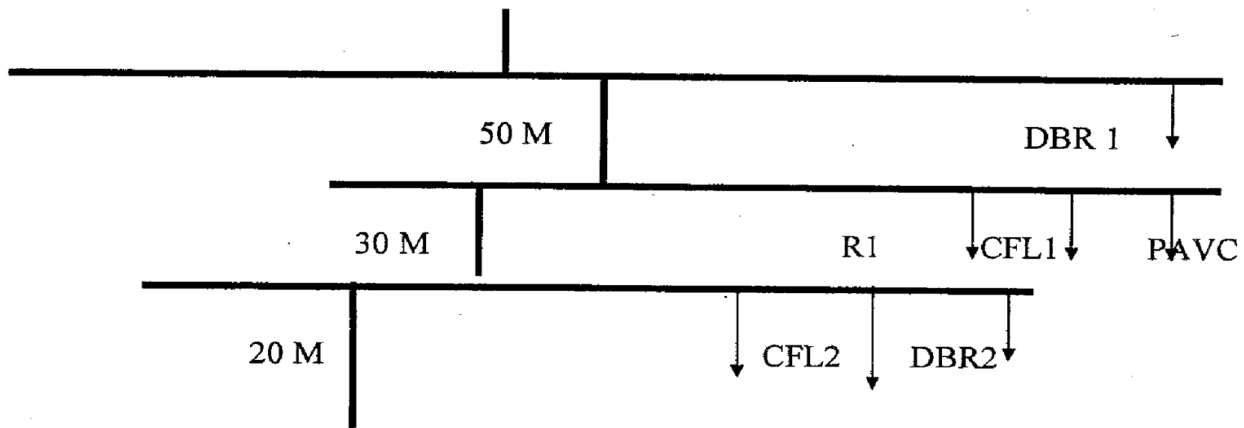


FIGURA 4.1.11

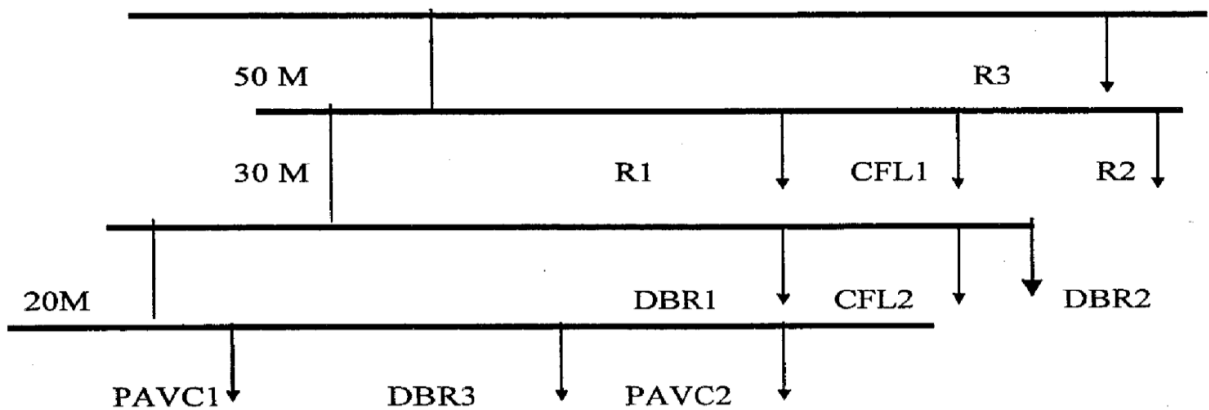


FIGURA 4.1.12

Configuración	1-3	1-5	1-7	1-9	1-11	1-13	1-15	Thd 1
1	21.18	4.2	1.55	1.51	0.88	0.34	0.59	22.18
2	20.0	3.62	1.48	1.45	0.8	0.3	0.58	20.51
3	19.8	3.5	1.43	1.42	0.85	0.29	0.57	20.25
4	19.49	3.31	1.42	1.39	0.85	0.27	0.57	19.9

TABLA 4.1.5

FILTRO HÍBRIDO

El objetivo primordial de los anteriores procesos de estudio fue para ganar un mejor entendimiento del comportamiento de la corriente armónica bajo diferentes circunstancias prácticas, estas formas de onda son los fundamentos de cualquier diseño de filtros, y mientras más precisas sean las formas de onda, lo más eficiente que será el filtro. En párrafos anteriores el compensador de reactancia de un puerto, fue implementado sucesivamente para minimizar la distorsión en voltaje y corrientes en circuitos lineales abastecidos por una fuente de voltaje no sinusoidal. En este trabajo un aproximamiento novedoso se propone con el propósito de mejorar el comportamiento del sistema de distribución y minimizar ambos niveles de distorsión en voltaje y corriente. Esta aproximación depende de calcular la susceptancia equivalente no lineal de la carga a diferentes frecuencias armónicas y de ahí ampliar el diseño del compensador de reactancia de un puerto para utilizarlo con sistemas no lineales, la susceptancia del filtro deberá ser igual en magnitud y opuesta en signo para la susceptancia equivalente de la carga como sigue: $B_{Cn} = -B_{Ln}$ donde:

B_{Cn} = Susceptancia del compensador a la armónica

$n B_{Ln}$ = Susceptancia de la carga a la armónica n

CÁLCULO DE LA SUSCEPTANCIA EQUIVALENTE DE CARGA

El cálculo de la susceptancia en circuitos que tienen cargas lineales, es como sigue: Dividir la corriente armónica entre el correspondiente voltaje armónico. Hay autores que asumen que si bajo condiciones de no carga el voltaje del bus es puramente sinusoidal entonces la impedancia armónica del sistema de AC, puede ser evaluada por la relación de voltaje armónico a corriente armónica, sin embargo, este método no es preciso porque asume que la carga no lineal es representada por fuentes de inyección constante de corriente armónica, esta suposición implica que las interacciones de voltaje y corriente armónicas son despreciables. Con el propósito de tener en cuenta las interacciones armónicas del voltaje y corriente de carga cuando se calcula la susceptancia de carga, se emplea algún algoritmo de computo interactivo.

DISEÑO DE FILTRO

Para el cálculo del filtro compensador de un filtro reactivo, emplearemos la siguiente distribución

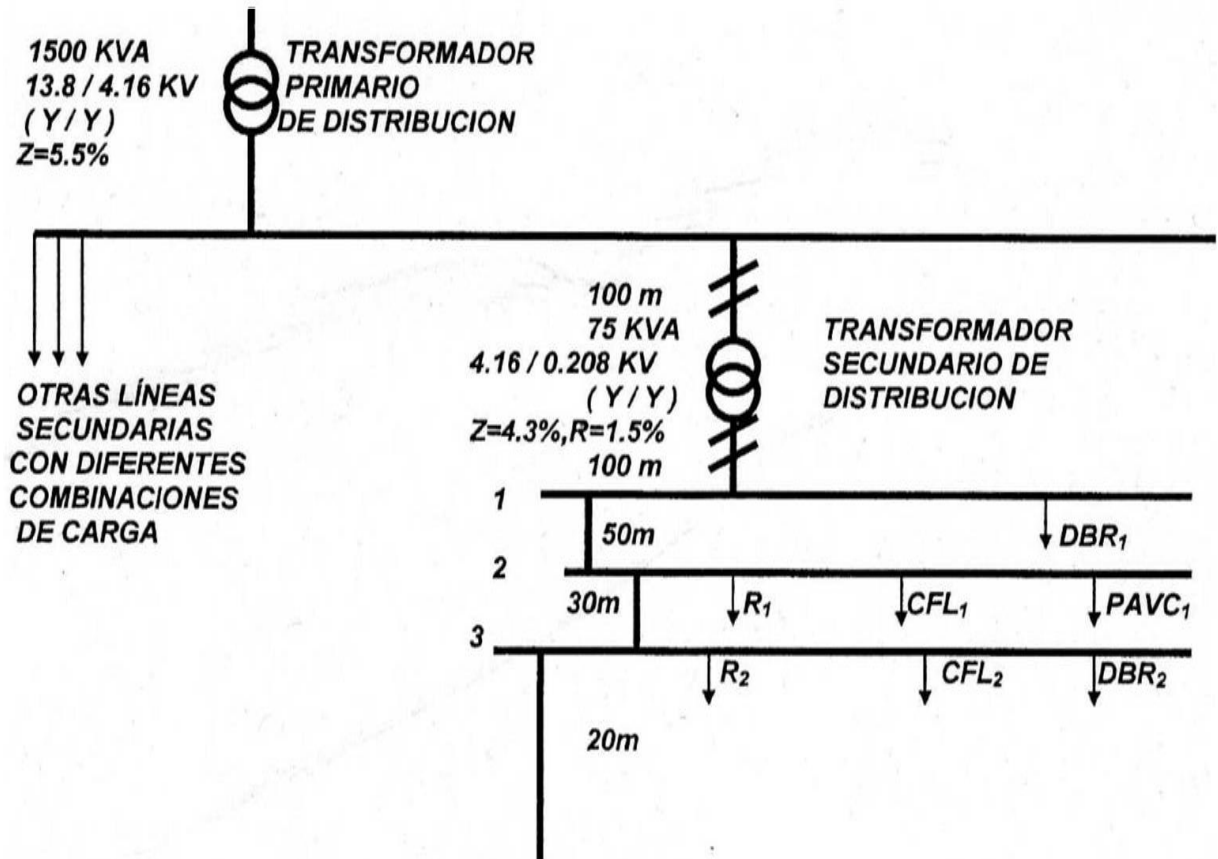


FIGURA 4.1.13

El sistema será cargado completamente con la impedancia de fuente considerada y la relación $X/R=3.65$. La susceptancia equivalente de carga a diferentes armónicas El siguiente paso es identificar la complejidad del compensador que es igual a : $M = N(2N - 1)$ para N armónicas. Sin embargo debido a que la complejidad es mucho menor y no tan alta como: $N < M < 2N$, el compensador complejo de admitancia $Y_c(s)$ o admitancia compleja $Z_c(s)$, donde s es la variable compleja, es determinada por el número de parámetros igual a su complejidad, esto es : $2N$, en este sistema tenemos N ecuaciones, los remanentes N parámetros pueden ser escogidos arbitrariamente asumiendo los polos del compensador. Empleando este método se encontró que la reactancia del filtro de un puerto tiene una estructura como se muestra en la siguiente figura.

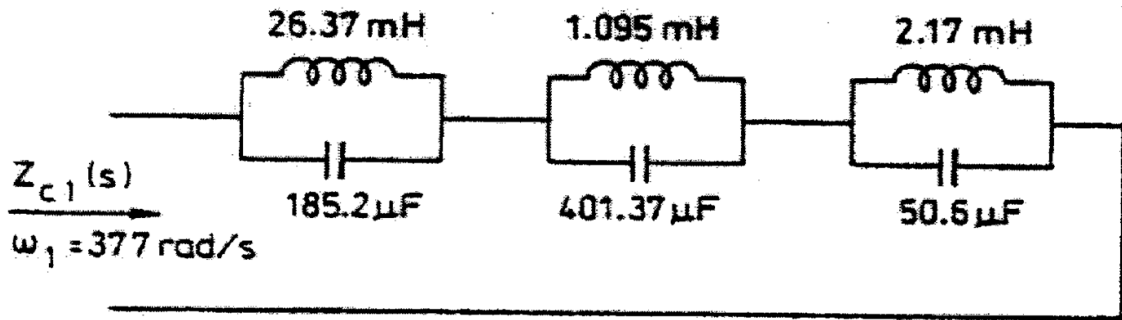


FIGURA 4.1.14

Insertando este filtro en paralelo en el punto Pcc fue exitoso en la disminución de la distorsión armónica total de la corriente de la fuente THDi de 22.18% a 14.54% y la distorsión armónica total de voltaje THDv de 19.9% a 10.19%, sin embargo, estos valores aún continúan siendo mayores a los establecidos por estándares internacionales.

DISEÑO DE FILTROS MULTITAPAS

Con el propósito de reducir los niveles de distorsión es necesaria otra etapa de filtración, el procedimiento de diseño es el mismo que para una etapa, la susceptancia equivalente de la carga y la combinación de la primera etapa será calculada utilizando el procedimiento anterior, se encuentra que para estas susceptancias para n e 1, 3, 5...son igual a $B1=0.297s$, $B3=88.49s$, y $B5=0.885s$. La segunda etapa del filtro tendrá la función de transferencia dada por:

+

Y el compensador tendrá la estructura de la siguiente figura

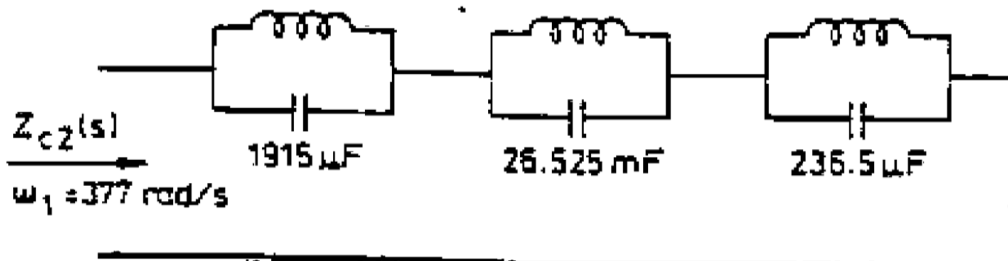


FIGURA 4.1.15

Aplicando el filtro en paralelo con la primera etapa resulta en un gran mejoramiento para ambos factores del sistema de distribución THDi y THDv. El valor THDi, se redujo a 6.52% y el factor THDv se redujo a 6.93%, estos resultados demuestran que los cálculos de susceptancia no lineal no son muy precisos y nos conducen a un cálculo impreciso del filtro. Este resultado puede ser atribuido a la complejidad del sistema. Las dos etapas del compensador de reactancia de un puerto deben ser combinadas juntas, conduciéndonos a la función de transferencia dada en la siguiente ecuación:

$$Z_c(s) = \frac{1.283s}{s^2 + 1.2^2} + \frac{0.582s}{s^2 + 4} + \frac{4.805s}{s^2 + 8}$$

La estructura del compensador de dos etapas combinadas juntas se muestran en la figura siguiente y las formas de voltaje y corriente después de insertar los filtros combinados se muestran en las posteriores imágenes, se observa que la reactancia combinada del compensador de un puerto resulta en la disminución del THDi a 2.26% y el THDv a 3.87%, que está dentro de los límites aceptables.

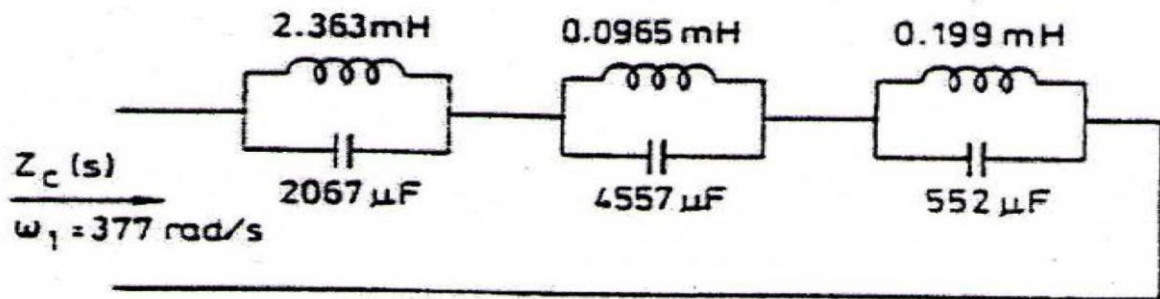


FIGURA 4.1.16

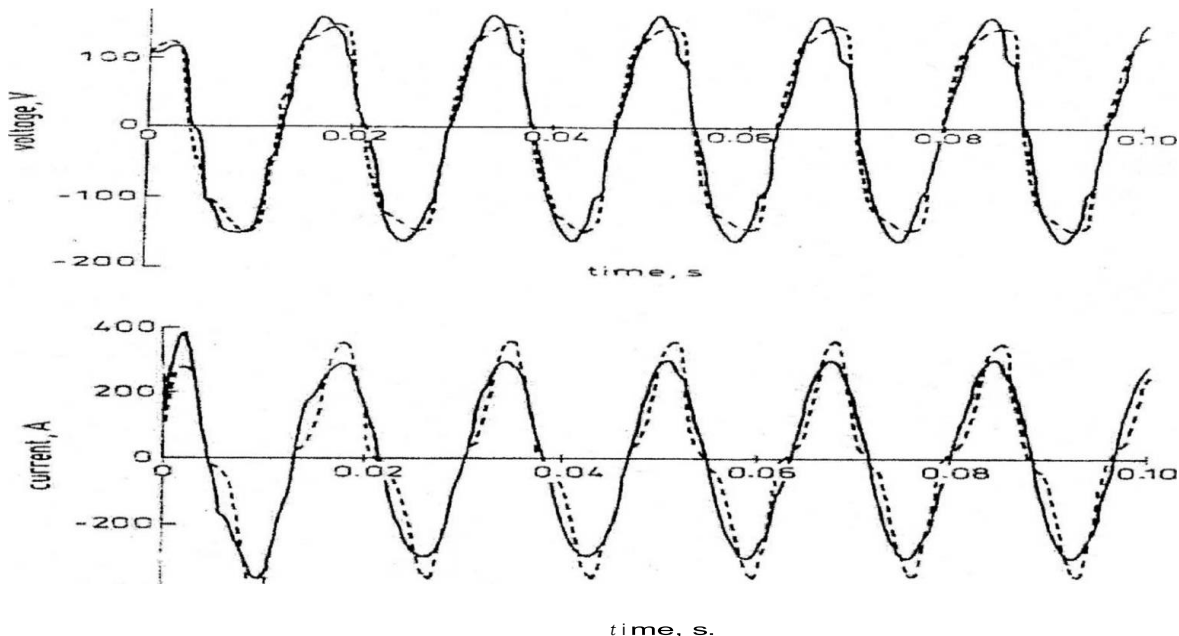


FIGURA 4.1.17

4.2 TIPOS DE FILTROS

FILTROS PASIVOS

El principio de los filtros pasivos se ilustra en la siguiente figura:

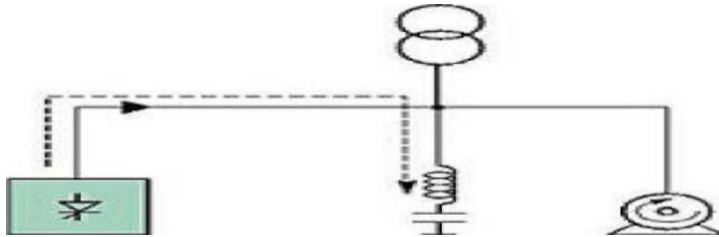


FIGURA 4.21

Los componentes principales del filtro pasivo son las inductancias y condensadores, conectados en una configuración de circuito resonante, sintonizados en el orden de las frecuencias armónicas a ser eliminadas. Estos dispositivos se conectan en paralelo con el generador y los filtros de armónicos. Este circuito paralelo absorberá las corrientes armónicas, evitando su circulación en el circuito de alimentación. Un equipo puede incluir varios dispositivos para eliminar los armónicos según el orden correspondiente.

Las funcionalidades son satisfactorias en la mayoría de los casos, pero esta tecnología permite solo una reducción parcial de las corrientes armónicas. Además, la acción se limita solo a unos pocos órdenes (típicamente: 5, 7, y 11).

Adicionalmente, la corriente nominal del filtro es muy dependiente de la distorsión existente, dado que el filtro presenta una baja impedancia en su frecuencia de resonancia. Así, la implementación de filtros pasivos requiere un análisis detallado de las características de la instalación, lo cual es una limitación en el uso de esta tecnología.

Las aplicaciones típicas para los filtros pasivos son las instalaciones de potencia media o de potencia alta (> pocos cientos de kVA) lo que incluye variadores de velocidad, hornos de inducción, hornos de arco y rectificadores, y también aquellas que requieren corrección del factor de potencia.

En cargas no muy fluctuantes, es posible emplear distintas ramas LC conectadas en paralelo con la carga y sintonizadas a las frecuencias de los armónicos de corriente que se deseen retirar del sistema, figura anterior. A partir del espectro de la intensidad de la carga que se desea compensar, se escogen los armónicos más relevantes. Para compensar cada uno de ellos, por ejemplo el de orden n , se eligen valores de L_n y C_n que satisfagan la ecuación siguiente, donde f es el valor de la frecuencia fundamental, 60 Hz en este trabajo.

$$i_{\dot{u}_n} = 2nfn = \frac{1}{\omega L_n C_n}$$

La ecuación anterior implica una sola restricción para los valores L y C de cada rama. Se puede añadir como restricción adicional para la elección de esos parámetros que las distintas ramas suministren la potencia reactiva consumida por la carga a la frecuencia fundamental. El filtro pasivo así diseñado presenta varias carencias. No pueden lograrse objetivos de compensación más complejos, no es posible modificar sus parámetros para ajustarse a variaciones de la carga, y pueden aparecer problemas de resonancia, como se muestra en el apartado de resultados del caso práctico estudiado en el presente trabajo.

FILTROS ACTIVOS

El principio de los compensadores activos se ilustra en la siguiente figura:

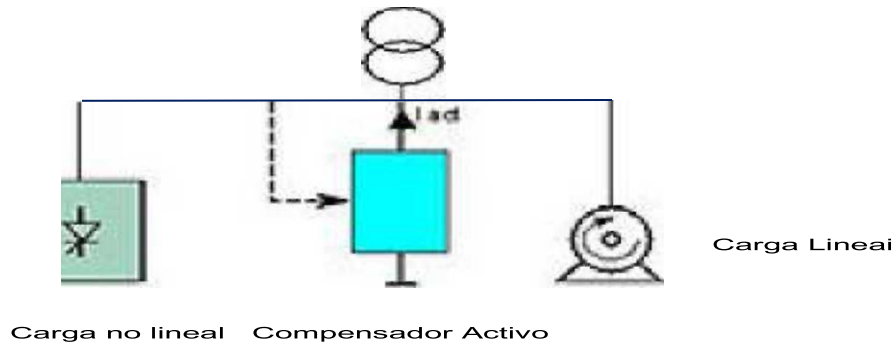


FIGURA 4.2.1

El compensador activo es un equipo de electrónica de potencia, con control digital. Los sensores de corriente se usan para la medición de la corriente de carga de la línea. El circuito de control digital calcula el contenido de la corriente armónica I_{har} de estas corrientes de carga y genera las señales del orden adecuado en la unidad de potencia. La unidad de potencia genera la corriente i_{act} en oposición a las corrientes armónicas de la carga. La corriente resultante si tiene un contenido de corrientes armónicas muy reducida. Esta reducción puede estar en el orden de 10 a 20 dependiendo del tipo de carga, así como también si la corriente nominal del compensador es suficiente. La compensación armónica cubre el rango desde el orden 2 al orden 25, o desde el orden 2 al orden 50 según el compensador usado, con posibilidades de compensar parcial o totalmente. El equipo se adapta automáticamente a cualquier tipo de carga, monofásica o trifásica y puede ser conectado a cualquier red trifásica con o sin neutro. Una de las ventajas de esta tecnología es que es menos crítica en su interacción con las características de la instalación, y se adaptan mucho mejor a las fluctuaciones de los parámetros.

Las aplicaciones típicas de los compensadores activos están en instalaciones de potencia baja y potencia media (desde pocas decenas de kVA a pocos cientos de kVA), incluyendo equipos de computación, UPS, variadores de velocidad e iluminación fluorescente, entre otras. Para extender el rango de aplicación de los compensadores activos, y mejorar las funcionalidades de los filtros pasivos, las nuevas técnicas permiten combinar ambas tecnologías dentro del mismo equipo.

Este filtro activo, figura anterior, puede ser modelado como una fuente de corriente controlada que suministra una intensidad de compensación en paralelo con la carga. El compensador incluiría una etapa de control, que calcula la referencia de la intensidad de compensación a inyectar en el sistema, y una etapa de potencia, un inversor constituido por dispositivos interruptores, que sigue esa intensidad de referencia. Pueden utilizarse distintas estrategias de compensación para el control del filtro activo. La más básica sería la de suministrar los armónicos de corriente de la carga.

La estrategia utilizada en este trabajo se basa en la teoría vectorial de la potencia eléctrica. La intensidad de referencia usada para el control del inversor se muestra en la ecuación siguiente:

$$\dot{I}_{c,ref} = i_L - P / V^2 v$$

Siendo

i_t : Vector de intensidad de la carga

$I T$

P : Potencia media consumida por la carga $P = 1/T \int j_Q(u^t * v) dt$

u : vector de tensiones de alimentación

v : vector de tensiones sin componente homopolar

V^2 : Norma de v $V^2 = \int j_Q(v^T * v) dt$

La etapa de potencia del filtro activo, un inversor dc-ac, sigue esta señal de referencia e inyecta en el sistema unas intensidades de compensación que consiguen que las intensidades de alimentación resulten sinusoidales, equilibradas, y en fase con las tensiones. Las prestaciones de este filtro activo en cuanto a la posibilidad de establecer estrategias de compensación complejas son muy altas. No aparecen problemas de resonancias, y el comportamiento dinámico es muy adecuado.

FILTRO HÍBRIDO

El principio del Filtro Híbrido se ilustra en la siguiente figura:

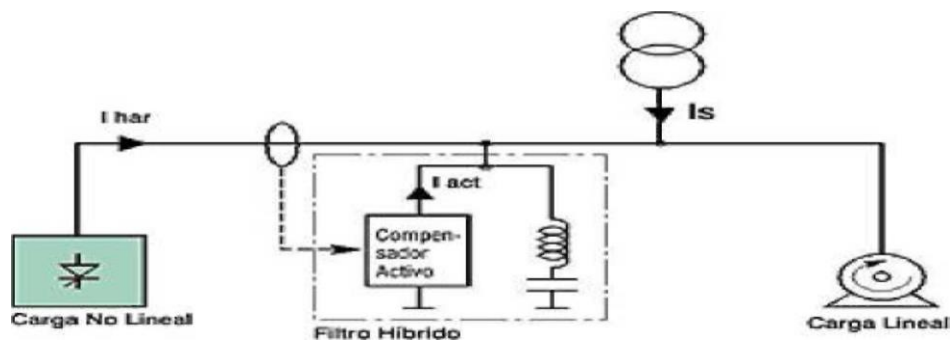


FIGURA 4.2.2

El filtro pasivo se sintoniza en la frecuencia armónica predominante, y entrega la energía reactiva requerida. El compensador activo se dedica al resto de los armónicos. Esta solución permite un alto nivel de funcionalidad, dado al gran número del orden armónico cubierto. El uso del filtro pasivo dedicado a la frecuencia del orden predominante permite cubrir un rango más amplio de potencia. El compensador activo es ajustado sólo para una fracción (típicamente: entre 1/3 y 1/2) de la corriente armónica total. Las aplicaciones típicas de los filtros híbridos son las mismas aplicaciones de los filtros pasivos, es decir, para instalaciones de potencia media y potencia alta (> pocos cientos de kVA), aplicaciones que demandan corrección del factor de potencia, además de la funcionalidad de eliminar el resto armónicos de orden diferente.

Con la reducción de la sección activa y la alimentación natural de la energía reactiva, la tecnología híbrida ofrece una solución óptima y económica para la mayoría de las instalaciones de alta potencia. El filtro híbrido combina las ventajas de ambas tecnologías básicas: el filtro pasivo es una solución de bajo costo y el compensador activo es una solución de alta funcionalidad.

El filtro híbrido paralelo ensayado en el presente trabajo está constituido por un filtro pasivo, con distintas ramas LC sintonizadas a las frecuencias de los armónicos de corriente más relevantes de la carga, en serie con un filtro activo, figura anterior. El filtro activo indicado puede ser modelado como una fuente de tensión controlada. Para obtener la tensión de compensación a suministrar, v_C en la figura anterior, se pueden emplear diferentes estrategias. Si la tensión v_C es proporcional a la corriente armónica de la fuente, i_{SH} , se modifica la impedancia del compensador paralelo y se mejora el funcionamiento del filtro pasivo. La carga no lineal se ha modelado mediante una fuente de corriente.

Del circuito anterior se puede obtener la siguiente expresión para la intensidad armónica de alimentación,

$$I_{SH} = Z_f / (Z_s + Z_f + K) I_{LH} + 1 / (Z_s + Z_f + K) V_{SH}$$

De la ecuación anterior se puede observar que idealmente las intensidades de corriente armónicas serían nulas si $K=0$. Es suficiente que $K \gg (Z_s + Z_f)$ para que esta estrategia permita reducir la resonancia serie entre la fuente y el filtro. Esto evita que el filtro pasivo reciba corrientes armónicas del resto del sistema. No es necesario que K tenga un valor muy elevado, siendo suficiente en los casos prácticos simulados en este trabajo $K=2$. Para lograr otros objetivos de compensación, se pueden usar distintas estrategias de control. Así, utilizando la teoría vectorial indicada anteriormente, la tensión de compensación del filtro activo sería proporcional a la intensidad activa fundamental de la corriente de alimentación, $i_{Cref} = i_L \cdot \cos(\alpha)$ lo que permitiría obtener corrientes de alimentación sinusoidales y equilibradas en el sistema compensado. El esquema híbrido presentado evita los problemas del filtro pasivo con un filtro activo de pequeña potencia, y por lo tanto de coste reducido.

OTROS TIPOS FILTROS

Filtros de rechazo(BT/AT)

Están formados por baterías de condensadores con reactancias de rechazo. Este conjunto forma un circuito serie resonante sintonizado a una frecuencia inferior a la del armónico más común (5°). A frecuencias armónicas el valor de la reactancia es dominante y el escalón es, por tanto, inductivo. No hay amplificación armónica, ya que no existe circuito resonante paralelo entre el circuito serie condensador-reactancia y la red exterior. La batería actúa también como filtro de absorción, eliminando parcialmente (15 a 20%) las corrientes armónicas de menor frecuencia del sistema.

Filtros de absorción (BT/AT)

Están formados por tantas ramas L-C como armónicos se desee filtrar. El valor de la inductancia de la reactancia (L) es aquel que asegura un bajo valor de impedancia para el circuito resonante serie a la frecuencia armónica. De esta forma la mayor parte de la intensidad armónica se dirige hacia el filtro (80 a 90%).

Filtros Activos

Los filtros activos Maxsine de Nokian Capacitors eliminan los armónicos (desde el 2° hasta el 50), tanto en las fases como en el neutro en tiempo real (tiempo de respuesta inferior a 1 ms), pudiendo compensar también la potencia reactiva. Están basados en un sistema patentado denominado "CONTROL DIRECTO DE FASE DE CORRIENTE DPCC).

SVC Compensadores estáticos de potencia reactiva a (A.T.)

Cuando existen muy rápidas fluctuaciones en potencia reactiva, incluso en unos pocos ciclos, los métodos tradicionales de control de potencia reactiva no son adecuados por ser demasiado lentos para estas variaciones. En esos casos son adecuados los compensadores estáticos. Los compensadores estáticos Nokian Capacitors consisten en una batería de condensadores con filtro de armónicos y una reactancia controlada por tiristores. De esta forma los armónicos generados por la carga y los tiristores son eliminados consiguiendo así minimizar las fluctuaciones en potencia reactiva y los armónicos.

CONSIDERACIONES PARA INSTALAR FILTROS Y

CAPACITORES

Filtros únicos

Cuando se coloca un filtro único, tal como un filtro de la 4.7 armónica (282 Hz), para reducir la quinta armónica (300 Hz), el filtro también reduce las corrientes armónicas de la 7a, 11a y 13a. Solo que hay que cuidar que los alimentadores estén calculados y tengan las protecciones adecuadas para soportar las corrientes armónicas.

Filtros por máquina

El colocar filtros por máquina para atenuar sus armónicas es caro, pero es la mejor solución. Requiere un análisis del sistema eléctrico completo y de cada una de las máquinas. Dependiendo de la impedancia del transformador de distribución y de la adecuación del filtro a la carga, se puede esperar una reducción en la corriente armónica de un 60% a 80%. Cuando se instala un reactor entre el bus y el filtro, se reduce la interacción entre filtros del sistema eléctrico. Su capacidad debe ser de la corriente total de la carga con un 3% a 5% de impedancia con un valor de inductancia en función de los kVA de la carga.

Lugar de los capacitores

Cuando se mueven los capacitores de corrección del factor de potencia lejos de una fuente de armónicos, se reducen las corrientes armónicas al introducir impedancia el cableado más largo. Los filtros son más efectivos cuando se añaden cerca de las cargas que producen las armónicas, y lejos de los transformadores. En relación con el lugar físico, recordamos que únicamente los capacitores con más de 11 litros de líquido combustible deben ser colocados en bóvedas o en lugares exteriores.

Capacitores utilizados en filtros

La operación de los capacitores de un filtro armónico deben estar dentro de los límites de voltajes y de corrientes establecidos por el IEEE Standard 18-2002, *Standard for Shunt Power Capacitors*: el voltaje más medido debe ser hasta el 110% del voltaje de placa; el voltaje de pico hasta el 120% del voltaje de placa; la corriente rms hasta el 180% de la corriente de placa; y, la potencia reactiva hasta el 135% de la nominal.

Por ésta última recomendación se protegen los capacitores a 135% de su corriente de plena carga. Ventilación

Es importante notar que los filtros disipan mucho calor. Por ello, es importante localizar los filtros en un área que permita la ventilación.

Capacitores y equipos electrónicos

Por lo general, los fabricantes no recomiendan el uso de capacitores para corregir el factor de potencia en el lado de carga de los equipos electrónicos de variación de velocidad.

Transitorios

Ocurre un transitorio de voltaje en los sistemas eléctricos cuando se conectan o desconectan capacitores en el primario de un transformador. Es común que este transitorio se amplifique por resonancia por el sistema capacitores-secundario del transformador.

Para resolver el problema, en sistemas muy grandes, se inserta una impedancia eléctricamente en serie con el banco de capacitores al momento de energizarlo, para que los transitorios tengan un nivel aceptable. En otros casos, se utilizan interruptores de vacío sincronizados para cerrar en el momento en que la onda de voltaje cruza el cero.

Otra solución es instalar reactores limitadores de corriente con las capacitancias del banco.

Y, por último, supresores de picos de alta capacidad pueden ser utilizados para eliminar cualquier sobre voltaje del sistema.

CONCLUSIONES

- ❖ Las corrientes de carga no sinusoidales utilizadas en este trabajo se construyen a partir de los límites de distorsión armónica individuales para sistemas de distribución general dados por el IEEE y una distribución armónica dada por i/h .
- ❖ Los factores k de las señales de prueba utilizadas en el presente trabajo, constituyen los factores k que comúnmente se encuentran en corrientes de carga de sistemas comerciales e industriales.
- ❖ De acuerdo a los límites individuales dados por el IEEE, las armónicas menores a la 23^a armónica demuestran tener la mayor influencia en los factores k y armónicos.
- ❖ Los incrementos para el factor k y armónico de las señales de prueba fueron menos significativos a medida que la inclusión de armónicas en las señales de prueba fue de orden superior a la 23a armónica.
- ❖ Utilizando los datos de diseño de un transformador de distribución se calcula su capacidad para suministrar corrientes de carga no sinusoidales aplicando una metodología matemática.
- ❖ Se observó que existe una relación lineal entre la capacidad del transformador de distribución utilizado y el factor k de las señales de prueba.
- ❖ A diferencia del factor k , la relación que existe entre la capacidad del transformador y el factor armónico no es lineal
- ❖ De la conclusión anterior se establece porque es el factor k el que se utiliza en el diseño y fabricación de transformadores que compensan los efectos de las corrientes de carga no sinusoidales.

En este trabajo en conjunto se expone una investigación comprensiva para evaluar el comportamiento real en un sistema de distribución eléctrico alimentando diferentes tipos de cargas no lineales. así también se identificaron los parámetros que afectan los niveles de distorsión armónica.

También se muestra que la presencia de la impedancia interna de la fuente conduce a niveles de distorsión de corriente de la fuente, y despreciar este efecto causará que los niveles de armónicas sean subestimados.

Además, el incremento en la impedancia y la relación x/r inhibirá el efecto de reducción de armónicas. los resultados también muestran que el incremento de los niveles de carga del sistema es inversamente proporcional al nivel de distorsión y tiene un efecto significativo en el mejoramiento del comportamiento del sistema,

BIBLIOGRAFÍA

> BLACBURN,J.LEWIS

- SYMMETRICAL COMPONENTS FOR POWER SYSTEMS ENGINEERING
- MARCEL DENKER INC, 1993

> BROOKS,DANIEL L

- INDICES FOR ASSESING HARMONIC DISTORSION FROM POWER QUALITY MEASUREMENTS:DEFINITIONS AND BENCHMARK DATA
- IEE,TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY,OCTOBER 3, 1997

> CRISFORD,D.S.

- HARMONIC MEASUREMENTS ON NGC TRANSMISSION SYSTEM
- NATIONAL GRID COMPANY U.K.

> DORF,RICHARD C

- CIRCUITOS ELÉCTRICOS, INTRODUCCIÓN AL ANÁLISIS Y DISEÑO 2a ED
- ALFAOMEGA, 1993

> DUGAN, ROGER C.

- ELECTRICAL POWER SYSTEMS QUALITY
- MC GRAW HILL, 1996

> GIBILISCO STAN,SCLATER NEIL

- ENCICLOPEAEDYA OF ELECTRONICS
- TAB PROFESSIONAL AND REFERENCE BOOK 2^a EDICIÓN, 1990

> IVANOV A.V. / SMOLENSKY

- MAQUINAS ELÉCTRICAS TOMO 1
- EDITORIAL MIR, MOSCU,1988

- > KERCHKER Y CORCORAM
 - CIRCUITOS DE CORRIENTE ALTERNA 4a EDICIÓN
 - CECSA, MAYO 1988

- > KOSOV L.IRVING
 - MAQUINAS ELECTRICAS Y TRANSFORMADORES
 - PRENTICE HALL HISPANOAMERICANA, SEGUNDA EDICIÓN

- > POSADAS SANCHEZ DANIEL
 - EL EFECTO DE LA CONSTANTE K
 - IEEE , SECCION MEXICO, PONENCIA 18 DE JULIO 1997

- > PRABHAKARA F.S., SMITH JR, ROBERT L STRATFORD RAY P.
 - INDUSTRIAL AND COMMERCIAL POWER SYSTEMS HANDBOOK
 - MC GRAW HILL, 1995

- > RORABAUGH, BRITTON C
 - CIRCUIT DESIGN AND ANALYSIS
 - MC GRAW HILL, 1992