



D-9366



7
621.3132
M385

ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

**Control de Armónicos en Convertidores
de Gran Potencia AC/DC**

TESIS DE GRADO

**Previa a la Obtención del Título de
INGENIERA en ELECTRICIDAD**
Especialidad: POTENCIA

PRESENTADA POR:

BLANCA G. MARTINEZ H.



Guayaquil, Ecuador
1989

DEDICATORIA

A DIOS

A MIS PADRES

A MIS HERMANOS

AGRADECIMIENTO



BIBLIOTECA A

Al ING. ADOLFO SALCEDO

Director de tesis, por su ayuda y
colaboración para la realización
de este trabajo.

Al ING. JUAN MARTINEZ HURTADO

Mi hermano, por su apoyo y
colaboración.

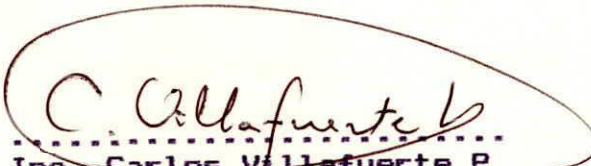
DECLARACION EXPRESA

"La responsabilidad por los hechos, ideas y doctrinas
expuestos en esta tesis, me corresponden exclusivamente;
y, el patrimonio intelectual de la misma, a la ESCUELA
SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL.

(Reglamento de Exámenes y Titulos profesionales de la
ESPOL).

Blanca Martínez Hurtado

Blanca Martinez Hurtado.


.....
Ing. Carlos Villafuerte P
Subdecano de la F.I.E


.....
Ing. Adolfo Salcedo
Director de tesis


.....
Ing. Leo Salomón F
Miembro del tribunal


.....
Ing. Armando Altamirano Ch
Miembro del tribunal

INDICE GENERAL



BIBLIOTECA
UNAM

RESUMEN.....

INDICE GENERAL.....

INDICE DE FIGURAS.....

INDICE DE TABLAS.....

INTRODUCCION.....

CAPITULO I

ARMONICAS EN EL SSITEMA DE POTENCIA

1.1. Análisis de armónicas.....

1.1.1 Serie de Fourire y coeficientes.....

1.1.2 Forma completa de la serie de Fourier.

1.2. Fuentes de armónicas.....

1.2.1 Transformadores.....

1.2.2 Máquinas rotativas.....

1.2.3 Equipos de arcos.....

1.2.4 Equipos convertidores de potencia.....

CAPITULO II

FUENTES DE ARMONICAS CONVERTUIDORES DE POTENCIA AC/DC

2.1. Generalidades

2.2. Componentes armónicos en la onda de
corriente

2.2.2.	Relación de armónicos en convertidores.....
2.3.	Contenido armónico en la conmutación de los convertidores.....
2.3.1.	Convertidores conmutados lineales... ..
2.3.2.	Convertidores conmutados propios.....

CAPITULO III

RESPUESTA Y EFECTOS DE LAS ARMONICAS EN EL SISTEMA DE POTENCIA

3.1.	Generalidades.....
3.2.	Respuesta del sistema a los armónicos.....
3.2.1	Capacitores.....
3.2.2	Componentes amortiguadores.....
3.2.3	Niveles armónicos de respaldos.....
3.3.-	Efectos de los armónicos sobre los equipos de altos niveles de potencia.....
3.3.1.	Capacitores.....
3.3.2.	Transformadores.....
3.3.3.	Máquinas rotativas.....
3.4.-	Efectos de las armónicas sobre los equipos de bajo nivel de potencia.....
3.4.1.	Medidores eléctricos.....
3.4.2.	Relés.....
3.4.3.	Equipos de arcos.....

CAPITULO IV

CONTROL DE ARMONICAS EN CONVERTIDORES DE GRAN POTENCIA AC/DC.

4.1. GENERALIDADES.....

4.2. TECNICAS DEL CONTROL ARMONICO.....

4.2.1 Técnica: Cancelación de armónicas.....

4.2.2 Técnica: Filtros de armónicos.....

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

BIBLIOGRAFIA

INDICE DE FIGURAS

Poa.

- 1.1. Componente armónica de la corriente de
excitación de un transformador.....
- 1.2. Magnetización de un transformador
(sin pérdidas).....
- 1.3. Magnetización de un transformador
(con pérdidas).....
- 1.4. Densidad de flujo en un transformador
en energización.....
- 1.5. Característica de excitación y corriente
asimétrica bajo magnetización.....
- 1.6. Aplicación vectorial del flujo en un
transformador trifásico.....
- 1.7. Construcción del núcleo de tres piernas.....
- 1.8. F.M.M y distribución de flujo de una
bobina con una ranura por polo.....
- 1.9. Magnitud de la corriente armónica
probabilística.....
- 2.1. Convertidor de una trayectoria de fase $-p...$
- 2.2. Convertidor de dos trayectoria.....
- 2.3. Reperesentación dominio del tiempo
de una onda cuadrada.....
- 2.4. Representación en el dominio de la frecuencia de
una onda cuadrada. Síntesis de una
onda cuadrada.....

- 2.5. Representación en el dominio del tiempo de un convertidor de seis pulsos.....
- 2.6. Forma de onda de un convertidor de seis pulsos.....
- 2.7. Representación dominio del tiempo de un convertidor de doce pulsos.....
- 2.8. Forma de onda del voltaje d.c de un convertidor de seis pulsos.....
- 2.9. Convertidor de seis pulsos.....
- 2.10. Circuito equivalente del convertidor de seis pulsos.....
- 2.11. Circuito equivalente del convertidor conmutado propio.....
- 2.12. Gráfica de la corriente armónica quinta de un convertidor de seis pulsos.....
- 2.13. Gráfica de la corriente armónica séptima de un convertidor de seis pulsos
- 2.14. Gráfica de la corriente armónica décima primera de un convertidor de seis pulsos....
- 2.15. Gráfica de la corriente armónica décima tercera de un convertidor de seis pulsos.....
- 2.16. Gráfica de la corriente armónica décima séptima de un convertidor de seis pulsos...
- 2.17. Gráfica de la corriente armónica décima novena de un convertidor de seis pulsos....
- 2.18. Gráfica de la corriente armónica vigésima tercera de un convertidor de seis pulsos...



BIBLIOTECA

- 2.19. Gráfica de la corriente armónica vigésima quinta de un convertidor de seis pulsos....
- 3.1. Circuito equivalente monofásico al armónico de orden K
- 4.1. Red intercambiadora de armónica.
Troceador común.....
- 4.2. Sistema convertidor conmutado propio para obtener cancelación de armónicas en convertidores de seis pulsos.
- 4.3. Sistema convertidor conmutado propio para obtener cancelación de armónica en convertidores de doce pulsos.....
- 4.4. Sistema convertidor conmutado propio para obtener cancelación de armónica en convertidores de veinticuatro pulsos.....
- 4.5. Sistema convertidor conmutado lineal para obtener cancelación de armónica en convertidores de doce pulsos.....
- 4.6. Esquema de un filtro sintonizado simple.....
- 4.6. Esquema de un filtro sintonizado doble.....
- 4.8. Filtro amortiguador paso alto de segundo y tercer orden.....
- 4.9. Circuito equivalente de un filtro de simple sintonía del sistema a.c por fase.....

I N T R O D U C C I O N

Esta tesis está realizada con el fin de obtener un conocimiento general de los convertidores estáticos de potencia, sus efectos y las técnicas para controlar las armónicas producidas en el sistema de distribución.

Los convertidores son utilizados como celdas de combustibles y baterías, e instalados en varios sitios del sistema de distribución. Usando nuevas técnicas, estos almacenadores y convertidores de energía son aplicados en niveles de voltaje de hasta 34.5KV; muchas de estas fuentes producen corriente directa d.c a la salida del convertidor, la que es invertida en corriente alterna a.c y luego en potencia útil a 60HZ.

Se ha establecido que el rasgo distintivo en el diseño y el costo de un equipo convertidor de potencia depende de la interferencia entre el equipo convertidor, y el sistema de distribución en el que esté conectado. En el diseño de un equipo convertidor los parámetros de base son: el voltaje a.c,

magnitud y frecuencia del voltaje transiente, voltaje y corriente desbalanceada, corriente de impacto, y tolerancia de armónicas en el sistema de distribución. Los equipos y el sistema de distribución son sensibles al orden y magnitud de las armónicas impuestas por los equipos convertidores de potencia ac/dc.

El costo de un equipo convertidor es influenciado por la protección reactiva (VAR), y el filtrado en el sistema de distribución. Es por esto, que esta tesis tiene como propósito el estudiar los métodos del control armónico y sus técnicas.

RESUMEN

Esta tesis estudia las armónicas producidas por los transformadores, máquinas rotativas, equipos convertidores de potencia ac/dc, etc.

Debido a su desarrollo tecnológico, los convertidores estáticos de potencia ac/dc, son utilizados a diferentes niveles de potencia, y tienen gran aplicación en la industria, establecimientos comerciales y residenciales, por lo que son considerados como una fuente considerable de armónicas.

Los convertidores estáticos ac/dc, son representados como una fuente de corriente armónica y fuente de voltaje armónico, dependiendo del tipo de convertidor de conmutación lineal y conmutación propia.

Los convertidores de conmutación lineal como su nombre lo indica, utilizan el voltaje de suministro para la conmutación y son representados como una fuente de corriente armónica. Los convertidores de conmutación propia, son representados como

una fuente de voltaje armónico, la corriente armónica que se genera en el lado a.c y d.c bajo condiciones ideales y en estado de conmutación es estudiada en el capítulo II

Estas armónicas afectan al sistema de potencia, a los equipos y a los propios convertidores.

Los efectos de las armónicas en los transformadores, máquinas rotativas y equipos eléctricos son estudiados en el capítulo III, estableciendo un máximo nivel de armónica permisible para cada uno de ellos. Para minimizar estos efectos, métodos del control armónico son requeridos en ciertas fuentes de armónicas, particularmente si ésta es un convertidor estático de 5 a 50 MVA, el control armónico es esencial.

Los métodos para controlar armónicas en convertidores estáticos de potencia ac/dc son:

- .- Cancelación de armónicas.
- .- Filtros de armónicas.

El método de cancelación de armónicas es utilizado en convertidores de conmutación propia y sus técnicas tienen métodos del control de voltaje, estas

son:

- .- Uso de un troceador o regulador de voltaje d.c
- .- Incremento del número de pulsos del convertidor.

Los convertidores de conmutación lineal utilizan el método de filtros de armónicos, y sus técnicas emplean:

- .- Filtros sintonizados (doble-simple)
- .- Filtros amortiguadores de paso alto.

Ambos métodos y técnicas, son estudiadas en el capítulo IV

CAPITULO I

ARMONICAS EN EL SISTEMA DE POTENCIA

1.1.- ANALISIS DE ARMONICOS.

El análisis armónico es el proceso de calcular la magnitud y fase de una onda periodica fundamental y sus armónicos en un período T .

El matemático Frances Fourier Joseph Batista Jean- postula que: Las funciones repetitivas en un intervalo T son representadas en una componente senoidal fundamental, más una serie de armónicos de alto orden, en frecuencia que son multiplos enteros de la frecuencia fundamental, mas una componente DC.

La serie resultante es conocida como la serie de Fourier, la que establece una relación entre una función dominio del tiempo, y de la frecuencia.

La serie de Fourier trigonométrica separa una función periódica T en sus componentes fundamentales

de frecuencia ω_0 , $2\omega_0$, $3\omega_0$, ..., $n\omega_0$, etc donde $\omega_0 = 2\pi/T$ es la frecuencia fundamental y las otras son los armónicos de ω_0 . El análisis de Fourier, es llamado "análisis armónico".

1.1.2.-SERIE DE FOURIER Y COEFICIENTES

Como dijimos anteriormente el proceso de determinar la magnitud, orden y fase de los armónicos de una curva periodica es llamado **Análisis armónico**. El análisis podrá ser efectuado mediante métodos analíticos, gráficos ó métodos mecánicos. El método mecánico involucra el uso de un instrumento especial llamado Analizador de armónicos. Todo método matemático de análisis armónico está basado en el teorema de Fourier. La serie de Fourier de una función periodica $x(t)$ tiene la siguiente expresión

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left[a_n \cos\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) + b_n \sin\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) \right] \quad (1.1)$$

La función (1.1) constituye una representación dominio de la frecuencia de una función periódica. En esta expresión a_0 es el valor promedio de la función $x(t)$; los

coeficiente de la serie a_n y b_n son los
ponentes rectangulares los vectores armoni
cos.

$$A_n e^{jn\omega t} = a_n + jb_n \quad (1.2)$$

Con una magnitud y ángulo de fase:

$$A_n = a_n^2 + b_n^2 \quad (1.3)$$

$$\theta_n = \tan^{-1} \frac{b_n}{a_n} \quad (1.4)$$

Para una función dada $X(t)$, el coeficiente
constante a_0 puede ser encontrado integran-
do ambos lados de la ecuación (1.1) desde
 $-T/2$ a $+T/2$, en el período T , talque:

$$\begin{aligned} \int_{-T/2}^{T/2} X(t) dt &= \int_{-T/2}^{T/2} \left[a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left[a_n \cos \frac{2\pi n t}{T} + b_n \sin \frac{2\pi n t}{T} \right] \right] dt \end{aligned} \quad (1.5)$$

esta serie es integrada término a término,
dando:

$$\int_{-T/2}^{T/2} X(t) * dt = a_0 \int_{-T/2}^{T/2} dt + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \int_{-T/2}^{T/2} \cos \frac{2\pi n t}{T} dt + b_n \int_{-T/2}^{T/2} \sin \frac{2\pi n t}{T} dt \quad (1.6)$$

el primer término del lado derecho es $T * a_0$, las otras integrales de la serie a_n y b_n son cero. El coeficiente constante a_0 , de la serie de Fourier está dado por:

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} X(t) dt \quad (1.7)$$

el cual es el área bajo la curva de $X(t)$ desde $-T/2$ a $+T/2$ por el periodo de la onda T .

El coeficiente a_n es determinado; multiplicando la ecuación (1.5) por $\cos(2\pi m t/T)$, donde: m es un entero positivo, e integrando esta ecuación desde $-t/2$ a $t/2$ obtendremos:



BIBLIOTECA

$$\int_{-T/2}^{T/2} X(t) * \cos \frac{2\pi mt}{T} dt = \int_{-T/2}^{T/2} \left[a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n * \cos \frac{2\pi nt}{T} + b_n * \sin \frac{2\pi nt}{T} \right] * \cos \frac{2\pi mt}{T} dt \quad (1.8)$$

Cumpliendo con la condición de ortogonalidad el término b_n es cero, para $\sin(2\pi nt/T)$ y $\cos(2\pi mt/T)$, para toda m y n . El término de la serie a_0 es cero, cumpliendo la condición de ortogonalidad no simétrica $m=n$, en este caso la ecuación (1.8) será escrita:

$$\begin{aligned} \int_{-T/2}^{T/2} X(t) \cos \frac{2\pi mt}{T} dt &= a_n \int_{-T/2}^{T/2} \cos^2 \frac{2\pi nt}{T} dt \\ &= \frac{a_n}{2} \int_{-T/2}^{T/2} \cos \frac{4\pi nt}{T} dt + \frac{a_n}{2} \int_{-T/2}^{T/2} dt \end{aligned} \quad (1.9)$$

el primer término del lado derecho de esta ecuación es cero, el segundo término es $a_n * t/2$. El coeficiente a_n es obtenido:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} X(t) \cos \frac{2\pi nt}{T} dt \quad \text{para } n=1 \rightarrow \infty \quad (1.10)$$

Para determinar el coeficiente b_n se multiplica por $\sin(2\pi n t/T)$ la ecuación (1.5), por similar argumento anterior obtenemos:

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_{-T/2}^{T/2} X(t) * \sin \frac{2\pi n t}{T} dt \quad \text{para } n=1 \quad (1.11)$$

1.1.2.- Forma completa de la serie de Fourier

La ecuación (1.7), (1.10) y (1.11) son obtenidas en términos de la frecuencia angular como sigue:

$$a_0 = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} X(\omega t) * d(\omega t) \quad (1.12)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} X(\omega t) * \cos(n\omega t) * d(\omega t) \quad (1.13)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} X(t) * \sin(n\omega t) * d(\omega t)$$

1.2.- FUENTES DE ARMONICAS

GENERALIDADES

Las armónicas generadas en los sistemas de potencia son producidas por diferentes fuentes conectadas a la red, como son: convertidores estáticos de potencia, transformadores, máquinas rotativas y equipos de arco.

Previo al desarrollo de los convertidores estáticos de potencia, que son fuentes considerables de armónicas, las armónicas eran principalmente generadas por las máquinas eléctricas, y transformadores.

En posteriores investigaciones se estableció que, por su diseño y operación, la principal fuente de armónica es la corriente magnetizante del transformador. Los generadores de potencia eléctrica son la segunda fuente principal de armónica.

Bajo condición de operación de estado estable, y debido a modernos diseños, los transformadores y máquinas rotativas no son responsables de distorsión significativa en la forma de onda. Sin embargo, cuando salen de su rango de operación normal y durante perturbaciones transiente, ellos pueden incrementar considerablemente su contribución armónica.

Junto a los convertidores estáticos hay otras dos cargas no-lineales, que debido a su contribución armónica necesitan ser consideradas, estos son los equipos de arcos y lámparas fluorescente.

1.2.1.- TRANSFORMADORES

4 La forma de la corriente de excitación no-senoidal que se produce en el núcleo de un transformador, cuando un voltaje senoidal es aplicado, causa la saturación del transformador y genera las armónicas.

Los niveles de saturación en los transformadores están en función del voltaje aplicado. Si el voltaje aplicado es superior al voltaje nominal, las componentes armónicas de la corriente de excitación se incrementan considerablemente en magnitud, como indica la figura i-i para un transformador típico.

Las principales componentes armónicas de la corriente de excitación en los transformadores son la tercera, quinta y séptima... etc. Sin embargo, los transformadores cargados producen algunas componentes d.c que incrementan las armónicas pares e impares

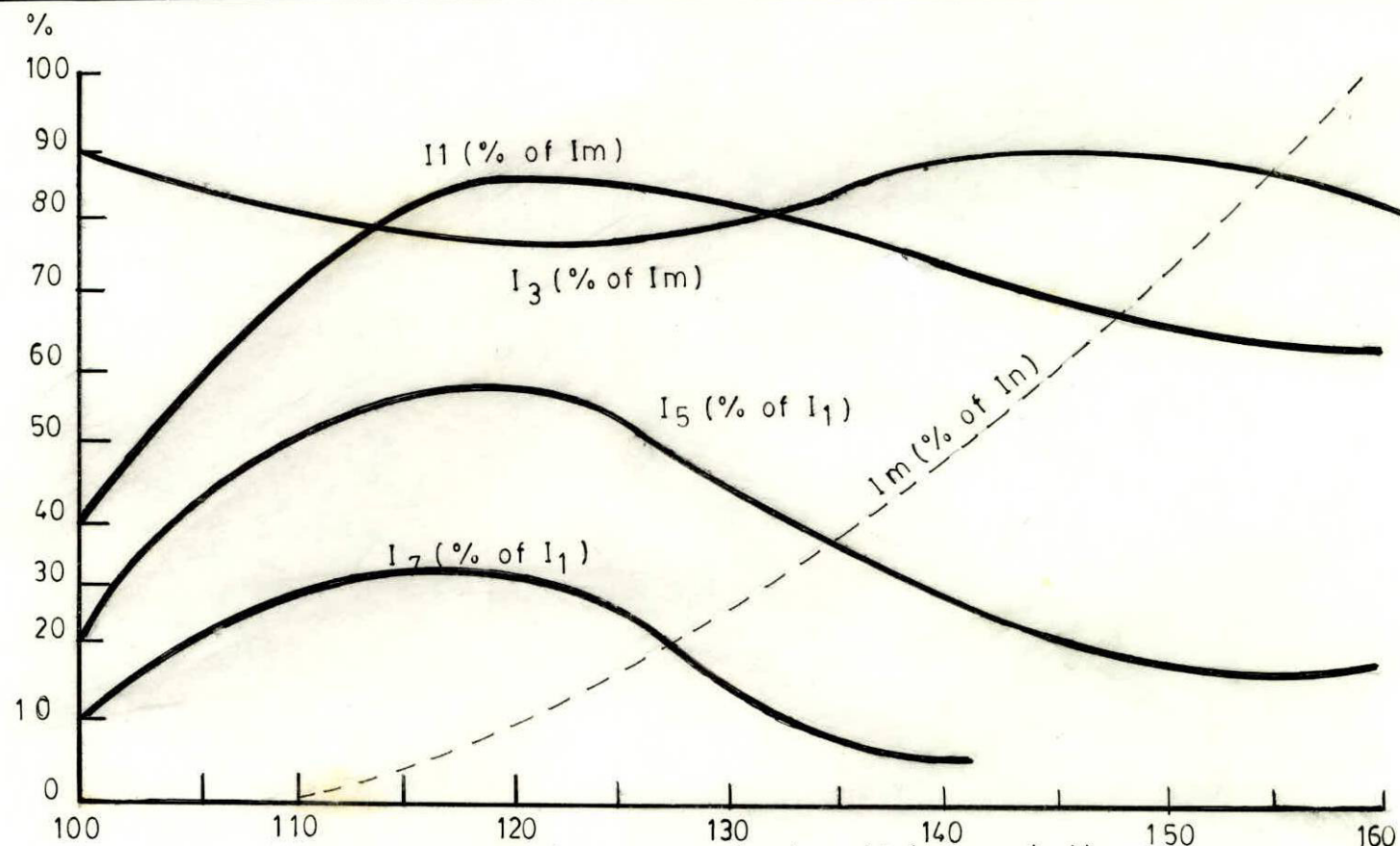


Fig 1-1 Voltaje (porcentaje de voltaje nominal)

I_n = corriente nominal

I_m = corriente magnetizante

I_1, I_3, I_5, I_7 , corriente armónica y fundamental
componente armónica de la corriente de excitación
de un transformador

(2)

de la corriente de excitación, como se observa en los rectificadores de media onda. Esto es ilustrado en la referencia (2), la cual nos indica la relación lineal existente entre armónicas de orden bajo y la componente de corriente directa de la carga.

En el estado de impacto, el transformador puede llegar a estado de saturación, esto ocurre normalmente cuando el voltaje aplicado al transformador es la mitad del voltaje fundamental, produciendo armónicas pares. La segunda y cuarta corrientes armónicas son las más importantes en este caso.

CIRCUITOS MAGNETICOS EN LOS TRANSFORMADORES

El hierro es usado en un transformador para reducir la reluctancia al flujo que lo atravieza. Muy poca corriente es requerida para inducir un flujo magnético en el núcleo.

Los núcleos de los transformadores no son contruidos con bloques sólidos de hierro, ya que se inducen corrientes circulatorias con altas pérdidas de energía. Construyendo el núcleo en láminas muy delgadas se redu-

cen estas corrientes.

En los núcleos tradicionales se emplea generalmente acero con 4% de silicio. Este material proporciona facilidad de manipulación, pérdidas pequeñas por histéresis, corriente de Foucault y una adecuada permeabilidad a inducciones magnéticas elevadas. Si a esta aleación la sometemos a un tratamiento térmico adecuado se obtiene un material que, comparado con el hierro, tiene mejores propiedades para los flujos magnéticos débiles y además una resistividad mayor.

CARACTERISTICA NORMAL DE EXCITACION

La relación de voltaje a flujo magnético es

$$e = N \frac{d\Phi}{dt} \quad (1.15)$$

Donde: e, representa el voltaje inducido en una bobina de N vueltas, a través de la cual el flujo magnético Φ cambia en la relación $d\Phi/dt$ líneas de flujos por segundo.

Para una fuente senoidal la expresión del voltaje, V_1 es:

$$V_1 = e = -E \sin 2\pi f t = N_1 \frac{d\phi}{dt} \quad (v) \quad (1.16)$$

Para la ecuación (1.15), la expresión siguiente es obtenida para el flujo principal.

$$\phi = \int \frac{e_1}{N_1} = \frac{E_m}{N_1 \omega} \cos \omega t = \phi_m \cos \omega t \quad (1.17)$$

El voltaje senoidal aplicado al primario de un transformador sin carga produce un flujo senoidal. La corriente no es senoidal debido a que el flujo resultante no es linealmente proporcional a la corriente magnetizante. Esto se explicará a continuación.

* DETERMINACION DE LA ONDA DE CORRIENTE

En un transformador la corriente magnetizante i_m y el flujo ϕ necesitan producirse para mantener un voltaje suministrado se-

noidal. Estos se encuentran relacionados uno a otro por la curva de magnetización de las laminaciones de un núcleo.

La curva de magnetización de un transformador sin pérdidas de histéresis es mostrada en la figura 1.2(a), en la figura 1.2(b) ϕ representa el flujo senoidal necesario para equilibrar la tensión primaria, la forma de onda de la corriente magnetizante es obtenida en cada instante para cada valor del flujo ϕ . Cuando el efecto de histéresis es incluido en un transformador, la onda de corriente magnetizante no es simétrica alrededor del valor máximo figura 1.3(b). En este caso la onda de corriente es obtenida de la siguiente manera:

Si para cada valor de ϕ se toma la corriente magnetizante de la figura 1.3(a) y se la traza como en la figura 1.3(b), se encontrará una curva cresta para i_m , concluyendo que, aunque el flujo es senoidal la corriente i_m no lo es. Resolviendo la curva de i_m , en una serie de Fourier, encontramos que la tercera armónica es la más significativa.

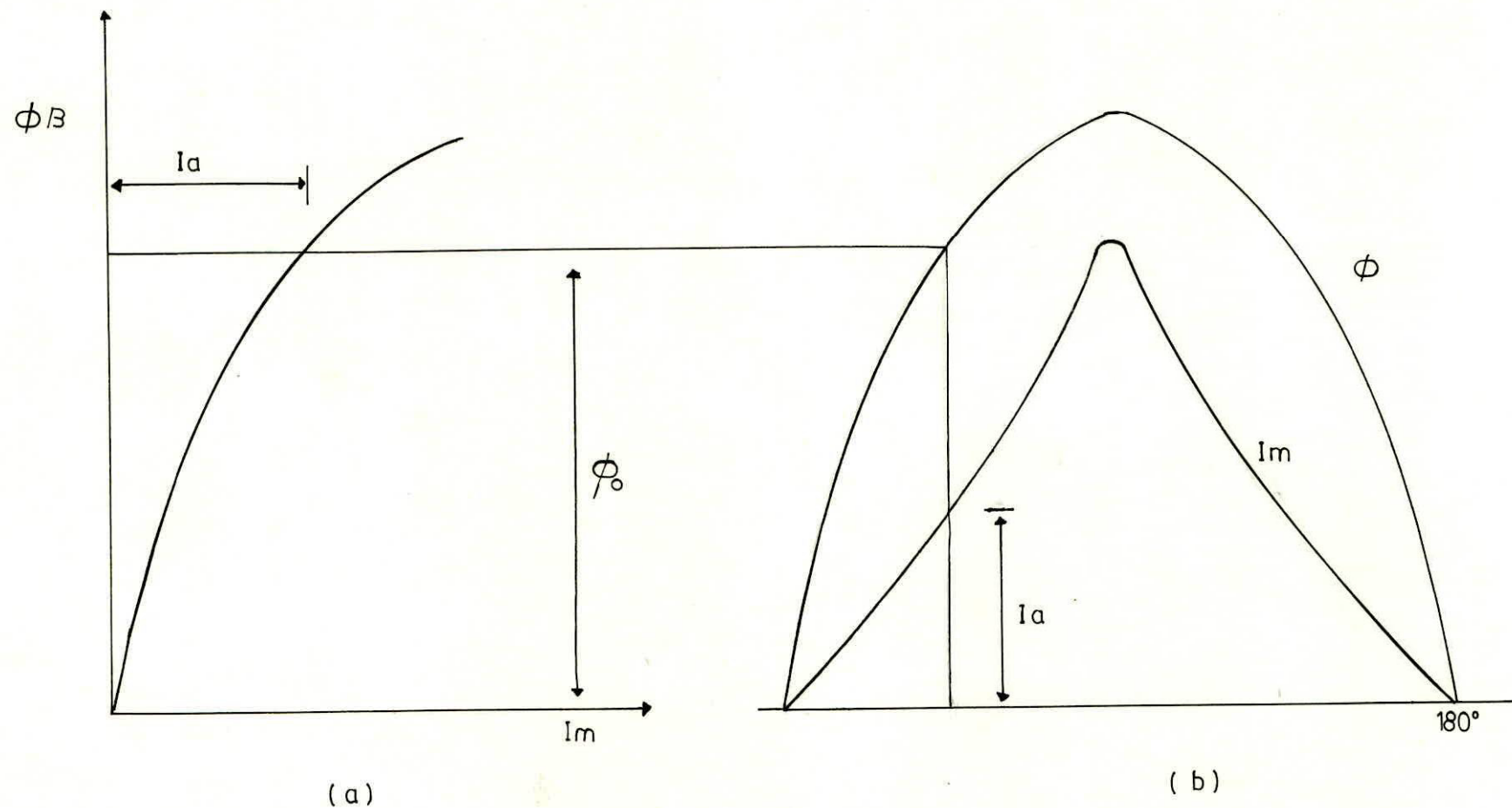


Figura 1.2 Magnetización de un transformador (sin Pérdidas)

(a). Curva de Magnetización

(b) Onda del flujo y la corriente magnetizante

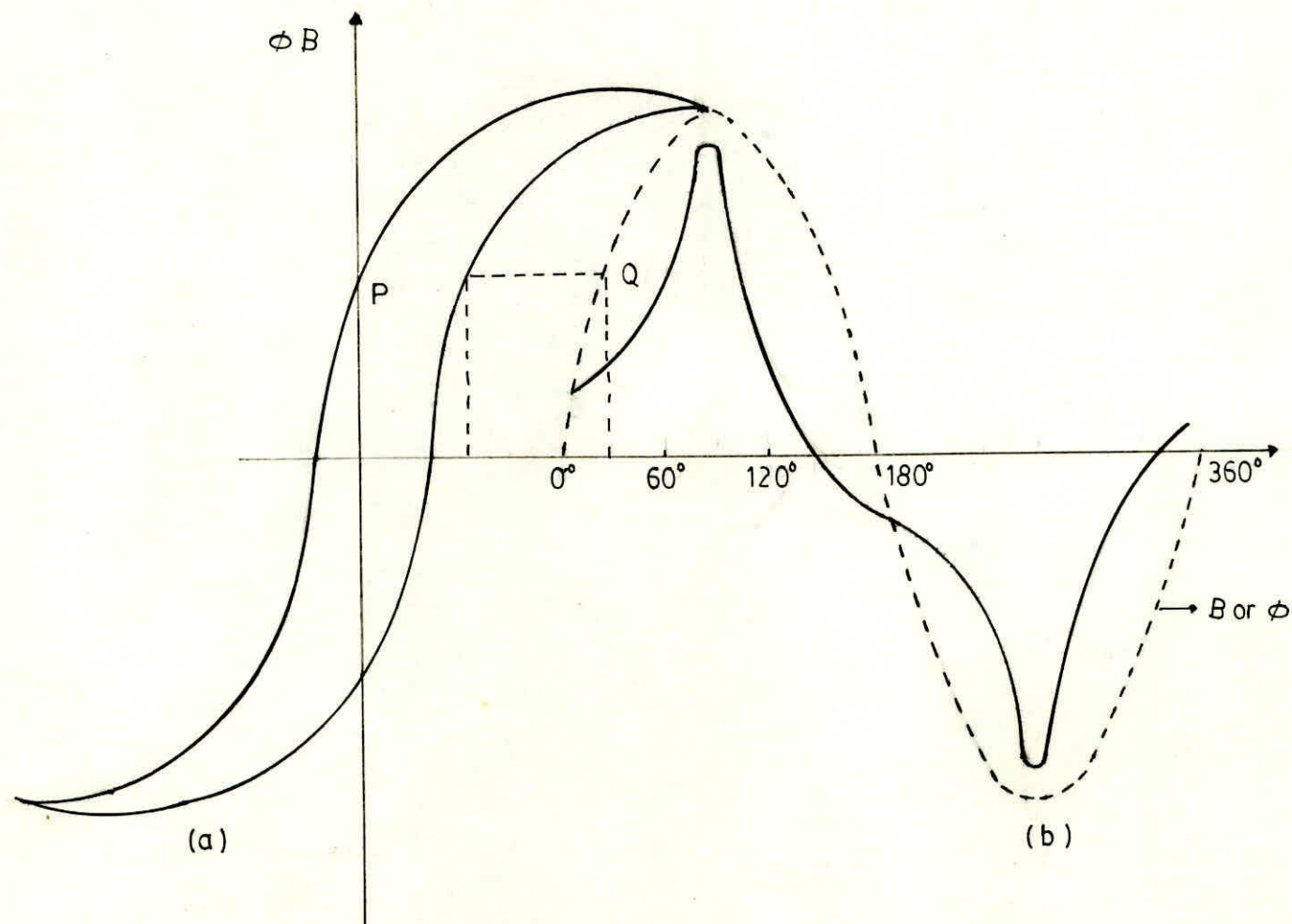


Figura 1.3 Magnetización de un transformador (con Pérdidas de Histéresis)

(a) Curva de magnetización

(b) Onda del flujo y la corriente Magnetizante

Para mantener un voltaje suministrado razonablemente senoidal, es necesario proveer un camino para la tercera armónica. Esto es obtenido usando una bobina conectada en delta al secundario del transformador.

En transformadores de tres piernas, la suma de las f.m.m armónicas es igual a cero y actúan en la misma dirección. Aquí el flujo de tercera armónica retorna a través del aire ó metal del tanque transformador. La alta reluctancia de esta trayectoria reduce el flujo de tercera armónica, a valores muy bajos, alrededor del 10% de los que aparecen en núcleos de fases independientes, la densidad de flujo y la forma de onda de la f.m.e permanece senoidal. Pero en este caso las componentes armónicas quinta y séptima serán del 5% al 10% de la corriente magnetizante, produciendo una visible distorsión de voltaje el cual no debe ser ignorado. En condiciones de baja carga, por ejemplo en las primeras horas de la mañana, estas componentes armónicas distorsionan el voltaje en los terminales de un transformador y la corriente magnetizante sube a su máximo valor.



BIBLIOTECA

† SOBRE EXCITACION SIMETRICA

Por razones económicas, el núcleo de un transformador es diseñado normalmente para hacer buen uso de las propiedades magnéticas.

En condiciones normales y a voltaje nominal el núcleo de un transformador es construido para ser expuestos a una densidad de flujo-máximo, de entre 1.6T a 1.7 T (tesla). Si un transformador opera bajo esta condición el voltaje en los terminales del transformador está sujeto a un incremento del 30%.

El núcleo de un transformador es sometido ocasionalmente a densidades de flujo magnético de entre 1.9 T a 2.0 T, lo que produce una considerable saturación.

En transformadores de potencia conectados a plantas convertidoras estáticas, con carga instalada, el problema de sobre saturación de voltaje es particularmente crítico, el voltaje en los terminales del convertidor sube a un nivel de 1.43 por unidad, y la operación de un transformador depende de la

(2)

saturación del núcleo.

La corriente magnetizante simétrica asociada con los núcleos de transformadores saturados, contiene toda las armónicas impares. Si la componente fundamental es ignorada y si asumimos que las armónicas triples son absorbidas por la bobina delta conectada al secundario de un transformador, entonces la quinta, séptima, décimo--primero, décimo--séptimo, y décimo--novenos, --etc componentes armónicas de la corriente magnetizante son del orden $6k \pm 1$, donde k es un entero. Estas armónicas necesitan ser filtradas. /

CORRIENTE ARMÓNICA DE IRRUPCIÓN

Si un transformador es conmutado a estado apagado, este puede retener una densidad de flujo residual en el núcleo, de $+B_r$ ó $-B_r$ o bajo alguna circunstancia en cero.

Cuando el transformador es re-energizado, la densidad de flujo puede elevar su valor máximo a $2B_{max}$ ó $B_r + 2B_{max}$ (casi tres veces el flujo de trabajo), como ilustramos en la

figura 1.4. Para transformadores diseñados normalmente, esto produce densidad de flujo máximo de entre 3.4 T ó 4.7 T. Cuando este nivel es comparado con la densidad del flujo saturado que para la sobre excitación simétrica es 2.05 T, observamos que el núcleo de un transformador tiene niveles extremos de saturación y producen excesivos amperios-vueltas. Este efecto da corrientes magnetizantes altas del 5p.u. al 10 p.u. de la corriente normal de magnetización.

El decrecimiento con el tiempo de la corriente de impacto, es principalmente una función de la resistencia de la bobina primaria. Para grandes transformadores esta corriente de impacto (Irrupción) puede permanecer durante muchos segundos, esto se debe a la baja resistencia presentada.

MAGNETIZACION D.C

Como fue mostrado en secciones previas, el transformador excitado por un voltaje senoidal produce una corriente de excitación simétrica que contiene armónicas impares.

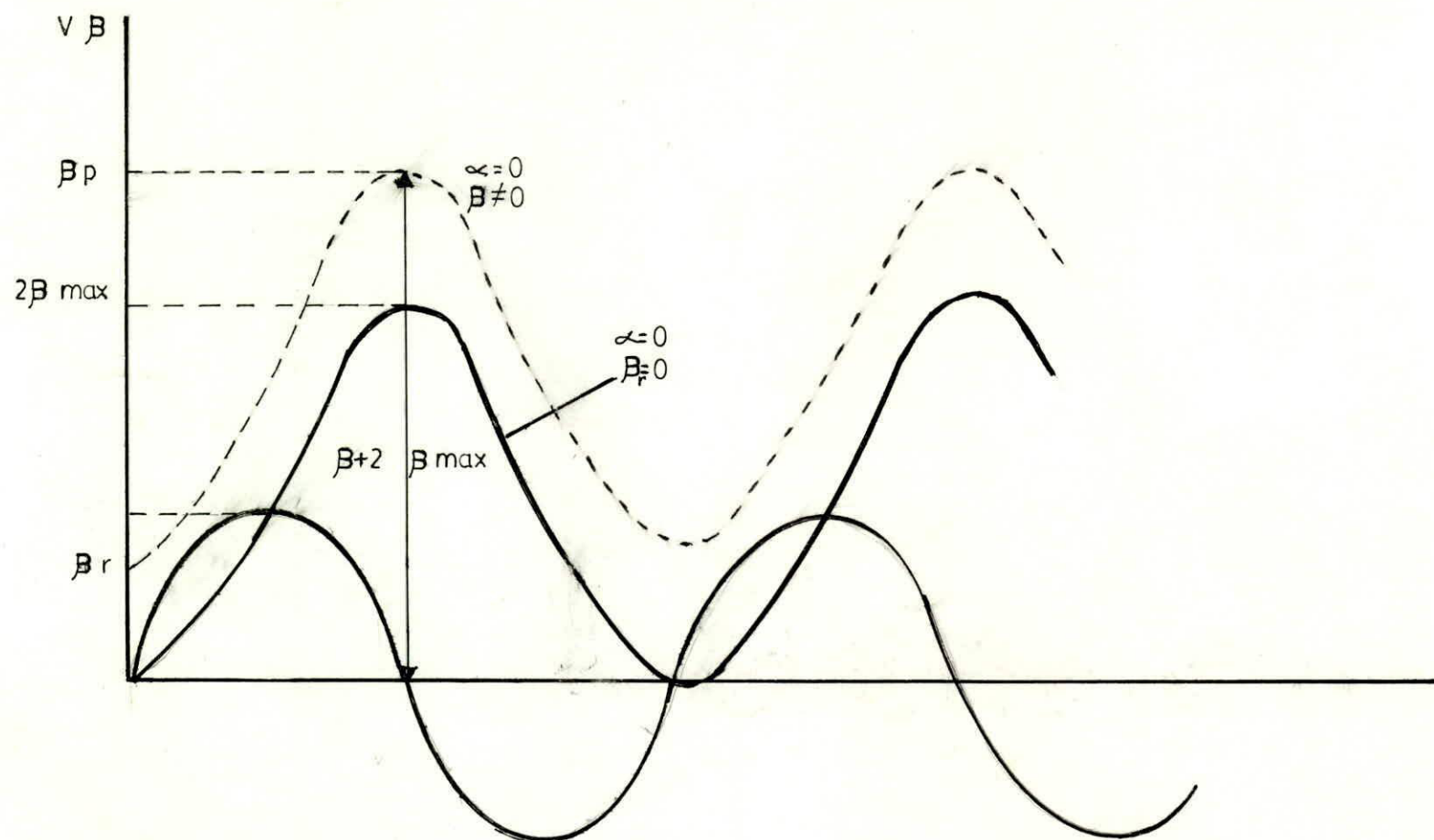


Fig 1-4 Densidad de flujo en un transformador en energización con flujo remanente B_r y flujo remanente cero

Cuando una carga lineal ó no-lineal es conectada en este transformador, la corriente de excitación contendrá armónicas impares a condición de que la carga no produzca una componente de corriente directa.

Bajo desbalance magnético ocurrido en el núcleo de un transformador, la forma de la característica magnética y la corriente de excitación son diferentes. Esto ocurre en condiciones en que el transformador esté bajo no-carga, produciendo una condición desbalanceada del flujo, como se muestra en la figura 1.5(a). el núcleo contiene un valor promedio de flujo $\theta_{a,e}$ y la componente de flujo $\theta_{a,e}$ es compensada por un valor igual al de $\theta_{a,e}$. La existencia de un flujo promedio implica una componente directa de la corriente de excitación como se muestra en la figura 1.5(b).

Bajo condición desbalanceada, la corriente de excitación del transformador contiene ambas componentes armónicas pares e impares. La asimetría puede ser causada por alguna carga conectada al secundario del

transformador, a un componente principal de corriente directa, como son los convertidores estáticos de potencia los que incrementan los armónicos senoidales pares e impares de la onda. La corriente directa podrá exhibir la señal, similares al caso de un transformador que alimenta a un rectificador de media onda ó resultar de la operación desvalanceada de la carga, como se obtiene en un rectificador de tres fase con disparo desvalanceado. Esto será mostrado en la referencia 3 que indica la magnetización en presencia de corriente directa sobre el lado secundario de un transformador. La magnetización se incrementará casi linealmente con el contenido de la corriente directa, la linealidad es más significativa para las armónicas de orden bajo.

Además, las armónicas generadas por el transformador bajo magnetización d.c generalmente son independiente de la excitación a.c. Esta independencia es más notable a nivel bajo de corriente directa y para armónicas de orden bajo. Es por eso que resulta ineficiente diseñar transformadores con la corriente directa contribuyendo al

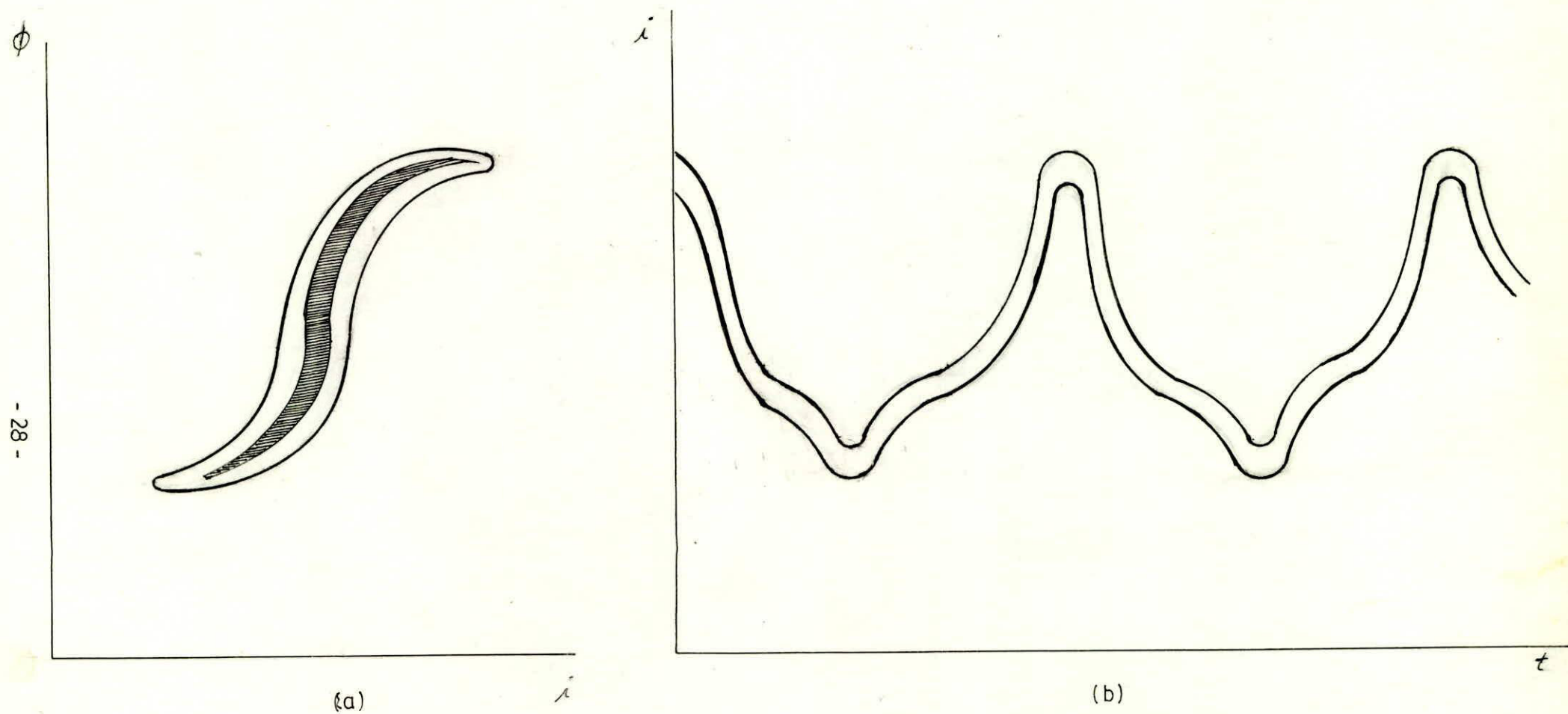


Figura 1.5 Característica de excitación y corriente asimétrica bajo Magnetización
 (a) Características de excitación $\phi = f(i)$
 (b) Característica de excitación $i = f(t)$

flujo.

NUCLEO DE TRANSFORMADORES TRIFASICOS.

Los transformadores trifásicos son alimentados por voltajes trifásicos balanceados, bajo condiciones ideales los flujos en cada una de las fases son desplazados 120 grados eléctricos y su valor resultante es igual a cero. Lo anterior sugiere la posibilidad de conectar las tres piernas de un núcleo sin que exista un camino de retorno para el flujo, como se muestra en la fig(1.6).

Segun la figura (1.6) sumando dos flujos cualquiera se obtiene un flujo terciario de igual magnitud. Esto indica la posibilidad de pensar en un número de edificaciones del núcleo. Si los flujos tienen una trayectoria en común, un flujo resultante puede surgir, permitiendo economía en la construcción y bajas pérdidas, este tipo de núcleo tiene bajo peso, pocas pérdidas, y pequeño costo.

Núcleo de tres piernas. Este tipo de núcleo es mostrados en la figura 1.7, en el cual los flujos están todos en fase actuan-

do en la misma dirección. Este tipo de núcleo permite una trayectoria para el flujo de tercera armónica que retorna a través del aire ó tanque del transformador, debido a la alta reluctancia de ésta trayectoria se reducen el flujo de tercera armónica a valores muy bajos, alrededor del 10% de esos que aparecen en núcleos de fase independientes, su densidad de flujo, y la onda f.m.m permanecerá sinusoidal bajo toda condición de carga. Pero la quinta y séptima componentes armónicas de la corriente magnetizante no será mayor del 5% al 10% produciendo una visible distorsión de voltaje, el cual no pueden ser ignorada.

Núcleos de cinco y cuatro piernas. Este tipo de núcleos son usados con el fin de reemplazar los núcleos de 3 piernas-3 fases, con el propósito de reducir el peso o suministrar una fase de retorno de tercera armónica y proporcionar mayor capacidad de Kva. Estos tipos de núcleos presentan una desventaja esto es, la variación del flujo no resulta ser completamente sinusoidal en toda la trayectoria, si no que produce componentes armónicas adicionales en

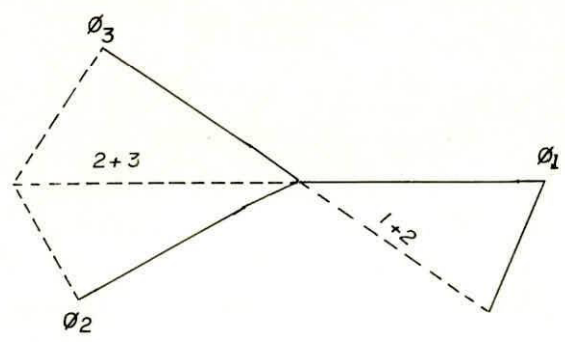
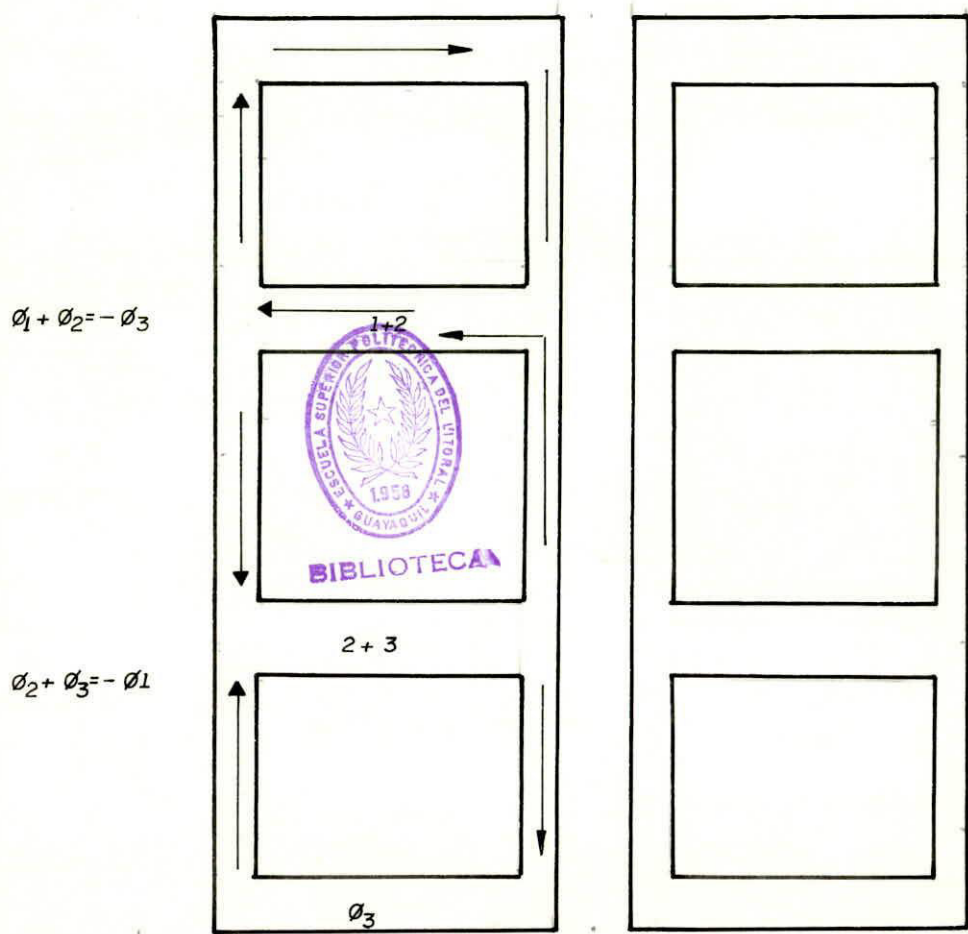


Fig. 1-6 Aplicación vectorial del flujo en un núcleo trifásico

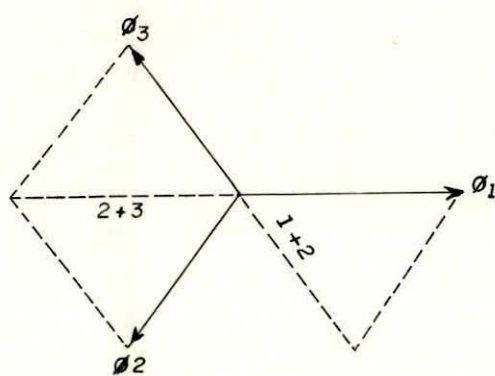
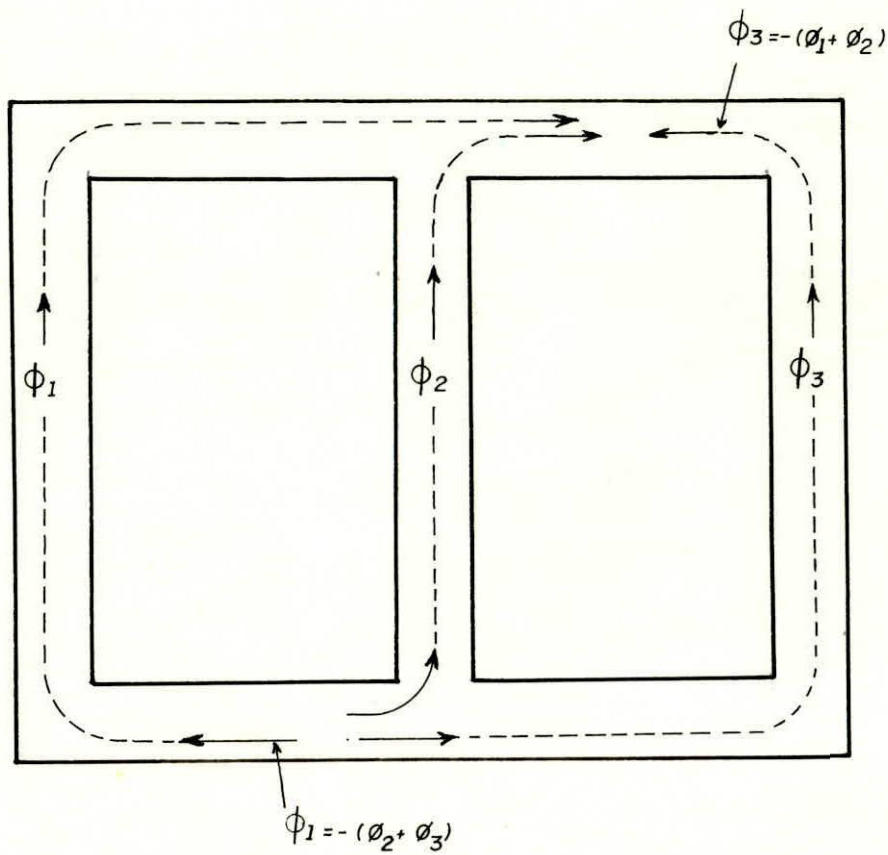


Fig. 1-7 Construcción de núcleo trifásico adición vectorial

las tres fases.

* Expresión para f.m.m. eléctrica de fase.

Los voltajes armónicos para las fases de un circuito trifásico son computadas de igual manera como las del caso de una onda seno simple. Pero considerando la simetría del sistema observamos que la F.m.m. eléctrica en cada fase, es representada por la ecuación:

$$e_I = E_{1m} \sin(\omega t + \alpha_1) + E_{3m} \sin(3\omega t + \alpha_3) + E_{5m} \sin(5\omega t + \alpha_5) + \dots \quad (1.18)$$

$$e_{II} = E_{1m} \sin(\omega t + \alpha_1 - 2\pi/3) + E_{3m} \sin(3\omega t + \alpha_3 - 3*2\pi/3) + E_{5m} \sin(5\omega t + \alpha_5 - 5*2\pi/3) + \dots \quad (1.19)$$

$$e_{III} = E_{1m} \sin(\omega t + \alpha_1 - 4\pi/3) + E_{3m} \sin(3\omega t + \alpha_3 - 3*4\pi/3) + E_{5m} \sin(5\omega t + \alpha_5 - 5*4\pi/3) + \dots$$

(66)
(17)

Simplificando esta expresión será:

$$\begin{aligned} e_1 = & E_{1m} \sin(\omega t + \alpha_1) \\ & + E_{3m} \sin(3\omega t + \alpha_3) \\ & + E_{5m} \sin(5\omega t + \alpha_5) + \dots \end{aligned} \quad (1.21)$$

$$\begin{aligned} e_{11} = & E_{1m} \sin(\omega t + \alpha_1 - 2\pi/3) \\ & + E_{3m} \sin(3\omega t + \alpha_3) \\ & + E_{5m} \sin(5\omega t + \alpha_5 + 2\pi/3) + \dots \end{aligned} \quad (1.22)$$

$$\begin{aligned} e_{111} = & E_{1m} \sin(\omega t + \alpha_1 - 2\pi/3) \\ & + E_{3m} \sin(3\omega t + \alpha_3) \\ & + E_{5m} \sin(5\omega t + \alpha_5 - 2\pi/3) + \dots \end{aligned} \quad (1.23)$$

Toda armónica que es múltiplo de tres, como la novena, décima quinta, vigésima primera son iguales en las tres fases del circuito. Estas viajan en la misma dirección de rotación de la onda fundamental, en un sistema conectado en estrella ellas son todas dirigidas hacia fuera ó cerca al punto neutro. y en un sistema conectado en delta ellas actúan en la misma dirección alrededor del circuito.

(14)
(15)

Toda armónica que no sea un múltiplo de tres es desplazada 120 grados una de otra actúan en la misma dirección de rotación y contrario a la onda fundamental por lo que se anulan entre si, por ejemplo la rotación de la quinta, décimo-primer, décimo-séptima, vigésimo-tercero y vigésimo-noveno,... etc, no están en la misma dirección de rotación que la onda fundamental, y la séptima, décimo-tercero, décimo-noveno,...etc, componentes armónicas serán de igual rotación que la onda fundamental. x

Expresión de la F.M.E de línea en un sistema trifásico conectado en estrella.

Obteniendo anteriormente la f.m.m eléctricas de fase. La expresión para la línea es a continuación escrita así:

$$\begin{aligned}
 v_{x-11} = \sqrt{3} [& E_{1m} \sin(\omega t + \alpha_1 + \pi/6) \\
 & + E_{5m} \sin(\omega t + \alpha_1 + 5\pi/6) \\
 & + E_{5m} \sin(5\omega t + \alpha_5 - \pi/6) + \dots] \quad (1.24)
 \end{aligned}$$

$$V_{I1-I11} = \sqrt{3} \left| E_{1m} \sin(\omega t + \alpha_1 - \pi/2) \right. \\ \left. + E_{5m} \sin(5\omega t + \alpha_5 + \pi/2) + \dots \right| \quad (1.26)$$

$$V_{I11-I} = \sqrt{3} \left| E_{1m} \sin(\omega t + \alpha_1 + 5\pi/6) \right. \\ \left. + E_{5m} \sin(5\omega t + \alpha_5 - 5\pi/6) + \dots \right| \quad (1.27)$$

Si, en las ecuaciones de línea la F.M.E., nosotros reemplazamos $(\omega t + 1/6\pi)$ por $\omega t'$, en el instante de 30° , obtendremos:

$$V_{I-I1} = \sqrt{3} \left| E_{1m} \sin(\omega t' - \alpha_1) \right. \\ \left. - E_{5m} \sin(5\omega t' - \alpha_5) + \dots \right| \quad (1.28)$$

$$V_{I1-I11} = \sqrt{3} \left| E_{1m} \sin(\omega t' - \alpha_1 - 2\pi/3) \right. \\ \left. - E_{5m} \sin(5\omega t' - \alpha_5 - 4\pi/3) + \dots \right| \quad (1.29)$$

$$V_{I11-I} = \sqrt{3} \left| E_{1m} \sin(\omega t' - \alpha_1 - 4\pi/3) \right. \\ \left. + E_{5m} \sin(5\omega t' - \alpha_5 - 2\pi/3) + \dots \right| \quad (1.30)$$

Esta ecuación es ahora similar a esa obtenida para la F.m.E de fase, excepto que:

- No hay términos armónicos triple;
- El signo de la quinta armónica es cambiado y el factor $\sqrt{3}$ es introducido.

Corriente circulatoria en un alternador conectado en delta.

Consideremos el caso de un alternador en el cual la f.m.m. eléctrica son simétricas y es representado por la siguiente ecuación.

$$\begin{aligned} e_1 = & E_{1m} \sin(\omega t + \alpha_1) \\ & + E_{3m} \sin(3\omega t + \alpha_3) \\ & + E_{5m} \sin(5\omega t + \alpha_5 + 4\pi/3) + \dots \end{aligned} \quad (1.32)$$

$$\begin{aligned} e_{11} = & E_{1m} \sin(\omega t + \alpha_1 - 2\pi/3) \\ & + E_{3m} \sin(3\omega t + \alpha_3) \end{aligned} \quad (1.33)$$

$$+ E_{5m} \sin(5\omega t + \alpha_5 + 4\pi/3) + \dots \quad (1.34)$$

$$\begin{aligned} e_{111} = & E_{1m} \sin(\omega t + \alpha_1 - 4\pi/3) \\ & + E_{3m} \sin(3\omega t + \alpha_3) \\ & + E_{5m} \sin(5\omega t + \alpha_5 + 4\pi/3) + \dots \end{aligned} \quad (1.35)$$

La f.m.m. eléctrica resultante $e_r = e_1 + e_2 + e_3$ que actúa en la bobina de armadura conectada en delta es:

$$\begin{aligned} e_R = & 3E_{3m} \sin(3\omega t + \alpha_3) \\ & + 3E_{9m} \sin(9\omega t + \alpha_9) \\ & + 3E_{15m} \sin(15\omega t + \alpha_{15}) + \dots \end{aligned} \quad (1.35)$$

Si R y L es la resistencia e inductancia por fase de la bobina de armadura, la corriente circulatoria i_c debido a la F.M.E es:

$$\begin{aligned} i_c = & 1.707 \frac{E_{3m}^2}{R^2 + 9\omega^2 L^2} + \frac{E_{9m}^2}{R^2 + 81\omega^2 L^2} \\ & + \frac{E_{15m}^2}{R^2 + 225\omega^2 L^2} \end{aligned} \quad (1.36)$$

1.2.2.- MAQUINAS ROTATIVAS

GENERALIDADES

Las armónicas generadas por las máquinas rotativas son causadas por la variación de reluctancia magnética entre las ranuras del estator y rotor. Las bobinas de amorti-

guamiento en máquinas sincróna también producen armónicas. Las corrientes armónicas más importantes generadas por las máquinas rotativas son debido a la variación de las frecuencias en las ranuras.

La ecuación que representa este efecto es:

$$F_m = s(rps) \pm f = (2N - 1) * f \quad (1.37)$$

Donde:

s= número de ranura

rps= velocidad de la máquina en
rev/sec.

f= frecuencia fundamental

N= número de ranura

Es de anotar que las armónicas procedentes de máquinas sincrónas son significativas en los sistemas de distribución.

DISTRIBUCION F.M.M EN LAS BOBINAS

En la figura 1.8 se muestra la f.m.m, y la distribución del flujo de una bobina polifásica con una ranura por polo por fase, asumiendo un entre-hierro constante en ausencia de saturación del hierro.

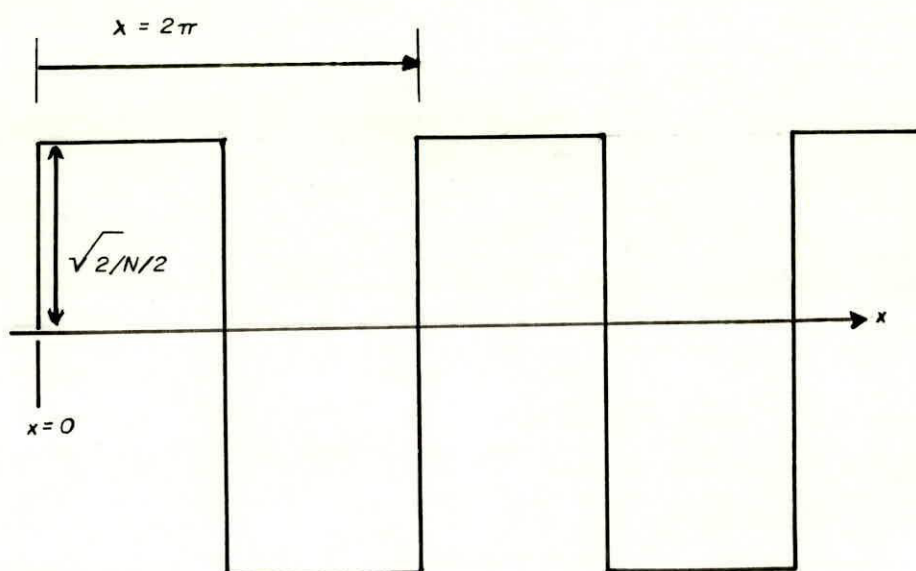


Fig. 1-8 F.M.M. y distribución de flujo de una bobina completa con una ranura por polo, (a) factor de distribución (b) Armónica de ranura

Bajo condición ideal la f.m.m del entrehierro es uniforme y tiene un valor máximo de $|I \cdot N|/2$, donde I es la corriente r.m.s por conductor y N es el número de conductores por ranuras.

La representación en el dominio de la frecuencia de la distribución f.m.m rectangular de la figura 1-8 es:

$$F(x) = \frac{2\sqrt{2}IN}{\lambda} \left[\sin \frac{2\pi x}{\lambda} + \frac{1}{3} \sin 3 \frac{2\pi x}{\lambda} - \frac{1}{5} \sin 5 \frac{2\pi x}{\lambda} \right] \quad (1.38)$$

La distribución f.m.m rectangular es reducida a una componente fundamental y sus armónicas. El valor de la amplitud de los enésimos armónicos son: $1/n$ veces los obtenidos en la onda fundamental. En las ranuras de los polos los enésimos f.m.m armónicas son $1/n$ veces los pasos polares fundamentales.

En general, para una corriente alterna de frecuencia angular $\omega = 2\pi f$, la ecuación

(1.38) deberá ser:

$$F(x) = \frac{2J_2 I N}{\pi} \left[\sin(wt) \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2} \sin * n \frac{2\pi x}{\lambda} \right] \quad (1.39)$$

para $n = \text{impar}$

Donde λ es la longitud de onda.

En la práctica, las bobinas son distribuidas a lo largo de una superficie, con g ranuras por polo y por fase, la f.m.m de las g bobinas son desplazadas unas de otras en el espacio. Los valores de los desplazamientos angulares son diferentes para varias armónicas, y también son diferentes los polos de ranuras.

Para una máquina de fase m , el número de ranuras por polo es $Q = m * g$ y el ángulo eléctrico entre ranuras $\alpha = \pi / Q$.

El factor de distribución viene dado por:

$$K_d = \frac{\text{f.m.m resultante}}{\sum \text{f.m.m de bobinas individuales}} \quad (1.40)$$

Para la geometría de la figura 1.8 el valor k_d es:

$$k_d = \frac{\sin(n\alpha/2)}{g \sin(\alpha/2)} \quad (1.41)$$

y la f.m.m en una fase de bobina polifásica es:

$$F(x) = \frac{2J_2IN}{\pi} \left[g \sin(\omega t) \sum_{n=1}^{\infty} \frac{K_{dn}}{n} \sin \frac{2\pi x}{\lambda} \right] \quad (1.42)$$

Para n=impar

BOBINAS TRIFASICAS.

Las bobinas de una máquina de tres fase son desplazadas $2\pi/3$ en tiempo y el espacio, la corriente por $2\pi/3$ en el tiempo. Las correspondientes f.m.m son

$$F_1(x) = \frac{2J_2IN}{\pi} g \sin \omega t \left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{K_{dn}}{n} \sin n \frac{2\pi x}{\lambda} \right] \quad (1.43)$$

$$F_2(x) = \frac{2J_2IN}{\pi} g \sin(\omega t - 2\pi/3) \left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{K_{dn}}{n} \sin \left[n * \frac{2\pi x}{3} - \frac{2\pi}{\lambda} \right] \right] \quad (1.44)$$

$$F_3(x) = \frac{2\sqrt{2}IN}{\pi} g \sin(\omega t - 4\pi/3) \left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{K_{dn}}{n} \right. \\ \left. * \sin\left[n * \frac{2\pi x}{\lambda} - \frac{4\pi}{3}\right] \right] \quad (1.45)$$

La f.m.m total es $F_t = F_1 + F_2 + F_3$, para los enecimos armónicos es:

$$F(x) = \frac{2\sqrt{2}IN}{\pi} \left[g \frac{K_{dn}}{2n} \left\{ \cos\left(\frac{2\pi nx}{\lambda} - \omega t\right) - \cos\left[\frac{2\pi nx}{\lambda} + \omega t\right] \right. \right. \\ + \cos\left[\frac{2\pi nx}{\lambda} + \omega t - (n-1)\frac{2\pi}{3}\right] \\ - \cos\left[\frac{2\pi nx}{\lambda} + \omega t - (n+1)\frac{2\pi}{3}\right] \\ + \cos\left[\frac{2\pi nx}{\lambda} + \omega t - (n-1)\frac{4\pi}{3}\right] \\ \left. \left. - \cos\left[\frac{2\pi nx}{\lambda} + \omega t - (n+1)\frac{4\pi}{3}\right] \right\} \right] \quad (1.46)$$

Para n impar $n=1, 3, 5, \dots$ etc.

De esta ecuación se concluye que la f.m.m. es una onda viajando en dirección positiva, donde las armónicas triples (3ra, 9na, 15ta etc..) están ausentes, la quinta armónica



es una onda que viaja en dirección negativa y la séptima armónica es una onda que viaja en dirección positiva.

ARMONICAS DE RANURA

Si la máquina tiene $m \cdot g$ ranuras por polo (como se muestra la figura (1.7), el porcentaje de variación del entre-hierro es:

$$A_1 + A_2 \sin \left[2 \cdot m \cdot g \cdot \frac{2\pi x}{\lambda} \right] \quad (1.47)$$

La f.m.m fundamental varía con $B \cdot \sin(2\pi x)$, la densidad de flujo resultante será dada por:

$$\left[B \sin \frac{2\pi x}{\lambda} \right] \left[A_1 + A_2 \sin \frac{2\pi x}{\lambda} \right] \quad (1.48)$$

La que tiene una componente de frecuencia fundamental de:

$$A_1 \cdot B \sin \frac{2\pi x}{\lambda} \quad (1.49)$$

y componetes de frecuencias expresadas como:

$$A_2 B \sin \frac{2\pi x}{\lambda} \left[2m g \frac{2\pi x}{\lambda} \right] \quad (1.50)$$

$$= \frac{A_2 B}{\lambda} \left[\cos \frac{2\pi x}{\lambda} (2m g - 1) - \cos \frac{2\pi x}{\lambda} (22m g + 1) \right]$$

Por ésto las armónicas de ranuras son del orden $2m g \pm 1$

VOLTAJE ARMONICO PRODUCIDO POR MAQUINA SINCRONA

Si el flujo magnético de campo es distribuido senoidalmente alrededor del entrehierro, este generará en cada bobina de paso liso una f.m.e de armadura igual a: $2\pi f \theta \sin \omega t$ volteos por vuelta. En esta ecuación, θ es el flujo total por polo y la frecuencia f esta relacionada con las N revoluciones por segundo. El par de polo p : $f = N \cdot p$.

El flujo no es distribuido perfectamente en esta trayectoria, particularmente en máquinas de polos salientes. La distribución de campo sinusoidal será expresada como una serie de armónicas.

$$F(x) = F_1 \sin \frac{2\pi x}{5} + F_3 \sin \frac{3 \cdot 2\pi x}{\lambda} + F_5 \sin \frac{5 \cdot 2\pi x}{\lambda} + \dots \quad (1.51)$$

La máquina deberá tener $2 \cdot p$ polos fundamentales junto con $6 \cdot p, \dots, 10 \cdot p, \dots, 2 \cdot n \cdot p$ polos armónicos, toda sinoidal individual y toda f.m.e generadas en una bobina están relacionadas en un devanado. La distribución de la f.m.e en los devanado será expresada como una serie:

$$E(x) = E_1 \cdot \sin \omega t + E_3 \cdot \sin 3\omega t + E_5 \cdot \sin 5\omega t + \dots \quad (1.52)$$

Los flujos determinan la magnitud de las f.m.m armónicas. Para producir los métodos de interconexión de fase (método de apertura de arco).

Para un devanado de armadura integro con q ranuras por polo y por fase, y un ángulo eléctrico alfa (α) entre ranuras, el factor de distribución, para las enéscimas armónicas es:

$$k_{en} = \frac{\sin(n\theta/2)}{n \sin(\theta/2)} \quad (1.53)$$

Si los carbones son sincronizados a tener $(\pi \pm \theta)$ radianes eléctricos, los flujos conectados son reducidos en proporción al $\cos(\theta/2)$ y la f.m.e es disminuida.

Los ángulos sintonizados efectivos para armónicas de orden n es $n\theta$ y el factor general de expansión en las bobinas será.

$$K_{en} = \cos(n\theta/2) \quad (1.54)$$

Por una adecuada elección de K_a y K_m , incómodas f.m.m armónicas, son sumamente pequeñas ó eliminadas. Las armónicas triples en una máquinas trifásicas son minimizadas por conexión de fase, la quinta y séptima armónica es seleccionada a reducir por los métodos de apertura en las bobinas.

Voltaje armónico producido por los motores de inducción.

La velocidad del campo rotativo síncrono de un motor de inducción es igual a la frecuencia fundamental multiplicada por la longitud de onda, esto es: $f \lambda$. Para un

deslizamiento S , la velocidad del rotor es $f_1 * S(1-S)$ y la frecuencia del rotor generalmente es $S * f_1$.

Las armónicas producidas por motores de inducción resultan del análisis de la f.m.m y son dependiente de la frecuencia. Una armónica de orden n en la distribución f.m.m del rotor tiene.

- i) Una longitud de onda λ/n
- ii) Viajan con una velocidad $\pm(S * f) \lambda/n$ con respecto al estator.
- iii) Viaja con una velocidad $f * \lambda(1-S) \pm(S * f) \lambda/n$ con respecto al rotor.

Estas armónicas inducen una f.m.e en el estator con una frecuencia igual a la relación velocidad dividida por la longitudes de onda, esto es.

$$f' = \frac{f * (1-s) \pm (s * f) (\lambda/n)}{\lambda/n} \quad (1.54)$$

$$f' = f * (n - s(n \pm 1)) \quad (1.55)$$

El signo positivo es tomado en esta expresión cuando la distribución f.m.m armónica del rotor viaja en dirección positiva con respecto a la onda fundamental.

y séptimo pruebas realizadas en la referencia (3), muestran que los voltajes armónicos producidos por arcos caloríficos son altamente variables.

Niveles del 8% al comienzo de fundición, 6% al final de fundición y 2.5% durante refinamiento, son medidos en esta prueba para el quinto voltaje armónico.

Distorsión causada por los equipos de arcos.

Una combinación de retardo en la inyección de arcos, y las características no-lineales de voltajes y corrientes, introducen armónicas al sistema de potencia por variación de la frecuencia fundamental.

En resumen, los cambios de voltajes por alteraciones en la longitud del arco producen extensión de la frecuencia, en un rango aproximado de 0.1Hz a 30Hz cerca de cada armónica. Este efecto es más evidente durante la difunción causada por continuos movimientos de los fragmentos e interacción de fuerzas electromagnéticas del arco.

Las armónicas ocurren como resultado de la asimetría eléctrica. Consideremos el caso de una máquina con rotor devanado balanceado eléctricamente, el devanado del estator comenzará a desbalancearse de tal forma que el voltaje suministrado produzca un campo rotativo puro con velocidad $f \cdot \lambda$. El deslizamiento es inducido en la distribución f.m.e, pero como el rotor devanado es desbalanceado ambas corrientes de fase positivas y negativas fluirán, produciendo un campo en dirección inversa y directa. Estas viajan con una velocidad $\pm 5 \cdot f \cdot \lambda$ con respecto al estator y $f \cdot \lambda \pm (1-5) \pm 5 \cdot f \cdot \lambda$ con respecto al rotor, la distribución f.m.e induce al estator frecuencias f y $(1-25) \cdot f$ para estos campos respectivamente, los que con posteridad son considerados como una frecuencia armónica.

1.2.3.- EQUIPOS DE ARCOS

Los equipos de arcos en bobinas y arcos caloríficos, generan armónicas debido a la característica no-líneales de voltajes y corrientes. Los voltajes armónicos de principal interes en este caso son, el quinto,



BIBLIOTECA

Los niveles de corrientes armónicas varían marcadamente con el tiempo y son visualizados en la forma de diagrama probabilísticos, tal como se muestra en la figura 1.7.

i.2.4.- Equipos convertidores de potencia ac/dc

Los equipos convertidores de potencia introducen armónicas al sistema por imposición de cambios de ciclos de la impedancia del circuito que suministra potencia.

Debido al decrecimiento del costo e incremento en los niveles de potencia, el uso de estos dispositivos de cambios (diodos, tiristores y transistores), tienen un sin número de aplicaciones en la industria, establecimientos comerciales y casa.

Por su continuo desarrollo tecnológico continuarán incrementándose en el futuro. Estos son considerados como una fuente importantísima de armónica en el sistema de distribución. Estos dispositivos convertidores de potencia, semiconductores y generadores de armónicas son estudiados en el próximo capítulo en su producción armónica.



BIBLIOTECA

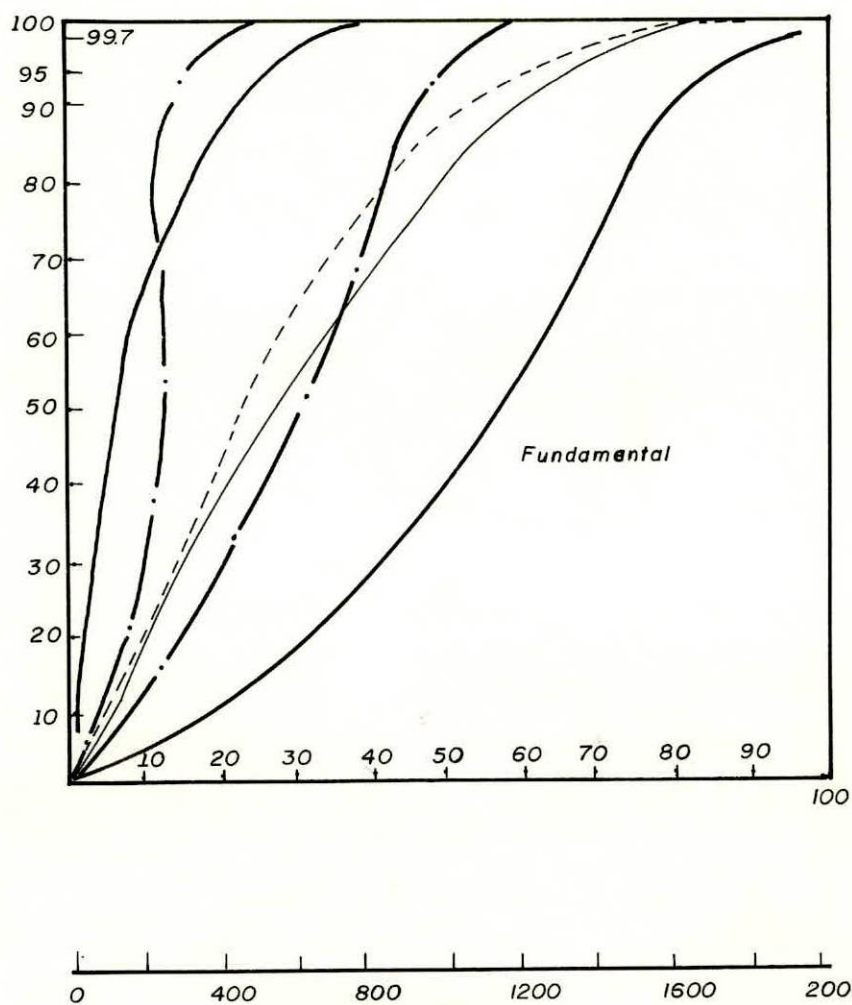


Figura - 1-9 Magnitud de la corriente armonica probabilistica

CAPITULO II

FUENTES DE ARMONICAS: CONVERTIDORES AC/DC

2.1.- GENERALIDADES

Los convertidores estáticos de potencia son empleados en un sin número de aplicaciones industriales, tales como laminadoras, rieles de camino y en particular en la transmisión de la energía eléctrica. En estos convertidores la fuente alimentadora normalmente es el sistema de potencia a.c. a través de un rectificador conmutado lineal y, la corriente armónica inyectada a la red a.c es analizada en la primera parte de este capítulo.

En el presente las principales fuentes de corriente armónica son los rectificadores y los inversores. Estos pueden ser agrupados en tres grandes categorías, dependiendo de las variaciones armónicas.

i) Convertidores de potencia grandes tales como los usados en la industria reductora de metales y en la transmisión de voltaje d.c.

ii) Convertidores de tamaño medio tales como los usados en la industria manufacturera para controlar los motores.

iii) Rectificadores de baja potencia tales como los cambiadores de señales y cargadores de baterías, para suministro de fase simple.

La forma de onda del grupo (i), es la utilizada en nuestro estudio y es usada como una base para el desarrollo de la configuración convertidora estándar. El contenido armónico de esta configuración será analizada en este capítulo.

2.2.- COMPONENTES ARMONICOS EN LOS CONVERTIDORES ESTATICOS

2.2.1.- COMPONENTES ARMONICOS EN LAS ONDAS DE CORRIENTE

Los convertidores de potencia grande rango en megavatios generalmente tienen mucha más inductancia en el lado d.c, que en el lado a.c. La corriente directa es razonablemente constante y el convertidor actúa

como una fuente de voltaje armónico en el lado d.c, y fuente de corriente armónica en el lado a.c.

El convertidor ideal de una sola trayectoria en un camino de fase-p es ilustrado en la figura 2.1.

Bajo condición ideal el sistema a.c tiene impedancia igual a cero e inductancia idealizada infinita. Bajo ésta condición, la corriente en la fase-p consiste de pulsos periódicos positivos rectangulares de ancho $w=2\pi/p$ con respecto a la frecuencia suministradora.

En un perfecto sistema simétrico a.c, las corrientes resultantes son exactamente iguales en las tres fases; el análisis armónico de la forma de onda de la figura 2.2 es realizado a continuación. Si el origen es tomado en el centro del pulso, la función $F(x)$ es par, por ejemplo $f(x) = f(-x)$ la serie de Fourier tiene solamente términos de coseno.

Los coeficientes de Fourier importantes con respecto a uno por unidad de la corriente d.c, son:

$$A_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-w/2}^{w/2} d(wt) = \frac{w}{2\pi} = \frac{1}{p} \quad (2.1)$$

$$A_n = \frac{1}{2\pi} \int_{-w/2}^{w/2} \cos(nwt) d(wt) = \frac{2}{\pi n} \sin \frac{2n\pi}{p} \quad (2.2)$$

La serie de Fourier, para los pulsos positivos es:

$$F_p = \left(\frac{2}{\pi} \right) * \left[\frac{w}{4} + \sin \frac{w}{2} \cos wt + \frac{1}{2} \sin \frac{2w}{2} \cos 2wt + \frac{1}{3} \sin \frac{3w}{2} \cos 3wt + \frac{1}{4} \sin \frac{4w}{2} \cos 4wt + \dots \right] \quad (2.3)$$

El convertidor ideal de dos trayectorias es mostrado en la figura 2.2(b), éste produce pulsos de corrientes positivos y negativos en una fase-p. Aplicando las ecuaciones (2.1) y (2.2) al grupo de pulsos negativos, se obtiene la siguiente serie de fourier.

$$F_n = \left(- \right) * \left[\frac{w}{4} + \sin \frac{w}{2} \cos wt - \frac{1}{2} \sin \frac{2w}{2} \cos 2wt \right]$$

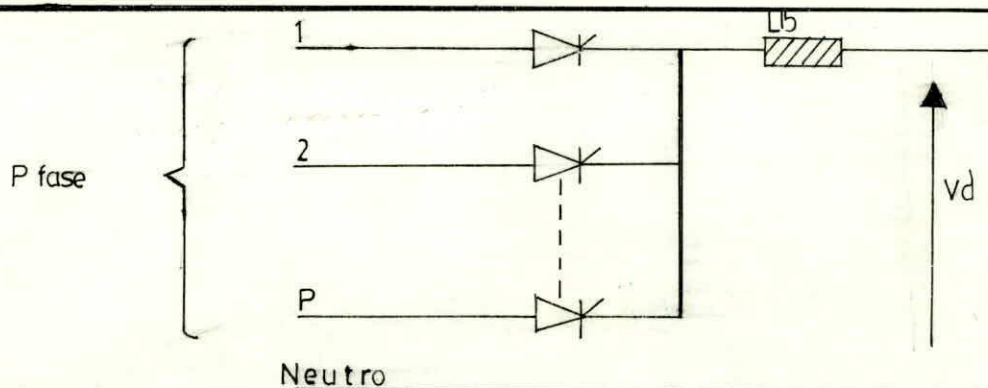


Figura 2.1. Convertidor de una fase trayectoria de fase -P

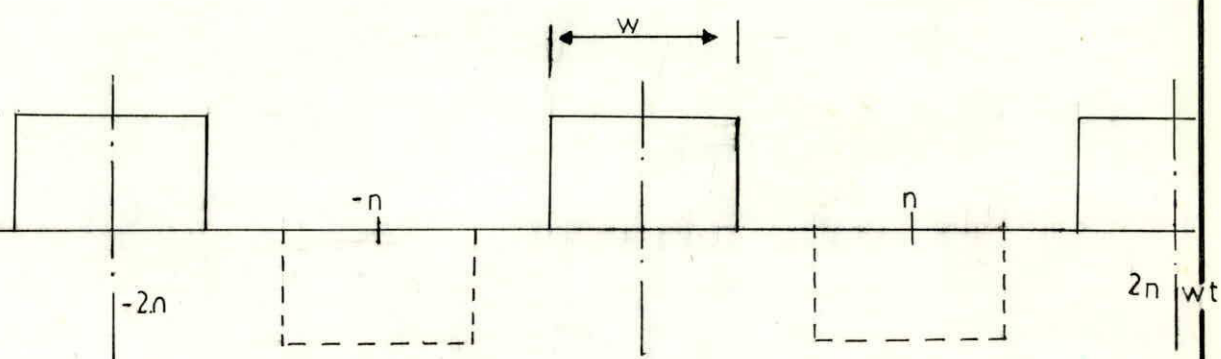


Figura 2.2 Tren de pulsos positivos y negativos

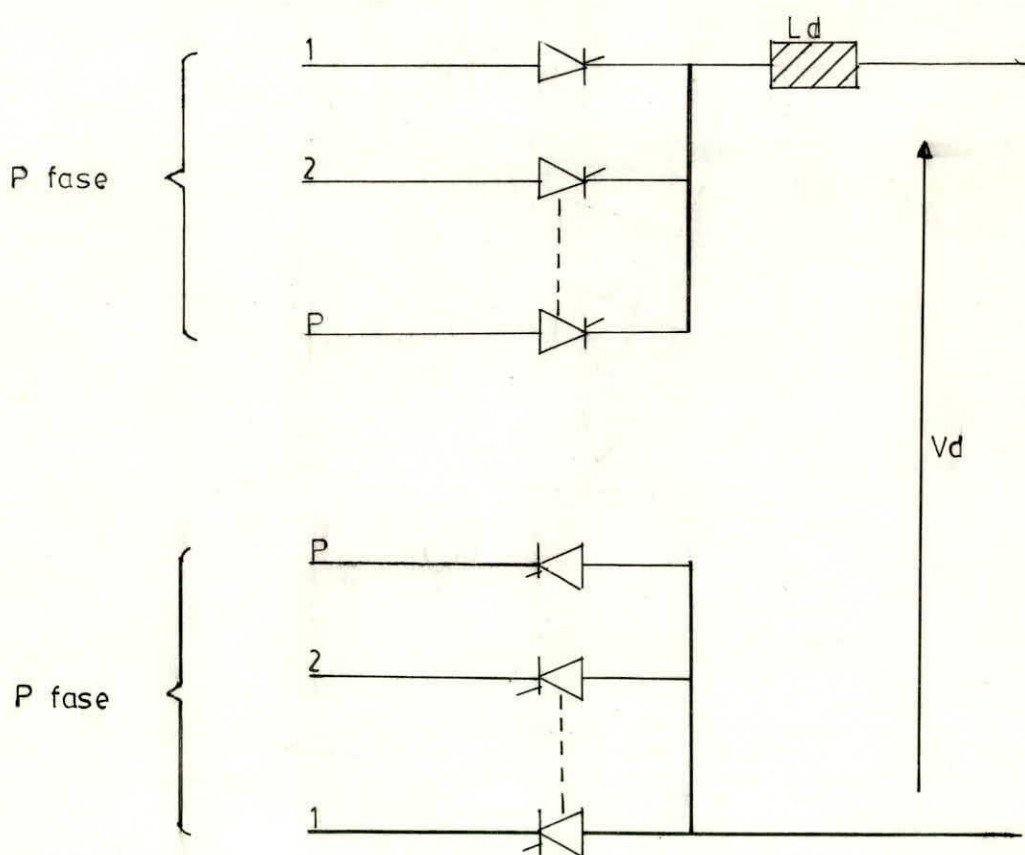


Figura 2.2(b). Convertidores de dos trayectorias

$$+ \left[\frac{1}{3} \frac{3w}{2} \cos 3wt - \frac{1}{4} \frac{4w}{2} \cos 4wt + \dots \right] \quad (2.4)$$

La corriente de fase-p de las dos configuraciones convertidoras consiste de pulsos alternados positivos y negativos, la serie de Fourier total es obtenida sumando las ecuaciones (2.3) y (2.4). En esta ecuación la componente d.c y las armónicas de orden par son eliminadas.

$$F = F_p + F_n.$$

$$F = \left(\frac{4}{\pi} \right) * \left[\frac{w}{2} \cos wt + \frac{1}{3} \frac{3w}{2} \cos 3wt + \frac{1}{5} \frac{5w}{2} \cos 5wt + \dots \right] \quad (2.5)$$

Si en la ecuación (2.5), reemplazamos $w=\pi$ obtendremos la siguiente serie de Fourier en el dominio de la frecuencia.

$$F(t) = \frac{4}{\pi} \left[\cos(wt) - \frac{1}{3} \cos(3wt) + \frac{1}{5} \cos(5wt) - \frac{1}{7} \cos(7wt) + \dots \right] \quad (2.6)$$

En esta función las armónicas de orden $n+i=5, 9, \dots$ etc. son de secuencia positiva y

las de orden $n-1= 3, 7, 11, \dots$ etc. son de secuencia negativa.

La representación de la onda cuadrada en el dominio de la frecuencia y del tiempo, es mostrada en la figura 2.3 y 2.4.

2.2.- RELACION DE ARMONICOS EN CONVERTIDORES

Relación armónica en convertidores de seis-pulsos

Los rectificadores de seis pulsos (e inversores) son dibujados en la figura 2.5. La corriente en la fase "a" es obtenida, substituyendo $\omega=2\pi/3$ en la ecuación (2.5) e insertando la corriente I_d , la representación dominio de la frecuencia es:

$$\begin{aligned}
 I_a = & \frac{2\sqrt{3}}{\pi} * I_d * \left[\cos(\omega t) - \frac{1}{5} \cos(5\omega t) \right. \\
 & + \frac{1}{7} \cos(7\omega t) - \frac{1}{11} \cos(11\omega t) \\
 & \left. + \frac{1}{13} \cos(13\omega t) - \frac{1}{17} \cos(17\omega t) \right]
 \end{aligned}$$

$$+ \frac{1}{19} \cos(19\omega t) + \dots J \quad (2.7)$$

La corriente en las tres fases es mostrada en la figura 2.6 (d), (c), (b) y (e) respectivamente.

Las siguientes conclusiones son hechas desde la ecuación (2.7):

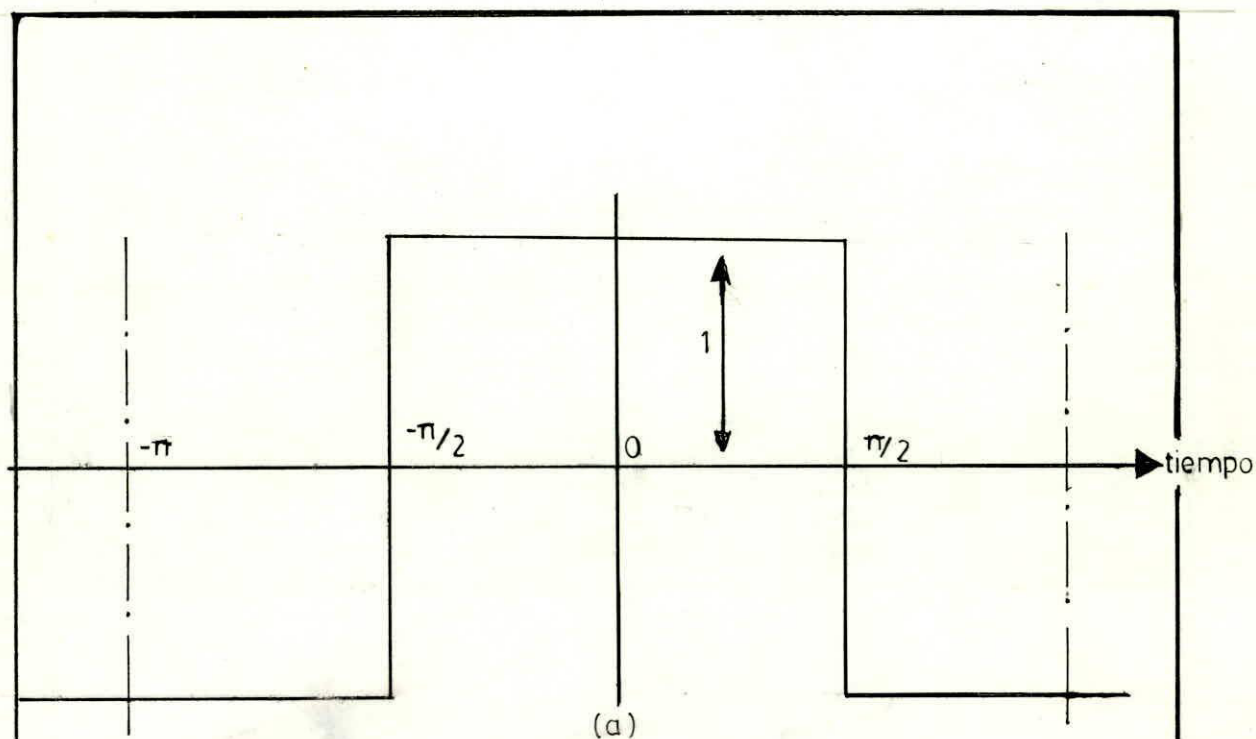
- 1) La ausencia de la tercera armónica.
- 2) La presencia de armónicas de orden $6k \pm 1$ para valores enteros de k .
- 3) Las armónicas de orden $6k+1$, son de secuencia positiva
- 4) Los armónicos de secuencia $6k-1$, son de secuencia negativa
- 5) La r.m.s magnitud de la corriente fundamental es:

$$I_1 = (1/\sqrt{2}) (2\sqrt{3}/\pi)$$

$$I_b = (\sqrt{6}/\pi) I_o$$

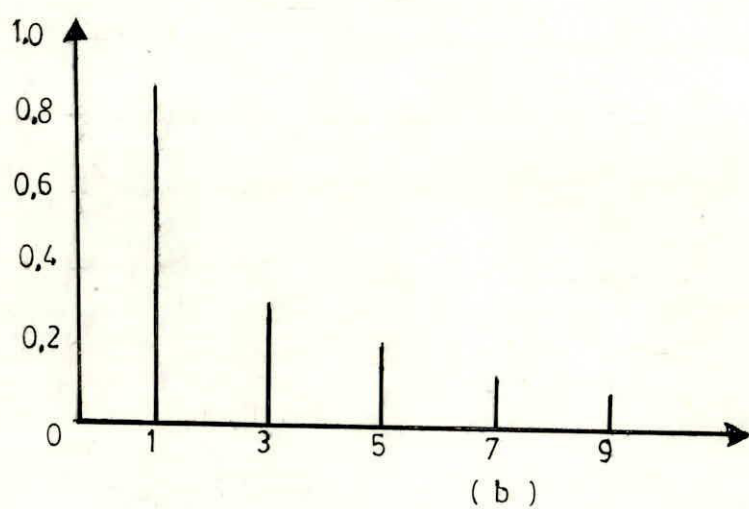
- 7) Los r.m.s magnitud de las enésimas armónicas son:

$$I_n = I_1/n$$



(a)

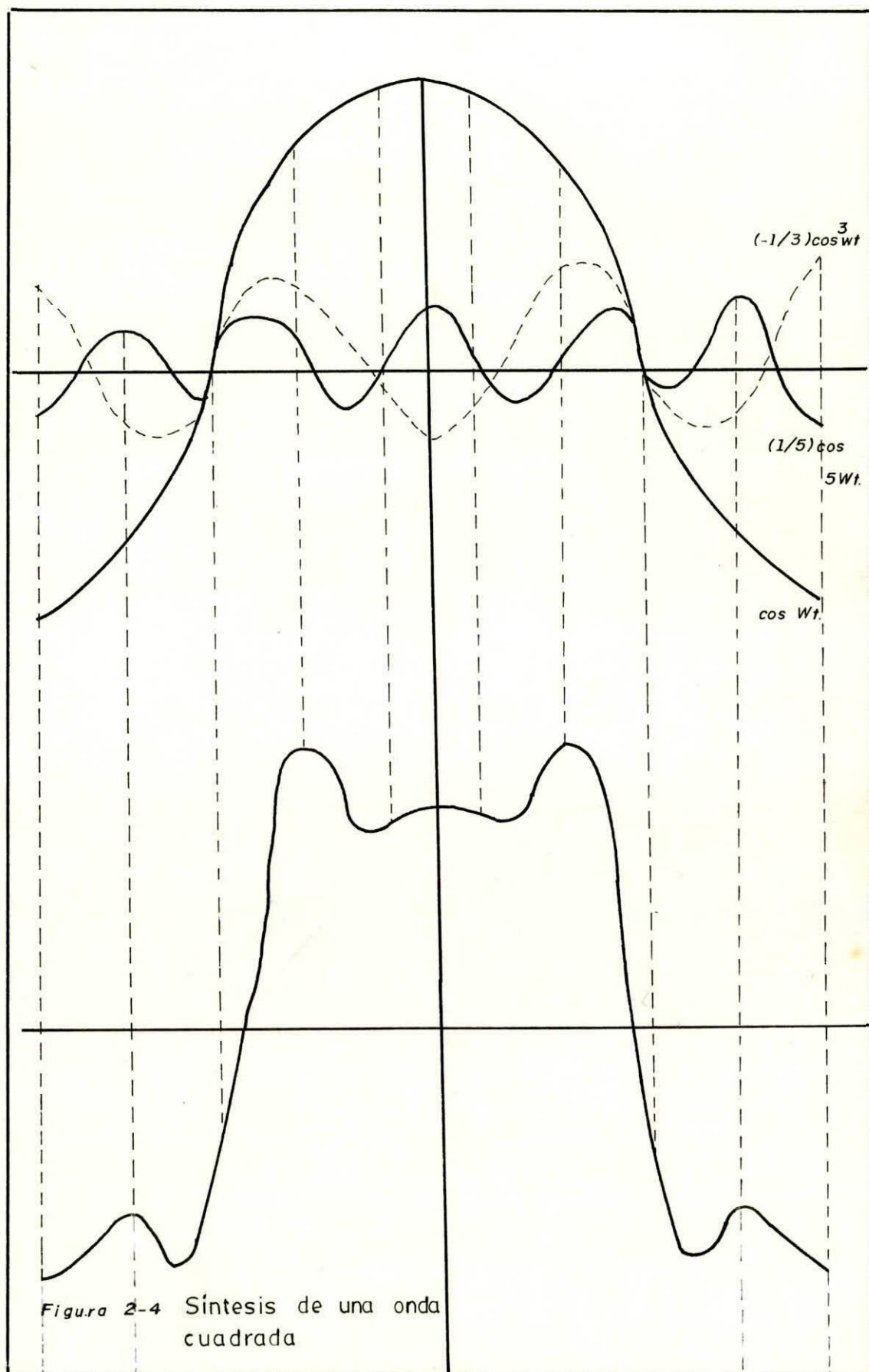
Figura 2,3 Representación dominio del tiempo en una onda cuadrada



(b)

Representación dominio de la frecuencia

Figura 2,4



Efecto de la conexión transformadora

Si el primario y secundario del transformador convertidor es conectado en delta, la forma de la onda de corriente en el lado a.c consiste en la diferencia instantánea entre dos corrientes secundarias rectangulares desplazadas 120 grados en el tiempo, como se muestra en la figura 2.6 (e).

Cuando los transformadores son conectados en delta-delta, el voltaje primario y secundarios es igual. En el caso de que los transformadores estén conectados en estrella-estrella, un factor $\sqrt{3}$ es introducido en la relación de transformación, y la serie de Fourier resultante en la fase "a" en lado primario es:

$$\begin{aligned} i_a = & \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left(\cos \omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t - \frac{1}{7} \cos 7\omega t \right. \\ & \left. - \frac{1}{11} \cos 11\omega t + \frac{1}{13} \cos 13\omega t \right. \\ & \left. + \frac{1}{17} \cos 17\omega t - \frac{1}{19} \cos 19\omega t \right) \quad (2.9) \end{aligned}$$

Esta serie diferente de la conexión estrella-delta ó delta-estrella, por la secuencia de rotación de los armónicos de orden $6k \pm 1$, para los valores impares de k .

Relación armónica en convertidor de doce pulsos

La configuración convertidora de doce-pulsos consiste de dos grupos convertidores de seis-pulsos conectados en serie, alimentados por dos señales de transformadores trifásicos conectados en paralelo, con igual voltaje nominal y alternando sus fases 30 grado, una configuración general de doce-pulsos es mostrada en la figura 2.7.

Además de lo dicho anteriormente, manteniendo la operación de doce-pulsos, los dos grupos de seis tiristores operan con igual ángulo de control, y las corrientes están en fase una con otra.

La corriente resultante a.c de la conexión transformadora estrella-estrella y delta-estrella es obtenida sumando las dos serie

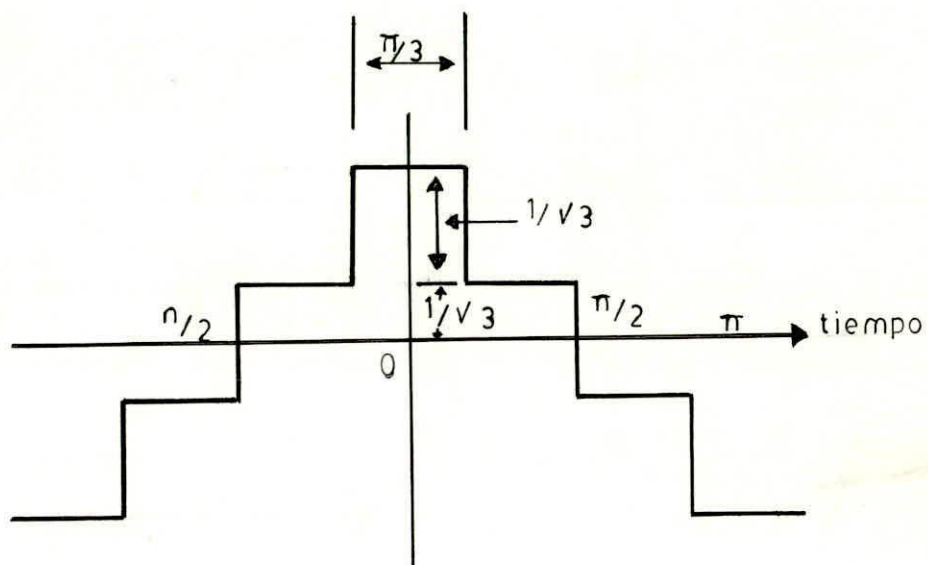


Fig 2.5 Representacion dominio del tiempo de una onda de seis pulsos con la conexi3n delta-estrella

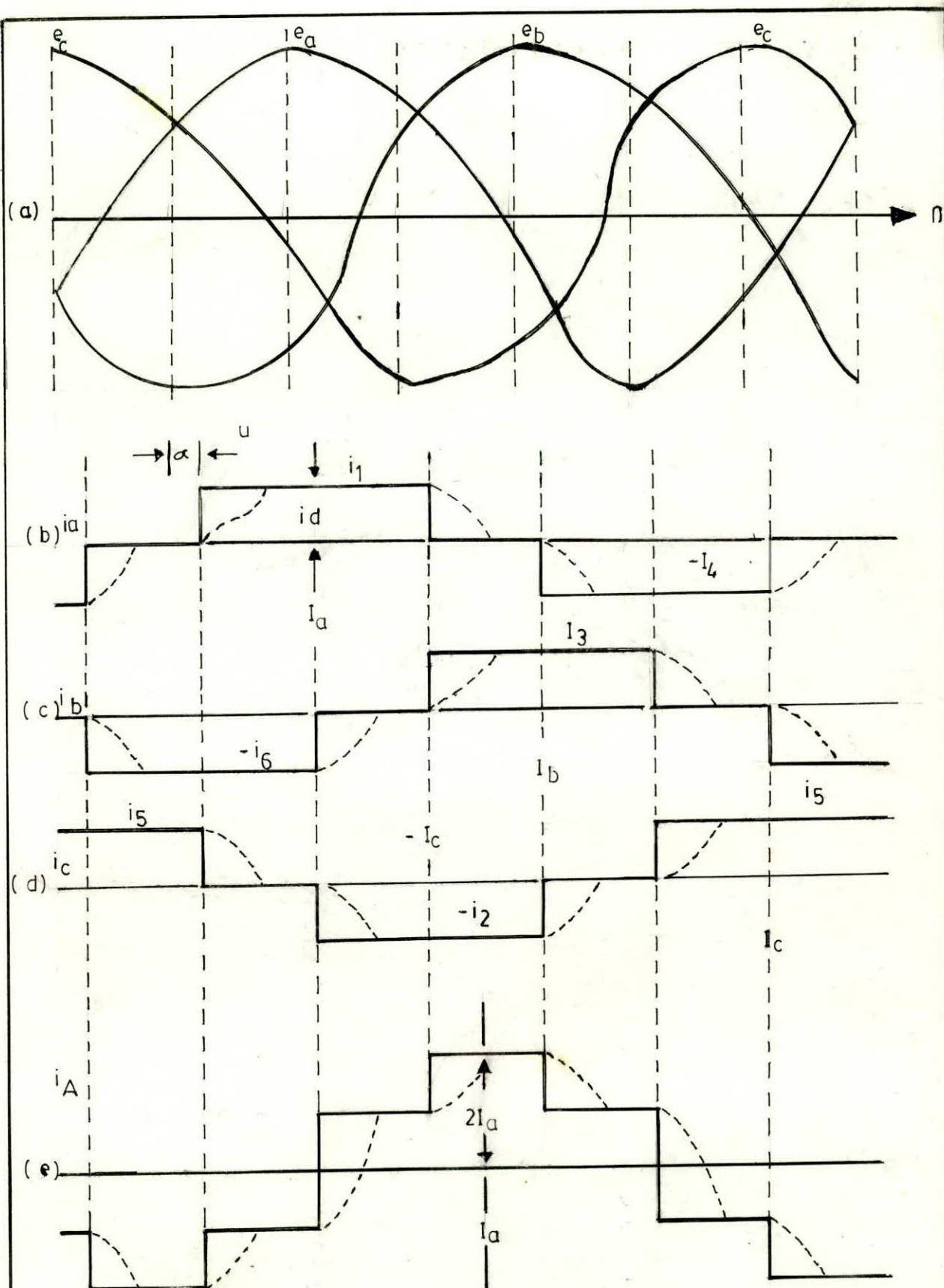


Figura 26 Forma de onda de un convertidor de seis pulsos
 (a) voltaje neutro de fase (b)-(d) corriente de fase en el
 lado del convertidor (e) corriente de fase en el lado del
 sistema con el tramo formador conectado A-y

de Fourier:

$$\begin{aligned}
 (I_a)_{12} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} * & \left[\cos(\omega t) - \frac{1}{11} \cos(11\omega t) \right. \\
 & + \frac{1}{13} \cos(13\omega t) - \frac{1}{23} \cos(23\omega t) \\
 & \left. + \frac{1}{25} \cos(25\omega t) + \dots \right] \quad (2.10)
 \end{aligned}$$

Esta serie contiene armónicas de orden $12k \pm 1$. La corriente armónica de orden $6k \pm 1$ con k impar, por ejemplo, la quinta, séptima, décimo-novena, etc, circulará entre los transformadores convertidores pero no penetrará a la red a.c.

La representación dominio del tiempo y de la frecuencia es mostrada en la figura 2.7a y 2.7b respectivamente.

Configuración convertidora de alto pulso.

En las secciones pasadas, el incrementar el número de pulsos del convertidor es obtenido conectando dos transformadores en

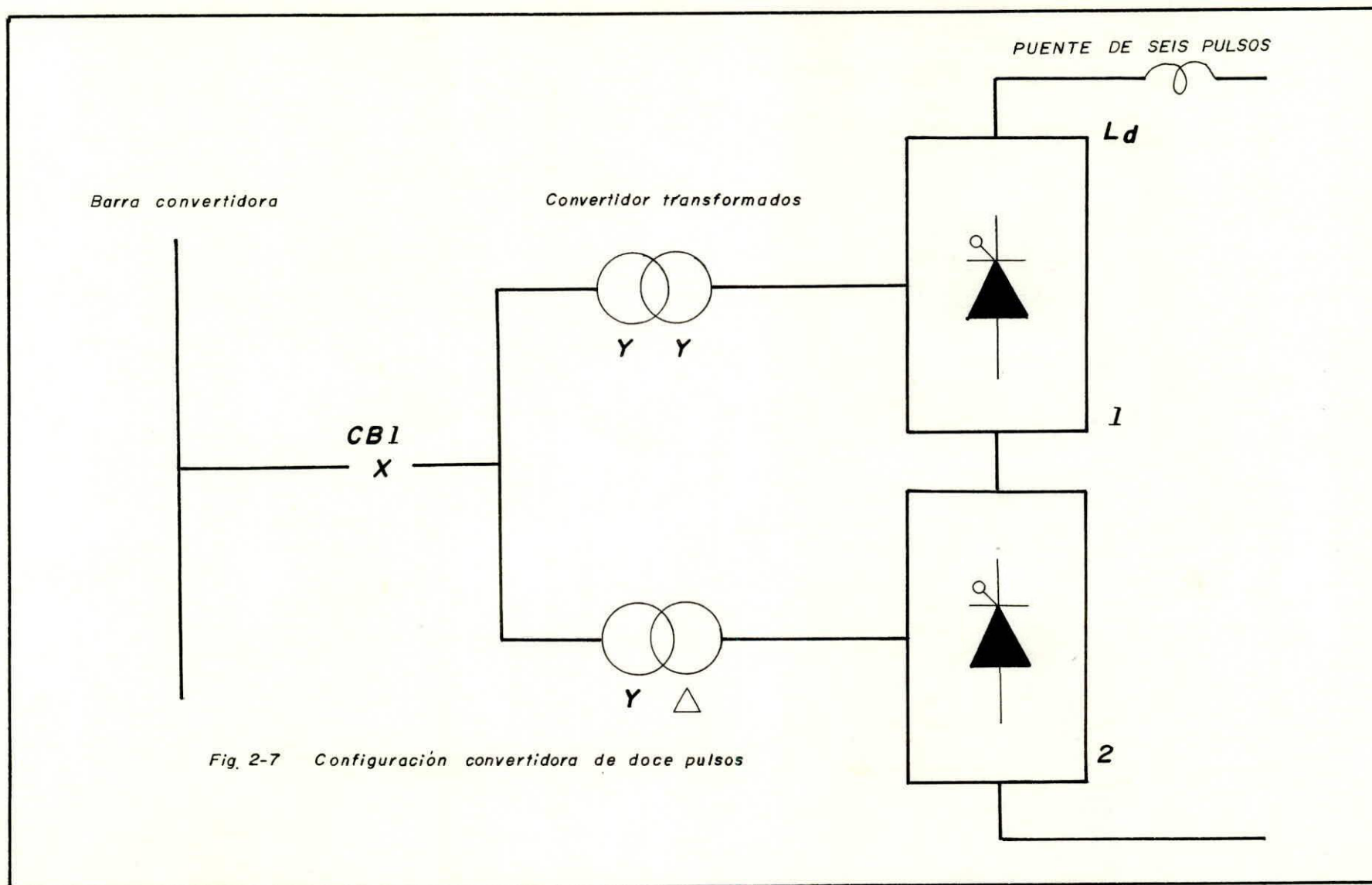
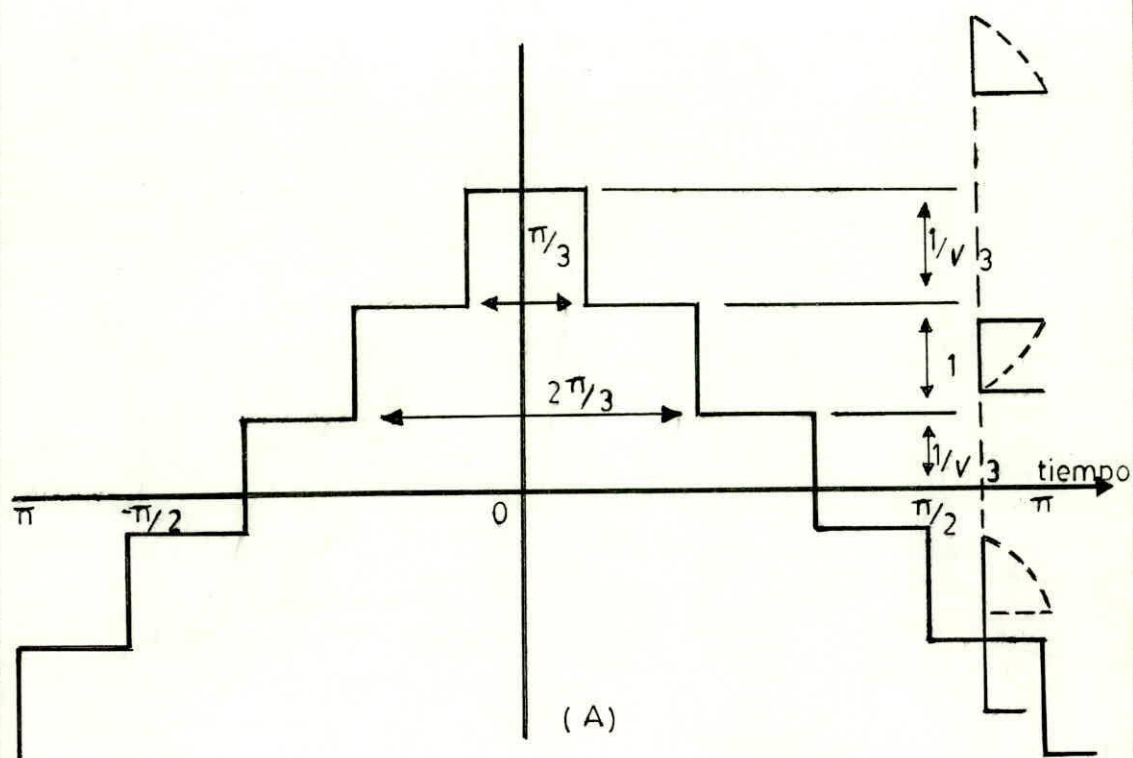
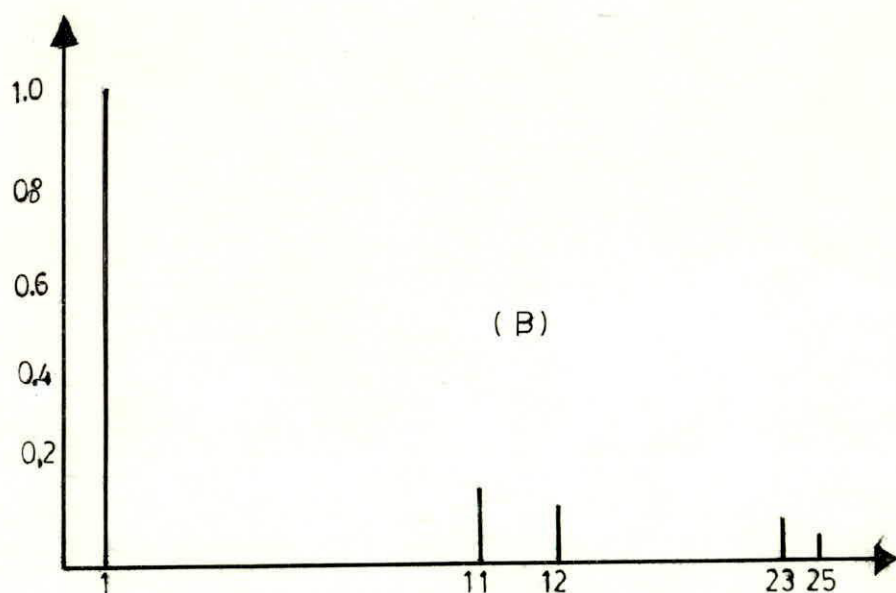


Fig. 2-7 Configuración convertidora de doce pulsos



Representación dominio del tiempo de la corriente de fase de un convertidor de doce pulsos



Representación dominio de la frecuencia de un convertidor de doce pulsos

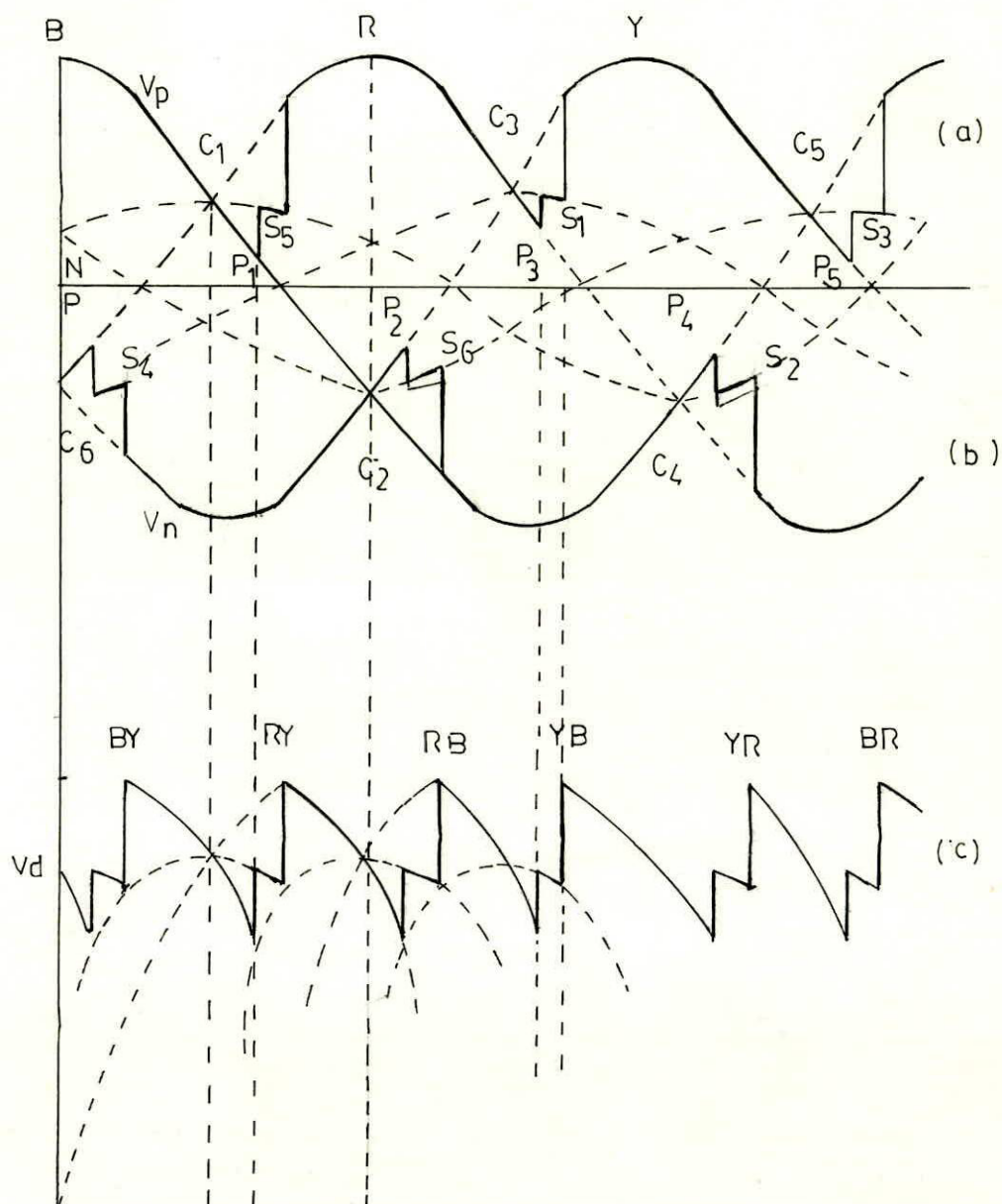


Figura: 28 Forma de onda del voltaje dc en un convertidor de seis pulso
 (a) en el terminal positivo
 (b) en el terminal negativo
 (c) entre el terminal de salida

paralelo, con una fase alternada 30 grados, obteniendo una configuración de doce-pulsos, las propiedades adicionales de alternar transformadores en paralelo, proporciona la base para incrementar la configuración de los pulsos. Por ejemplo, la operación 24-pulsos es realizada por medio de cuatro transformadores, con fases alternadas 15 grados, la operación 48-pulsos requiere ocho transformadores conectados en paralelo, con 7.5 grados de fase alternadas. Aunque teóricamente es posible, la configuración superior a un número de 48-pulsos es relativamente injustificada, debido a los niveles prácticos de distorsión encontrados en el suministro de voltaje, el que tiene mucha influencia con los voltajes de cruce cero (conmutación), con la fase teórica alternada. Similarmente en el caso de las conexiones de doce-pulso la fase alterna requiere de factores apropiados en la configuración del transformador en paralelo, el que es diseñado a voltaje nominal.

La corriente armónica teórica es relacionada al número de pulso (p), por la expre-

sión general $pkf1$ y su magnitud decrece en relación inversa a su orden armónico. Generalmente armónicas superiores a la cuadrigésima-novena, pueden ser despreciables cuando su magnitud es pequeña.

La impedancia del sistema y efectos del transformador.

En la práctica la existencia de reactancia en el circuito de conmutación, causa condición de sobrepuesta con la fase de entrada y salida. La que produce una corriente asimétrica con respecto al centro del pulso rectangular idealizado.

Usando como referencia el voltaje de conmutación (voltaje de cruce cero) y asumiendo un circuito que tiene conmutación inductiva pura. La siguiente expresión define la corriente de conmutación.

$$I_c = \frac{E}{\sqrt{2}X_c} (\cos\alpha - \cos\omega t) \quad (2.12)$$

Donde, X_c es la reactancia por fase del circuito de conmutación, los cuales son

generalmente determinados por la reactancia de pérdidas del transformador.

Al final de la conmutación $I_c = I_d$ y $\omega t = u$, la ecuación (2.12), deberá ser:

$$I_d = \frac{E}{\sqrt{2}X_c} [\cos\alpha - \cos(\alpha+u)] \quad (2.13)$$

Dividiendo (2.12) por (2.13)

$$I_c = I_d \frac{\cos\alpha - \cos\omega t}{\cos\alpha - \cos(\alpha+u)} \quad \text{para } \alpha \leq \omega t \leq \alpha+u \quad (2.14)$$

El resto del pulso de corriente positiva es definido por:

I_d para $\alpha+u \leq \omega t \leq \alpha+u$

$$i = I_b - I_d \frac{\cos(\alpha+2\pi/3) - \cos\omega t}{\cos(\alpha+2\pi/3) - \cos(\alpha+2\pi/3+u)} \quad (2.15)$$

para $\alpha+2\pi/3 \leq \omega t \leq \alpha+2\pi/3+u$



BIBLIOTECA

Para el pulso de corriente negativo posee onda media simétrica fija, y por consiguiente solamente armónicas de orden impares están presentes.

ARMONICAS EN LA LINEA DE C.C.

Un convertidor en puente trifásico, genera en sus terminales de c.c tensiones armónicas de orden séptima, décimo-segunda, decimo-octava, etc, operando simetricamente.

Cuando dos puentes convertidores están conectados en serie para funcionamiento de doce-impulso, se duplican las tensiones totales de armónicas correspondiente al orden décima-segunda, vigésima-cuarta, etc mientras que las de orden séptima, décima-octava, trigécima etc, se contrarrestan y desaparecen.

En el lado de c.c de un convertidor ac/dc de alta tensión normalmente se utiliza una reactancia serie de elevado valor. su misión principal no es de alizado sino para limitar la rapidez del aumento de corriente en el convertidor, de forma que el sistema

de control tenga tiempo de actuar para reducir la corriente, no así, la reactancia de c.c.

El efecto más acentuado tiene lugar cuando la estación convertidora alimenta directamente un cable largo de c.c., la frecuencia de resonancia entre la reactancia de c.c. y la capacitancia del cable será relativamente baja del orden de 50c/s o menor, habrá una considerable atenuación de las armónicas principales de orden séptima, décimo--segunda, décimo-octava etc. En general, no es preciso un posterior filtrado en este caso.

Si la estación convertidora alimenta directamente una línea aérea de c.c. relativamente larga, aun así ésta está conectada también a un cable distante, puede ocurrir resonancia con una de las armónicas en algún punto de la línea no necesariamente próxima a la estación. Las líneas de c.c. tienen una resonancia tal que, para una cierta frecuencia armónica, la línea se comporta como una impedancia muy baja, la corriente armónica queda limitada por la

reactancia de c.c probablemente a un valor aceptable.

Si la resonancia es tal que para una frecuencia armónica principal (de orden 6, 12, 18,) la línea de c.c es una impedancia muy elevada, entonces la reactancia de c.c es ineficaz, necesitándose un filtro sintonizado shunt.

ARMONICAS DE VOLTAJE DIRECTO.

Para la configuración en puente trifásico el orden de los voltajes armónicos en el lado d.c es: $h=6*k$. La forma del voltaje es ilustrada en la figura (2.8).

El intervalo de repetición de la onda mostrada en la figura 2.8, es $\pi/3$ y este contiene las siguientes tres diferentes funciones con respecto al voltaje de cruce C_1

$$V_d = \sqrt{2} * V_e * \cos\left[\omega t + \frac{\pi}{6}\right] \quad \text{para } 0 \leq \omega t < \frac{\pi}{6} \quad (2.17)$$

$$V_d = \sqrt{2} * V_e * \cos\left[\omega t + \frac{\pi}{6}\right] + \frac{1}{2} \sqrt{2} \sin \omega t$$

$$V_d = \frac{\sqrt{6}}{2} V_c \cos \omega t \quad \text{para } \alpha \leq \omega t \leq \alpha + u \quad (2.18)$$

$$V_d = \sqrt{2} V_c \cos \left[\omega t + \frac{\pi}{6} \right] \quad \text{para } \alpha + u \leq \omega t \leq \alpha + \frac{\pi}{3} \quad (2.19)$$

Donde: V_c es el voltaje conmutado rms "fase á fase". Por las ecuaciones (2.17), (2.18) y (2.19) la siguiente expresión es obtenida para la magnitud del voltaje armónico d.c.

$$\begin{aligned} V_n = & \left\{ (n-1)^2 \cos^2 \left[(n+1) \frac{u}{2} \right] + (n+1)^2 \right. \\ & \left. * \cos^2 \left[(n-1) \frac{u}{2} \right] - 2(n-1)(n+1) \right. \\ & \left. * \cos \left[(n+1) \frac{u}{2} \right] * \cos \left[(n-1) \frac{u}{2} \right] \right. \\ & \left. * \cos(2\alpha + u) \right\}^{1/2} \quad (2.20) \end{aligned}$$

El máximo voltaje rectificado promedio para el puente de seis pulso es $3(\sqrt{2})V_c/\pi$ para $\alpha=0$ y $u=0$, la ecuación se reduce a

$$V_{no} = \frac{\sqrt{2}V_{co}}{(n^2-1)} \approx \frac{\sqrt{2}}{n^2}$$

Dando:

4.04% la 7ta, 0.99% la 12ava, 0.44% la 18ava armónica.

Generalmente como α aumenta, los armónicos también se incrementan y para $\alpha=\pi/2$ y $u=0$.

$$\frac{V_n}{V_{co}} = \frac{J_2 n}{(n^2 - 1)} \approx \frac{J_2}{n}$$

Esta ecuación representa la máxima relación de armónica en el sistema, particularmente cuando se está considerando: $\alpha=90^\circ$ y u probablemente muy pequeño.

Si el convertidor implica dos puentes, uno con un transformador conectado estrella-estrella, ó delta-delta y el otro con un transformador estrella-delta, ó delta-estrella. Su voltaje respectivo deberá estar 30° grados fuera de fase y así las armónicas estarán desfasadas 30° grados de la correspondiente frecuencia principal cada medio ciclo para la armónica séptima. Estas armónicas deberán estar en oposición de fase en los dos puentes. Similarmente para la décimo segunda armónica 30° grados corresponden a un medio ciclo dando armónicas en fase, para la décimo octava armónica 30°

grados corresponden a un medio ciclo, dando armónicas en oposición de fase y así sucesivamente.

La excitación de impedancia del sistema es requerida para reducir el contenido armónico de la onda de corriente, los efectos serán mayores si se producen en rectificadores controlados. Si el ángulo de disparos es grande, los pulsos de corrientes en el convertidor prácticamente no son afectados por la corrientes del sistema a.c.

2.3.- CONTENIDO ARMONICO EN LA CONMUTACION DE LOS CONVERTIDORES

2.3.1.- CONVERTIDORES CONMUTADOS LINEALES

Los convertidores conmutados lineales son representados como fuente de corriente armónica en el lado a.c.

Como su nombre lo indica, utilizan la fuente alimentadora a.c para la conmutación. Esto es, el voltaje de línea es utilizado para proporcionar el cambio negativo de un diodo o tiristor el cual retorna a la posi-

ción de apagado. Un convertidor conmutado lineal no puede proveer inversión hacia una carga estática, el usar el suministro a.c. como un voltaje de conmutación lineal obliga al convertidor a operar a un solo factor de potencia de retardo.

Las armónicas producidas por los convertidores conmutados lineal están relacionados por el número de pulso. El número de pulsos, es el número de ciclos de rizados en el voltaje directo y por ciclo del voltaje alternativo.

Para el caso ideal de conmutación instantánea, las armónicas en el lado a.c. y sus magnitudes son dadas por: $h = p \cdot k \cdot i$, y la corriente por: $I_h = I_1 / h$, donde h = orden armónico, n = número entero, p = número de pulso del convertidor.

El convertidor más común de tres fases es mostrado en la figura 2.8. Este es, un dispositivo de seis pulsos, y tiene armónicas de orden $6k \cdot i$. Otras armónicas son producidas debido a un desbalance en el ángulo de disparo, pero este tipo de armó-

nicas son mucho mas bajas en magnitud.

Hay otros dos factores, además del número de pulso y la corriente fundamental, que afectan la magnitud de las armónicas. Estos son: el ángulo de conmutación y el de adelanto.

El ángulo de conmutación es el aumento de tiempo que toma la corriente transferida desde un elemento de conducción a otro. La conmutación nunca es instantánea, debido a la inductancia del circuito alimentador del convertidor ac/dc.

Las siguientes ecuaciones son dadas a continuación, para el cálculo de la magnitud de la corriente armónica, tomando en consideración el ángulo de adelanto y de superpuesta.

CONTENIDO ARMONICO EN EL CONVERTIDOR CONMUTADO LINEAL

Un convertidor de "p" pulsos, genera corriente armónica de orden $h = pk$ donde $k = 1, 2, 3, \dots$ etc. Los valores rms de cada corriente

armónica son calculados desde la siguiente expresión:

$$I_h = \sqrt{3} * V * F(\mu, \alpha) * (\pi w h) \quad (2.23)$$

$$I_h = \frac{\sqrt{6} * I_d * F(\mu, \alpha)}{\pi * h [\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)]} \quad (2.24)$$

$$\text{Si } I_d = \frac{\pi}{\sqrt{6}} I_o$$

$$\frac{I_h}{I_o} = \frac{F(\mu, \alpha)}{h [\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)]} \quad (2.24)$$

El circuito equivalente es mostrado en la figura 2.10.

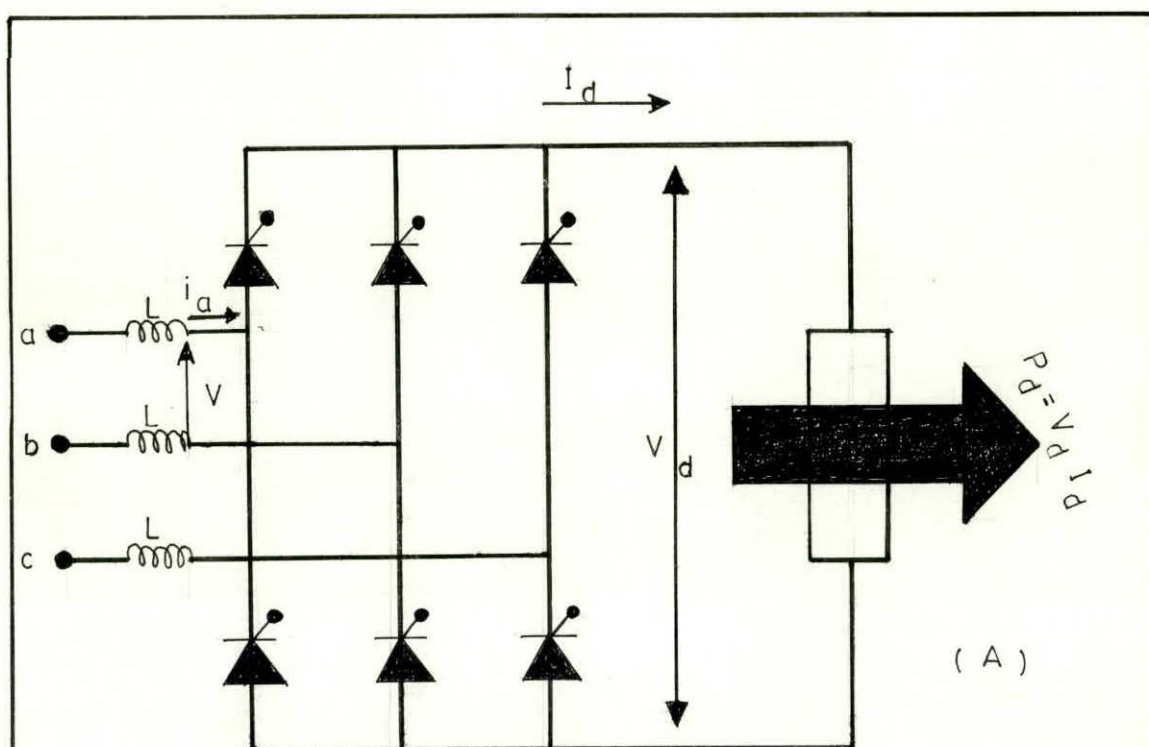
La función de sobrepuesta es encontrada a continuación:

$$F(\mu, \alpha) = [S_1^2 + S_2^2 - 2S_1 S_2 \cos(2\alpha + \mu)]^{1/2} \quad (2.25)$$

Donde S_1 , S_2 , son respectivamente .

$$S_1 = \frac{\sin [(h+1) * \mu / 2]}{h+1} \quad (2.26)$$

$$S_2 = \frac{\sin [(h-1) * \mu / 2]}{h+1} \quad (2.27)$$



2.9 Convertidor de seis pulsos

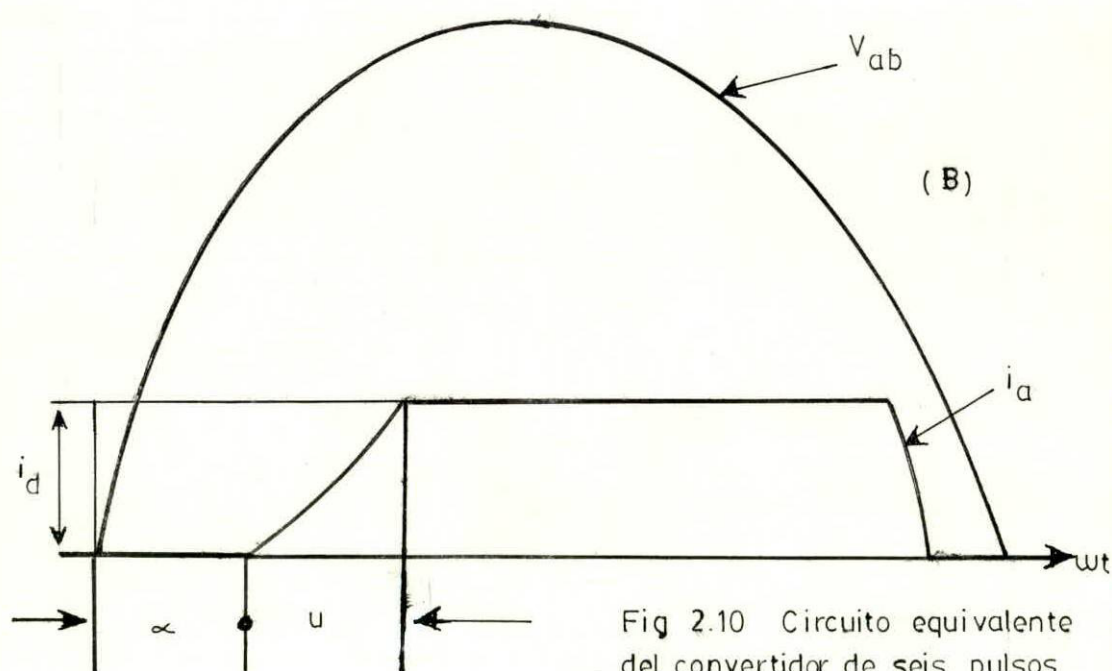


Fig 2.10 Circuito equivalente
del convertidor de seis pulsos
a.-Circuito equivalente
b.-Corriente de fase

Donde μ =ángulo de sobrepuesta es gobernado por la siguiente ecuación de conmutación.

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu) = \sqrt{2} * I_d * \omega \frac{L}{V} \quad (2.28)$$

El contenido armónico es obtenido por la relación I_h/I_o , y éste es ilustrado en las tablas y gráficos al final del capítulo II.

La más severa situación de generación armónica existe cuando el ángulo de disparo es igual a cero, la potencia de salida p es igual a $V_d * I_d$. El voltaje d.c deberá ser:

$$V_d = 3 * V(1 + \cos \mu) / (\sqrt{2} * \pi) = \frac{P}{I_d} \quad (2.29)$$

La sustitución de 4 en 5 dará.

$$\cos \mu = \left[1 - \frac{(2\pi * \omega * L * P)}{3V^2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.30)$$

Esta expresión es conveniente, para la computación de la corriente armónica, como una función de la potencia del convertidor.

Donde:

$$I_n = 2F(p, 0) * \frac{P}{\sqrt{3} * h * V(1 - \cos^2 p)} \quad (2.31)$$

2.3.2.- CONVERTIDORES CONMUTADOS PROPIOS.

CONTENIDO ARMONICO EN LOS CONVERTIDORES CONMUTADOS PROPIOS

Los convertidores conmutados propios, difieren de los elementos conmutados lineales, en que ellos incorporan su propio medio de conmutación, ellos conmutan independientemente del nivel de voltaje suministrado.

El contenido armónico de un convertidor conmutado propio es también diferente de los obtenidos en los convertidores conmutados lineal.

En ésta categoría, se incluyen los inversores usados para convertir la señal ac/dc. Las aplicaciones comunmente usadas para estos dispositivos, son encontradas en celdas de combustibles fotovoltaicas, en conjuntos convencionales y almacenadores de energía. Su utilización determina la corriente armónica inyectada a la red, como

se ilustra en la figura 2.ii.

Conociendo especificaciones acerca de los parametros de los convertidores, es ventajosa para nosotros conocer el espectro del voltaje armónico en el convertidor.

$$V_h = 0.1 \text{ V}/\sqrt{3} \quad (2.32)$$

La cual debería dar

$$I_h = 10 \text{ S}_T / (\sqrt{3} * h * X_T\%) \quad (2.33)$$

Donde:

$X_T\%$ reactancia en corto circuito, del inversor transformador en porcentaje de la base obtenida.

Por consiguiente I_h en por unidad es

$$I_h = 10 \text{ S}_T / h * S_B * X_T\% \quad (2.34)$$

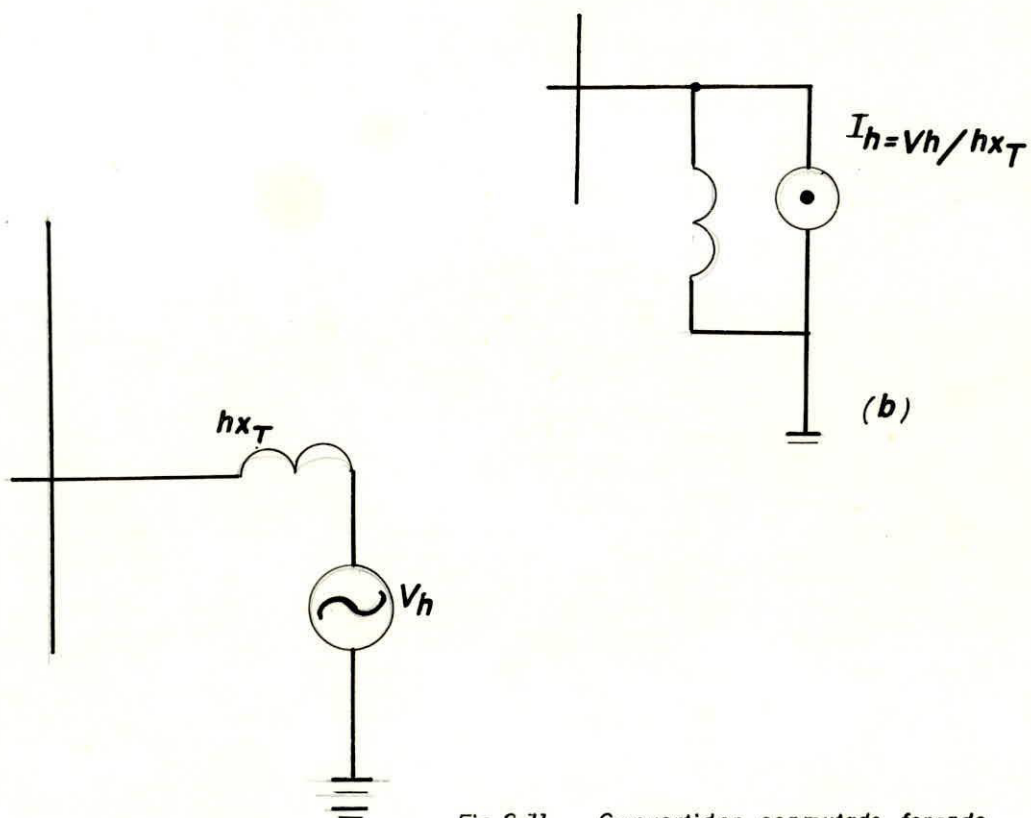
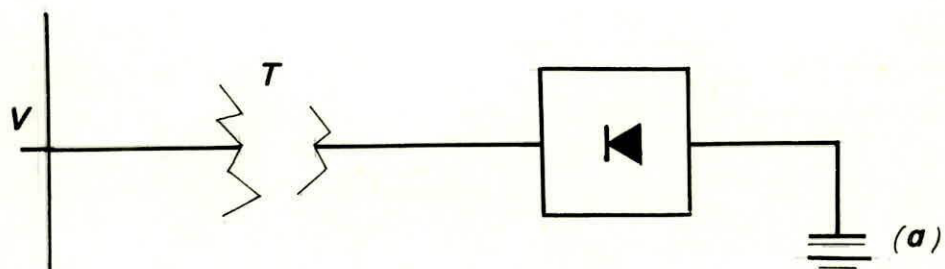


Fig. 2-11 Convertidor conmutado forzado

a-) Diagrama de linea

b-) Circuito equivalente para la armónica h .

TABLA 2.1 CORRIENTE ARMONICA QUINTA P.U.

CONTENIDO ARMONICO EN LOS CONVERTIDORES DE CONMUTACION LINEAL

NUMERO Pulso P	ARMONICA H	ANGULOS		ORDEN ARMONICO			CALCULO DE LA FUNCION SOBREPUESTA			FUNCION CONMUTACION CION (D)	CORRIENTE IH/I10 PU
		Sobrepuesto (grados)	Disparo (grados)	N	h= N*P+1	h= N*P-1	S1	S2	FUNCION		
6	5	5	60	1	7	5	0.042957	0.043287	0.076501	0.077381	0.197724
6	5	15	60	2	13	11	0.07626	0.09013	0.15382	0.24118	0.12756
6	5	25	60	3	19	17	-0.04439	-0.03161	0.07258	0.41284	0.03516
6	5	35	60	4	25	23	0.03905	0.02937	0.06684	0.58716	0.02277
6	5	45	60	5	31	29	-0.01234	-0.03186	0.04390	0.75882	0.01157
6	5	55	60	6	37	35	-0.02397	-0.02534	0.04927	0.92262	0.01068
6	5	65	60	7	43	41	-0.01571	-0.02326	0.03894	1.07358	0.00725
6	5	75	60	8	49	47	0.01242	-0.01295	0.00335	1.20711	0.00056

TABLA 2.2 CORRIENTE ARMONICA SEPTIMA EN P.U

CONTENIDO ARMONICO EN CONVERTIDORES DE CONMUTACION LINEAL

NUMERO Pulso P	ARMONICA H	ANGULOS		ORDEN ARMONICO			CALCULO DE LA FUNCION SOBREPUESTA			FUNCION CONMUTACION CION (D)	CORRIENTE IH/I10 PU
		Sobrepuesto (grados)	Disparo (grados)	N	h= N*P+1	h= N*P-1	S1	S2	FUNCION		
6	7	5	0	1	7	5	0.042957	0.043287	0.003776	0.003805	0.14177
6	7	15	60	2	13	11	0.07626	0.09013	0.15382	0.24118	0.09111
6	7	25	60	3	19	17	-0.04439	-0.03161	0.07258	0.41284	0.02511
6	7	35	60	4	25	23	0.03905	0.02937	0.06684	0.58716	0.01626
6	7	45	60	5	31	29	-0.01234	-0.03186	0.04390	0.75882	0.00826
6	7	55	60	6	37	35	-0.02397	-0.02534	0.04927	0.92262	0.00763
6	7	65	60	7	43	41	-0.01571	-0.02326	0.03894	1.07358	0.00518
6	7	75	60	8	49	47	0.01242	-0.01295	0.00335	1.20711	0.00040

TABLA 2.3. CORRIENTE ARMONICA DECIMA PRIMERA EN P.U.

CONTENIDO ARMONICO EN CONVERTIDORES DE CONMUTACION LINEAL

NUMERO Pulso P	ARMONICA H	ANGULOS		ORDEN ARMONICO			CALCULO DE LA FUNCION SOBREPUESTA			FUNCION CONMUTACION CION (D)	CORRIENTE IH/I10 PU
		Sobrepuesto (grados)	Disparo (grados)	N	h= N#P+1	h= N#P-1	S1	S2	FUNCION		
6	11	5	60	1	7	5	0.042957	0.043287	0.076501	0.077381	0.08987
6	11	15	60	2	13	11	0.07626	0.09013	0.15382	0.24118	0.05798
6	11	25	60	3	19	17	-0.04439	-0.03161	0.07258	0.41284	0.01598
6	11	35	60	4	25	23	0.03905	0.02937	0.06684	0.58716	0.01035
6	11	45	60	5	31	29	-0.01234	-0.03186	0.04390	0.75882	0.00526
6	11	55	60	6	37	35	-0.02397	-0.02534	0.04927	0.92262	0.00485
6	11	65	60	7	43	41	-0.01571	-0.02326	0.03894	1.07358	0.00330
6	11	75	60	8	49	47	0.01242	-0.01295	0.00335	1.20711	0.00025

TABLA 2.3. CORRIENTE ARMONICA DECIMA PRIMERA EN P.U.

CONTENIDO ARMONICO EN CONVERTIDORES DE CONMUTACION LINEAL

NUMERO Pulso P	ARMONICA H	ANGULOS		ORDEN ARMONICO			CALCULO DE LA FUNCION SOBREPUESTA			FUNCION CONMUTACION CION (D)	CORRIENTE IH/110 PU
		Sobrepuesto (grados)	Dispara (grados)	N	h= N#P+1	h= N#P-1	S1	S2	FUNCION		
6	11	5	60	1	7	5	0.042957	0.043287	0.076501	0.077381	0.08987
6	11	15	60	2	13	11	0.07626	0.09013	0.15382	0.24118	0.05798
6	11	25	60	3	19	17	-0.04439	-0.03161	0.07258	0.41284	0.01598
6	11	35	60	4	25	23	0.03905	0.02937	0.06684	0.58716	0.01035
6	11	45	60	5	31	29	-0.01234	-0.03186	0.04390	0.75882	0.00526
6	11	55	60	6	37	35	-0.02397	-0.02534	0.04927	0.92262	0.00485
6	11	65	60	7	43	41	-0.01571	-0.02326	0.03894	1.07358	0.00330
6	11	75	60	8	49	47	0.01242	-0.01295	0.00335	1.20711	0.00025

TABLA 2.4 CORREITE ARMONICA DECIMA TERCERA EN P.U.

CONTENIDO ARMONICO EN LOS CONVERTIDORES DE CONMUTACION LINEAL

NUMERO Pulso P	ARMONICA H	ANGULOS		ORDEN ARMONICO			CALCULO DE LA FUNCION SOBREPUESTA			ANGULO CONMUTA CION (D)	CORRIENTE IH/I10 PU
		Sobrepuesto (grados)	Disparo (grados)	N	h= N*P+1	h= N*P-1	S1	S2	FUNCION		
6	13	5	60	1	7	5	0.042957	0.043287	0.076501	0.077381	0.07605
6	13	15	60	2	13	11	0.07626	0.09013	0.15382	0.24118	0.04906
6	13	25	60	3	19	17	-0.04439	-0.03161	0.07258	0.41284	0.01352
6	13	35	60	4	25	23	0.03905	0.02937	0.06684	0.58716	0.00876
6	13	45	60	5	31	29	-0.01234	-0.03186	0.04390	0.75882	0.00445
6	13	55	60	6	37	35	-0.02397	-0.02534	0.04927	0.92262	0.00411
6	13	65	60	7	43	41	-0.01571	-0.02326	0.03894	1.07358	0.00279
6	13	75	60	8	49	47	0.01242	-0.01295	0.00335	1.20711	0.00021

TABLA 2.5 CORRIENTE ARMONICA DECIMA SEPTIMA EN P.U.

CONTENIDO ARMONICO EN CONVERTIDORES DE CONMUTACION LINEAL

NUMERO Pulso P	ARMONICA H	ANGULOS		ORDEN ARMONICO			CALCULO DE LA FUNCION SOBREPUESTA			FUNCION CONMUTACION CION (D)	CORRIENTE IH/I1D PU
		Sobrepuesto (grados)	Disparo (grados)	N	h= N*P+1	h= N*P-1	S1	S2	FUNCION		
6	17	5	60	1	7	5	0.042957	0.043287	0.076501	0.077381	0.05815
6	17	15	60	2	13	11	0.07626	0.09013	0.15382	0.24118	0.03752
6	17	25	60	3	19	17	-0.04439	-0.03161	0.07258	0.41284	0.01034
6	17	35	60	4	25	23	0.03905	0.02937	0.06684	0.58716	0.00670
6	17	45	60	5	31	29	-0.01234	-0.03186	0.04390	0.75882	0.00340
6	17	55	60	6	37	35	-0.02397	-0.02534	0.04927	0.92262	0.00314
6	17	65	60	7	43	41	-0.01571	-0.02326	0.03894	1.07358	0.00213
6	17	75	60	8	49	47	0.01242	-0.01295	0.00335	1.20711	0.00016



TABLA 2.6 CORRIENTE ARMONICA DECIMA NOVENA EN P.U.
CONTENIDO ARMONICO EN LOS CONVERTIDORES DE CONMUTACION LINEAL

NUMERO Pulso P	ARMONICA H	ANGULOS		ORDEN ARMONICO			CALCULO DE LA FUNCION SOBREPUESTA			ANGULO CONMUTA CION (D)	CORRIENTE IH/IID PU
		Sobrepuesto (grados)	Disparo (grados)	N	h= N#P+1	h= N#P-1	S1	S2	FUNCION		
6	19	5	60	1	7	5	0.042957	0.043287	0.076501	0.077381	0.05203
6	19	15	60	2	13	11	0.07626	0.09013	0.15382	0.24118	0.03357
6	19	25	60	3	19	17	-0.04439	-0.03161	0.07258	0.41284	0.00925
6	19	35	60	4	25	23	0.03905	0.02937	0.06684	0.58716	0.00599
6	19	45	60	5	31	29	-0.01234	-0.03186	0.04390	0.75882	0.00304
6	19	55	60	6	37	35	-0.02397	-0.02534	0.04927	0.92262	0.00281
6	19	65	60	7	43	41	-0.01571	-0.02326	0.03894	1.07358	0.00191
6	19	75	60	8	49	47	0.01242	-0.01295	0.00335	1.20711	0.00015

TABAL 2.7 CORRIENTE ARMONICA DIGESIMA TERCERA EN P.U.

CONTENIDO ARMONICO EN LOS CONVERTIDORES DE CONMUTACION LINEAL

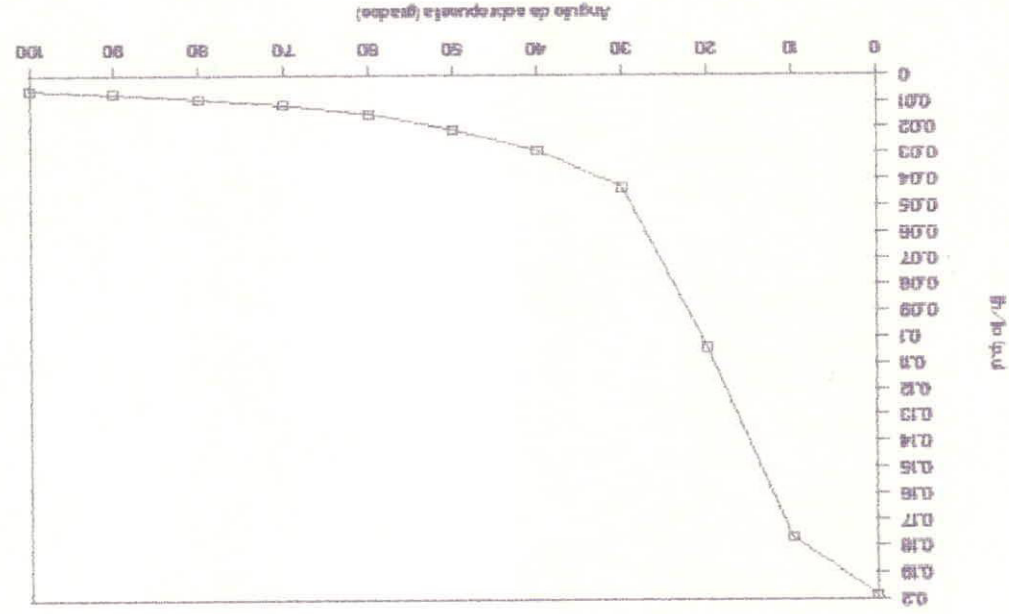
NUMERO Pulso P	ARMONICA H	ANGULOS		ORDEN ARMONICO			CALCULO DE LA FUNCION SOBREPUESTA			ANGULO CONMUTA CION (D)	CORRIENTE IH/I10 PU
		Sobrepuesto (grados)	Disparo (grados)	N	h= N*P+1	h= N*P-1	S1	S2	FUNCION		
6	23	5	60	1	7	5	0.042957	0.043287	0.076501	0.077381	0.04298
6	23	15	60	2	13	11	0.07626	0.09013	0.15382	0.24118	0.02773
6	23	25	60	3	19	17	-0.04439	-0.03161	0.07258	0.41284	0.00764
6	23	35	60	4	25	23	0.03905	0.02937	0.06684	0.58716	0.00495
6	23	45	60	5	31	29	-0.01234	-0.03186	0.04390	0.75882	0.00252
6	23	55	60	6	37	35	-0.02397	-0.02534	0.04927	0.92262	0.00232
6	23	65	60	7	43	41	-0.01571	-0.02326	0.03894	1.07358	0.00158
6	23	75	60	8	49	47	0.01242	-0.01295	0.00335	1.20711	0.00012

TABAL 2.8 CORRIENTE ARMONICA DIGESIMA QUINTA EN P.U.

CONTENIDO ARMONICO EN LOS CONVERTIDORES DE CONMUTACION LINEAL

NUMERO Pulso P	ARMONICA H	ANGULOS		ORDEN ARMONICO			CALCULO DE LA FUNCION SOBREPUESTA			ANGULO CONMUTA CION (D)	CORRIENTE IH/IID PU
		Sobrepuesto (grados)	Disparo (grados)	N	h= N*P+1	h= N*P-1	S1	S2	FUNCION		
6	24	5	60	1	7	5	0.042957	0.043287	0.076501	0.077381	0.04119
6	24	15	60	2	13	11	0.07626	0.09013	0.15382	0.24118	0.02657
6	24	25	60	3	19	17	-0.04439	-0.03161	0.07258	0.41284	0.00733
6	24	35	60	4	25	23	0.03905	0.02937	0.06684	0.58716	0.00474
6	24	45	60	5	31	29	-0.01234	-0.03186	0.04390	0.75882	0.00241
6	24	55	60	6	37	35	-0.02397	-0.02534	0.04927	0.92262	0.00223
6	24	65	60	7	43	41	-0.01571	-0.02326	0.03894	1.07358	0.00151
6	24	75	60	8	49	47	0.01242	-0.01295	0.00335	1.20711	0.00012

Figura 2.12 corrente armónica quinta em conversores de seis pulsos



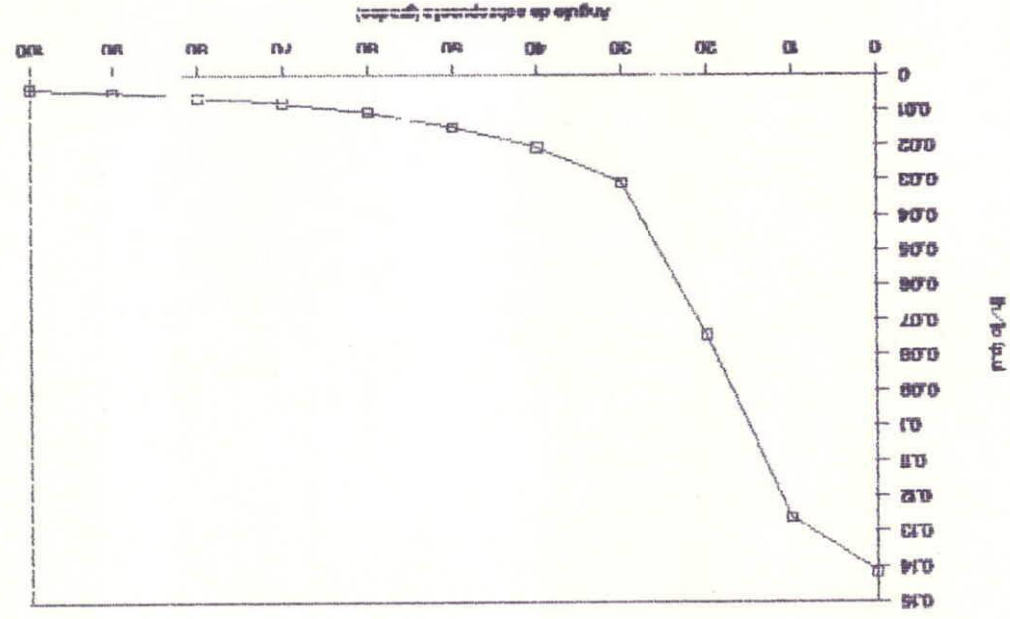


Figura 2.13. Corriente armónica sétima en convertidores de seis pulsos

Fig. 2.14. Corriente armónica decima primera en convertidores de seis pulsos

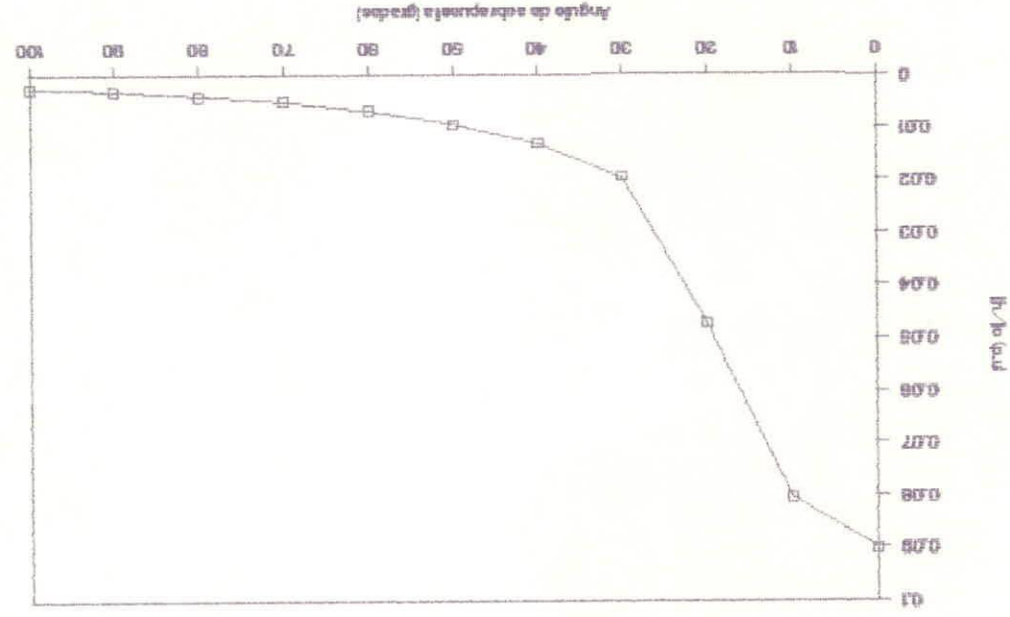
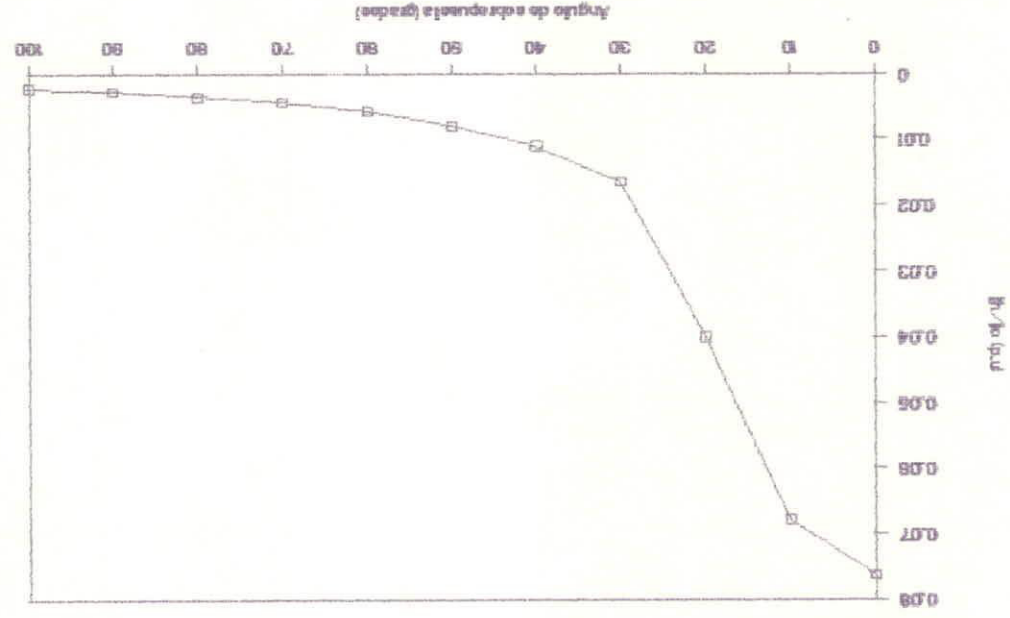


Fig. 2.15. Corriente armónica decima tercera en convertidores de seis pulsos



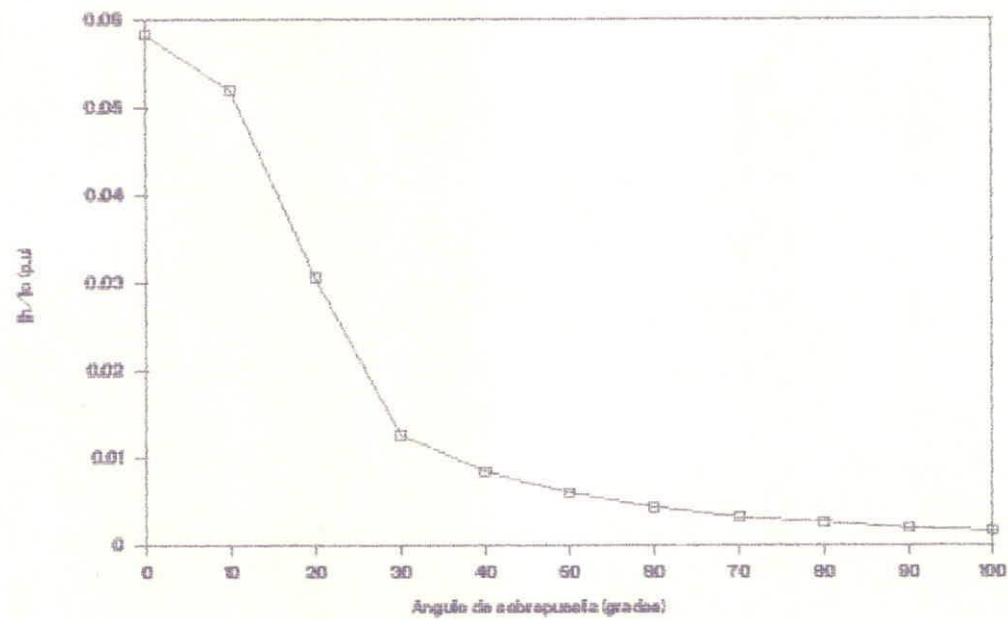


Fig. 2.15. Corriente armonica decima septima en convertidores de seis pulsos

Fig. 2.17. Corrente armónica décima novena em convertidores de seis pulsos

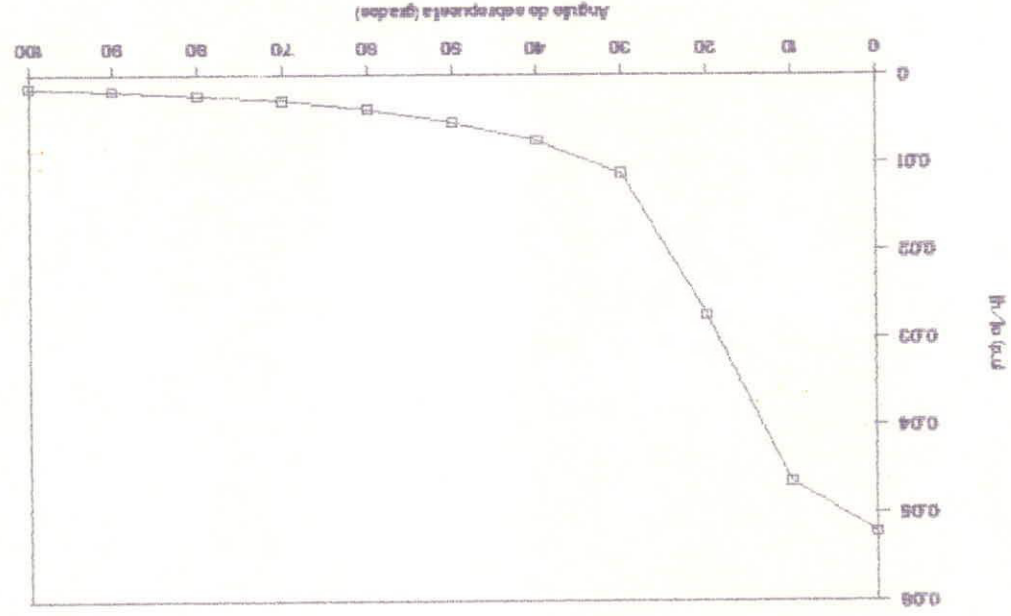


Fig. 2.18. Corriente armónica vigesima tercera en convertidores de seis pulsos

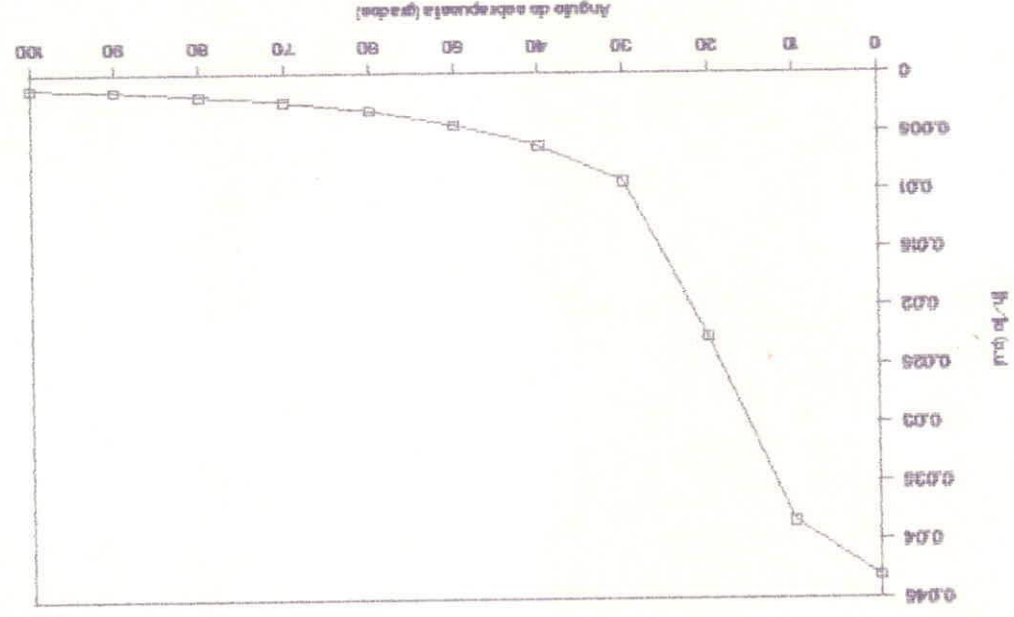
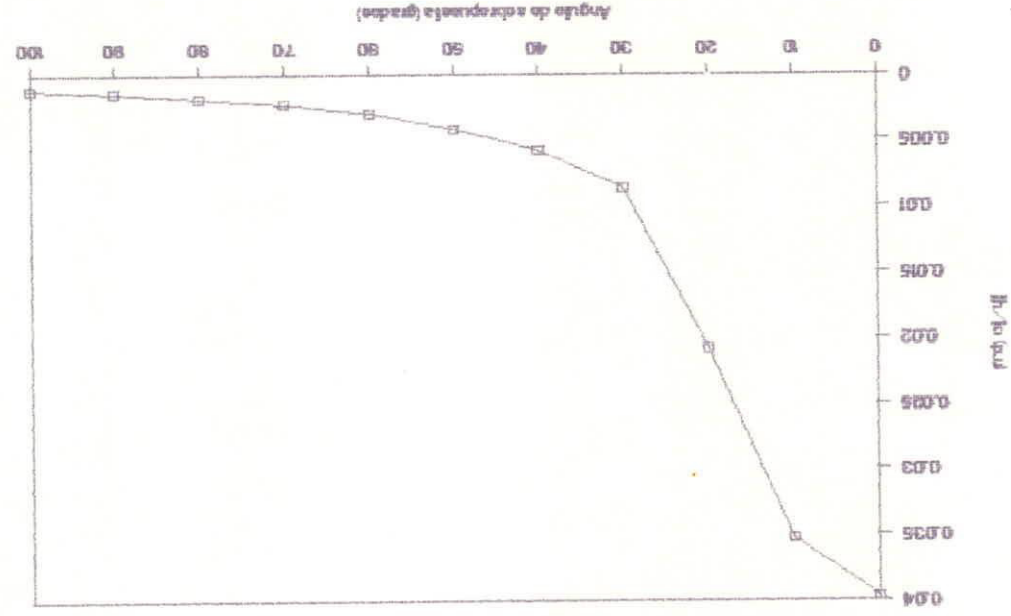


Fig. 2.18. Corriente armónica vigesima quinta en convertidores de seis pulsos





BIBLIOTECA

CAPITULO III

RESPUESTA Y EFECTOS DE LOS ARMONICOS EN EL SISTEMA DE POTENCIA

3.1.- GENERALIDADES

El desarrollo y perfeccionamiento de los convertidores estáticos de potencia ha motivado un aumento considerable de la potencia eléctrica, por parte de los convertidores estáticos, dada su eficacia y facilidad en el control de la energía eléctrica. Paralelamente a este crecimiento se detecta internacionalmente una preocupación por los niveles armónicos de distorsión que introducen tales equipos, como consecuencia de su comportamiento no lineal.

Los armónicos producidos por los convertidores pueden afectar negativamente a su propio funcionamiento, así como al de otros equipos conectados a la red. Cualitativamente, los efectos provocados por los armónicos en otros elementos del sistema de

potencia pueden clasificarse en tres categorías.

1) Aumento de las sollicitaciones térmicas producidas por los armónicos de intensidad. Esto da lugar a pérdidas adicionales en las líneas de distribución, en los devanados y núcleos de las máquinas eléctricas y transformadores, así como en el dieléctrico de condensadores y cables.

2) Degradación o falla del aislamiento debido a la distorsión de tensión. Concretamente los condensadores son los más sensibles a las sobretensiones armónicas.

3) Disrupción de la carga. Esta se define como falla o funcionamiento anormal causada por la distorsión de tensión, afectando a transformadores (saturación por sobretensión armónica), a máquinas eléctricas (resonancia super sincrónica), y a los propios convertidores, ya que la mayoría de estos elementos están diseñados para una tensión de alimentación senoidal.

A raíz de estos inconvenientes han ido surgiendo recomendaciones y normas establecidas por cada país, para limitar el impacto de la distorsión armónica en las redes. La adopción de normas se ha realizado a partir de criterios conservadores, rara

vez basados en un estudio detallado del comportamiento del sistema es de esperar en el futuro una evaluación progresiva que recoja los resultados de los efectos de las armónicas sobre los distintos equipos. Esta tendencia se ve confirmada por los avances realizados en los últimos años en el campo de la medida y del análisis de armónicos.

Con el incremento de la generación y la aplicación de dispositivos de estado sólido, grandes cantidades de corrientes armónicas son inyectadas a la red a.c; los efectos de éstas armónicas sobre generadores, transformadores y otros elementos, serán analizados en este capítulo.

La inyección de corriente armónica en una red produce dos efectos principales:

- 1) La pérdida de transmisión causada por el incremento de los valores rms de la onda de corriente
- 2) La creación de voltaje armónico por medio de varias impedancias del circuito.

Estos son los principales efectos de un sistema débil, con un gran aumento de impedancia y un bajo nivel de falla, dando como resultado un sistema de mayor voltaje que el de un sistema normal.

3.2.- RESPUESTA DEL SISTEMA A LOS ARMONICOS

3.2.1.- CAPACITORES

Los bancos capacitores en la sub-estación son los componentes dominantes en las respuestas armónicas y transientes del sistema de distribución. La respuesta armónica del sistema de distribución está dominada por la inductancia y capacitancia paralela LC, incluyendo circuitos del banco capacitor de la sub-estación y la reactancia equivalente de la fuente.

El punto resonante paralelo creado por este circuito LC, tiende a producir armónicas de bajo orden, por ejemplo, la tercera y quinta son causadas en su mayoría por los bancos capacitores. Cuando hay suficiente generación armónica provenientes de transformadores de distribución, convertidores conmutados lineal y equipo de arcos, etc, en alimentadoras o cercanas a estos puntos, las armónicas de la onda de voltaje se incrementan.

La normalización existente para la aplicación de capacitores es tomada en la referencia 6, esta es usada para calcular el máximo nivel armónico en operación continua. Tres especificaciones para la operación de estado estable en capacitores de potencia tipo shunt son como sigue:

- 1) Operación continua en 135% de la potencia reactiva nominal.
- 2) Operación continua hasta 110% del voltaje terminal nominal.
- 3) Operación continua en 180% de la corriente rms nominal.

Cada una de estas limitaciones pueden ser tratadas separadamente, para determinar un máximo nivel de voltaje armónico.

Limitación 1) 135% de la potencia reactiva nominal, si el voltaje fundamental es 1.0 p.u, los KVAR permisibles debidos a los armónicos son:

$$KVAR_h = 0.35 \text{ p.u} \quad (3.1)$$

Donde:

$KVAR_h$ = Kilo var armónicos

Para una componente armónica, el voltaje máximo es:

$$V_h(\max) = [0.35/h]^{1/2} \text{ p.u.} \quad (3.2)$$

Donde:

V_h = voltaje armónico máximo

h = orden armónico

Por ejemplo, el máximo voltaje de la quinta armónica, asumiendo solamente este componente es:

$$V_5(\max) = [0.35/5]^{1/2} \text{ p.u.} = 0.26 \text{ p.u.} \quad (3.3)$$

Para más de una componente armónica la siguiente fórmula es usada para determinar si la limitación uno es satisfecha o no.

$$\sum hV_h^2 \leq 0.35 \quad (3.4)$$

Limitación 2) 110% del voltaje terminal nominal.

Los niveles armónicos máximos determinados por esta limitación dependen del 110% del

voltaje máximo nominal. Si éste es un voltaje rms, como la normalización lo indica.

El voltaje armónico máximo puede ser calculado a partir de la siguiente expresión:

$$(V_1^2 + \sum V_n^2)^{\frac{1}{2}} \leq 1.10 \text{ p.u.} \quad (3.5)$$

$$V_h = (1.10^2 - 1^2)^{\frac{1}{2}} = 0.46 \text{ p.u.} \quad (3.6)$$

Limitación 3) 180% de la corriente terminal nominal.

Los niveles armónicos máximos determinados por esta limitación dependen del 180% de la corriente máximo nominal. Si éste es una corriente rms, como la normalización lo indica.

La corriente armónica máxima puede ser calculado a partir de la siguiente expresión:

$$(I_1^2 + \sum I_n^2)^{\frac{1}{2}} \leq 1.80 \text{ p.u.} \quad (3.7)$$

Donde:

I_1 = corriente fundamental

I_n = corriente armónica

3.2.2.- COMPONENTES AMORTIGUADORES

La magnitud de la impedancia vista por una fuente armónica es una función del amortiguamiento en el circuito, si es semejante a la magnitud de la frecuencia resonante paralela. El amortiguamiento afectan al sistema amortiguador, incluyendo la relación de transformación x/r y las pérdidas.

Un incremento en el amortiguamiento produce los siguientes efectos en el circuito.

- 1) La magnitud de la impedancia cercana a la frecuencia resonante es decreciente.
- 2) La agudeza de sintonización para la condición de resonancia es decreciente, y la resonancia es extendida sobre una ancha banda de frecuencia.

Como fue indicada anteriormente cambio en el circuito resonante, causa amortiguamiento en los elementos en serie, tales como transformadores, etc. Las pérdidas en las líneas deberán reducir la frecuencia resonante, las cargas pueden cambiar el punto resonante en su dirección. En este caso, dos factores conflictivos afectan la

frecuencia resonante.

1) Si la carga resultante es efectivamente inductiva, ésta decrece en paralelo con la capacitancia, causando un incremento en la frecuencia resonante.

2) Las Cargas resistivas dan como resultado incremento en el amortiguamientos, los cuales causan un decrecimiento en la frecuencia resonante.

Capacidad de corto circuito

El incremento de la capacidad de corto circuito en el punto de conexión de la fuente armónica, tiene dos efectos importantes en los niveles armónicos del sistema de potencia.

1) La frecuencia resonante paralelo del circuito es alta y usualmente los armónicos producidos por la fuentes son menores en altas frecuencia.

2) Sin el banco capacitor la impedancia vista por la fuente armónica es decreciente, dando como resultado voltajes bajos.

Una cantidad usada para indicar la relación entre la capacidad de corto-circuito y la capacidad del convertidor es la Razón de corto-circuito (RCS), definida como:

$$RSC = \frac{MVA(C-C \text{ del sistema})}{MW \text{ del convertidor}} \quad (3.8)$$

3.2.3.- NIVELES ARMONICOS DE RESPALDO

Niveles de distorsión armónica.

Conociendo el tipo de sistema de c.a es posible calcular la corriente y tensión de armónicas en cualquier punto, así como la tensión y corriente inducida en los circuitos de comunicación cercanos y en diversos puntos, teniendo en cuenta las sobretensiones, el exceso de calentamiento y la interferencias en circuitos de comunicación, es preciso efectuar algunos cambios en las especificaciones de los filtros, si se usan. La parte dificultosa en el cálculo es que las líneas aéreas o cables se comportan como simples reactancia a las frecuencias armónicas. Por desgracia, hay también dificultad de tipo práctico, como son:

- a) Los parámetros de impedancia de las líneas no se conocen nunca con precisión .
- b) La configuración de la mayor parte de los sistemas de c.a cambian, aun por cortos períodos de tiempo, a causa de maniobras en líneas generadoras, cargas, etc.
- c) Efectos desintonizadores, debido a cambios en la frecuencia.

Cuando se utiliza un filtro paralelo para los armónicos, es posible diseñarlo de la forma que se indica más adelante, para una tensión máxima de armónica garantizada, sólo en los terminales del convertidor, sin tener en cuenta los parámetros de impedancia del sistema a.c. Pero normalmente es necesario hacer una estimación de las corrientes armónicas en cualquier punto del sistema a.c.

Los niveles armónicos de tensión se consideraran aceptables del 1% al 2 % según la definición CIG, o del 3% al 5% , según la definición IEC 84. El precio de los filtros de armónicos varían, aproximadamente, en razón de los niveles considerados aceptables.

Niveles aceptables de distorsión armónicas

En la mayoría de las normas existentes, el requerimiento más importante consiste en limitar la distorsión de tensión en el punto de conexión común (PCC) del convertidor con otros consumidores.

La primera estimación puede realizarse representando la impedancia de la red solo por la reactancia de corto-circuito (X_{cc}) y el convertidor por una fuente de intensidad independiente I_k , calculada mediante el método convencional (fig 3.1), se observa que la distorsión de tensión U_k dependerá de la potencia de cortocircuito de la red S_{cc} y, de la potencia del convertidor P .

Como fue definida anteriormente:

$$RCC = \frac{S_{cc} (VA)}{P (MVA)} \quad (3.9)$$

Suponiendo el ángulo de disparo nulo y conmutación instantánea en el convertidor, se obtiene:

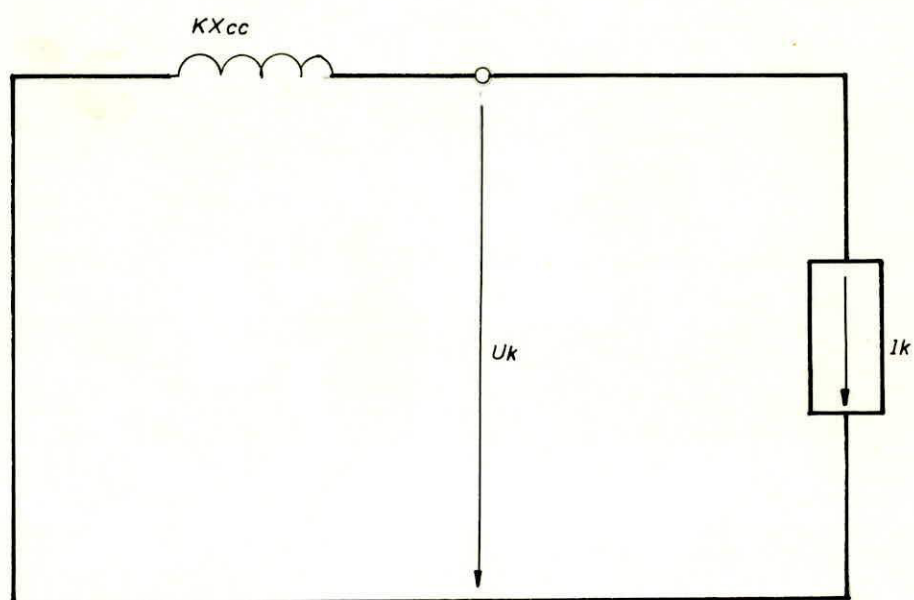


Fig. 3.1 Circuito equivalente monofásico al armónico de orden k .

$$V_k (\%) = \frac{100}{R_{cc}}$$

Esta expresión, junto con el echo de que en las redes eléctricas la potencia de cortocircuito aumenta con el nivel de tensión, permite relacionar las potencia de los convertidores con los niveles de tensión adecuados a los que deben conectarse.

En los convertidores de potencia grande, la distorsión de tensión en el punto de conexión común debe ser inferior a los valores específicos en la tabla 3.1. La corriente armónica total permisible, y el tamaño máximo de los convertidores de 6-12 pulso, son mostrados en la tabla 3.2 y 3.3 .

3.3.- EFECTOS DE LOS ARMONICOS SOBRE LOS EQUIPOS DE ALTO NIVEL DE POTENCIA

3.3.1.- CAPACITORES

El efecto de las componentes armónicas sobre los bancos capacitores es causa de incrementos en las pérdidas eléctricas, y producen calentamientos en los capacitores. Estas son calculadas a continuación:

TABLA 3.1
Valores limites de voltaje (recomendación inglesa)

Voltaje(KV) en el PCC	Distorsión total de Voltaje Uk (%)	Distorsio individual tensión Uk(%)	
		impares	pares
0,415	5	4	2
6,6/11	4	3	1,75
33/66	3	2	1
132	1,5	1	0,5

TABLA 3.2
CORRIENTE ARMONICA PERMISIBLE TOTAL (RECOMENDACION INGLESA G.5/2)

Voltaje en PCC	Corrientes armonicas (amps)			
	Quinta	Séptima	Décima primera	Décima tercera
415V	65.	42.	6.30	53.00
6,6 KV	9.7	6.30	10.00	8.50
11 KV	9.60	6.30	7.00	6.00
33/66 KV	4.80	3.20	3.50	3.00
132 KV	3.0	2.50	3.30	2.80

TABLA 3.3
 MAXIMA CARGA EN LOS CONVERTIDORES
 CORRESPONDIENTE A LA CORRIENTE ARMONICA
 DE LA TABLA 3.2

Voltaje en PCC	Numero de pulso efectivo	
	6-pulso	12-pulso
415V	250 KW	750 KW
6,6 KV	600	1800
11 KV	1000	5000
33/66 KV	3000	7000
132 KV	---	14000

$$L = \sum_{n=2}^{\infty} C (\tan \delta)_n \omega_n V_n^2 \quad (3.11)$$

Donde:

L = Incrementos en pérdidas.

n = Orden armónicos.

C = Capacitancia.

$(\tan \delta)_n$ = factor de pérdidas.

$\omega_n = 2\pi f$ frecuencia de tiempo de los ené-
cimos armónicos.

V_n = voltaje rms de los ené-cimos armónicos.

Dado, el voltaje y corriente armónica en la barra del capacitor, las pérdidas son calculadas fácilmente.

Los efectos capacitivos en el sistema de potencia, son divididos en tres distintos modelos.

a) Capacitores localizados cercanos, generan distorsión en los equipos. Este modelo es extensamente estudiado y resumido en la referencia 1, para sistema de distribución, y en la referencia 13, para sistema de transmisión.

un sistema de potencia inductivo es.

$$n = (Q_s/Q_c)^{1/2} \quad (3.12)$$

Donde:

n = orden de armónicas en cuya resonancia podrá ocurrir.

Q_s = potencia de corto-circuito, en el punto de aplicación del banco.

Q_c = potencia reactiva del banco.

b) Capacitores localizados distantes, producen mala operación en alguna fuente armónica específicas. Los efectos en este caso son considerados en un sistema nivelado.

c) Cuando una pequeña carga de capacitores no distribuidas es conectada en un sistema de distribución para corregir el factor de potencia, produce distorsión de voltaje sobre alimentadores.

➤ 3.2.2.- TRANSFORMADORES

→ EFFECTOS DE LOS TERCEROS ARMONICOS ①

La influencia de los terceros armónicos pueden ser clasificados como sigue:

a) Sobre-calentamiento en los devanados del transformador y en la carga.

En la práctica esta condición ocurre muy rara vez debido a las consideraciones de diseños del fabricante. Los bancos transformadores trifásicos formados por unidades monofásica, después que ha sido probados, con el cuarto-terminal sobre el lado primario y entre el neutro del lado del generador (conexión que permite la circulación de la tercera armónica) produce un incremento del 20% más alto, que cuando el neutro es desconectado, por supuesto que este valor varía de acuerdo a las consideraciones del diseño y los valores de impedancia del circuito primario.

Bajo ciertas condiciones de carga, las componentes de terceros armónicos en los voltajes de fase de los transformadores trifásicos, tipo shell ó bancos de trans-

formador monofásico conectados en estrella-estrella, puede ser amplificado por la capacitancia de línea a tierra, esto ocurre cuando el neutro del lado de alta tensión es aterrizado de forma que, los terceros armónicos pueden circular a través de los devanados de los transformadores, retornando a tierra a través del cuarto terminal y de las capacitancias línea a tierra.

Esta amplificación de voltaje de terceros armónicos ocurre solamente cuando la capacitancia del circuito es pequeña comparada con la inductancia, caso en el cual la corriente de tercera armónica adelanta el voltaje en casi 90 grados, por lo que se pone en fase con el componente de tercer armónico del flujo magnético del núcleo.

Dicho componente del flujo llega a intensificarse, el cual en suma produce un incremento en el voltaje de tercer armónico, por lo tanto incrementa la corriente de terceros armónicos capacitivas. Este proceso continúa hasta que el núcleo es saturado, y los voltajes inducidos son mayores con valores de picos muy altos, los que se han encontrado en la práctica a ser del orden

2

de tres veces las pérdidas de hierro incrementando éstas pérdidas. En condiciones normales muchos transformadores han fallado por esta causa.

Este fenómeno también ocurre en transformadores trifásicos tipo-núcleo, en consideración de la relativa ausencia de los terceros armónicos.

(d) Esfuerzos en la aislación.

En la práctica, los voltajes de terceros armónicos procedentes de transformadores monofásicos conectados en estrella, con el neutro aislado, producen voltajes de terceros armónicos que pueden llegar a una magnitud del 60% de la onda de voltaje fundamental, el que es una medida del esfuerzo adicional sobre los devanados a tierra del transformador de distribución, pero su influencia es considerable para los transformadores de potencia.

CONEXION ESTRELLA - ESTRELLA

Armónicos:



BIBLIOTECA

(1)

Bajo cierta condición de operación normal, la conexión estrella-estrella en transformadores trifásicos tipo shell ó grupos trifásicos de unidades monofásicas, pueden producir severos calentamientos en el circuito magnéticos, condición que se obtiene cuando el neutro en el lado del banco secundario es aterrizado y se tiene un cierto valor de capacitancia de línea.

1. Neutro Aislado.

Con el neutro aislado sobre ambos lados, no puede fluir ninguna corriente de terceros armónicos, el flujo magnético y el voltaje inducido podría tener componentes de terceros armónicos.

Este componente podría ser medido por medio de voltímetros eléctricos o electrostáticos entre neutro y tierra, el único problema que podría tener es un leve esfuerzo en el dieléctrico de la aislación del transformador.

El circuito siguiente, muestra el equivalente del transformador para la consideración de la presencia del voltaje neutro -

tierra.

En donde L y R son la inductancia y resistencias respectivamente de los devanados del transformador, CL representa la capacitancia equivalente de las líneas a las cuales está conectado el transformador a tierra, CN es la capacitancia neutro a tierra. Por comparación CN es pequeño con respecto a CL , por lo que el voltaje aplicado en su totalidad aparece a través de esta capacitancia.

El voltaje a través de la inductancia es el voltaje de tercero armónicos inducido o generado en el lado secundario. El neutro secundario es aterrizado y conectado a una línea de transmisión de distribución. Si la línea es aérea o aterrizada tendríamos cierto valor de capacitancia a tierra. Refiriéndonos a la figura 4.5 su diferencia es el corto-circuito efectuado a la capacitancia neutro-tierra Cn , estando ahora, todo el voltaje de tercero-armónico a través de la capacitancia línea-tierra CL . Comparando los dos casos se tiene lo siguiente:

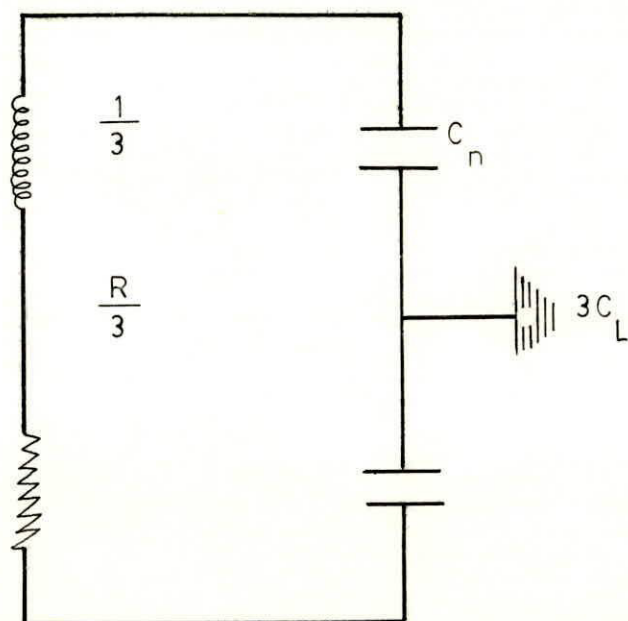


Fig 3.2 CIRCUITO EQUIVALENTE

ente:

1. Con neutro aislado, ninguna corriente puede fluir en consideración de la capacitancia neutro-tierra relativamente pequeña.

2. Con el neutro aterrizado, existe un camino por donde puede fluir la corriente vía devanado del transformador y capacitancia línea - tierra.

Esta corriente en el lado secundario es la que va a influir en la eliminación de los voltajes de terceros armónicos en el sistema, al cual está conectado, pudiendo suceder varios casos tales como:

a. La corriente está en atraso respecto del voltaje de terceros armónicos.

Para el referido caso, los armónicos actuarán con la onda fundamental de la corriente de magnetización, produciendo los amperios-vueltas, resultando en una reducción de los armónicos en la onda de flujo, y los componentes armónicos de la onda de

2

voltaje inducido, por lo que no habrá corriente armónica en el secundario.

d. Corriente en adelanto con respecto al voltaje.

En esta caso, los armónicos están en fase con la onda fundamental de excitación del primario, por lo que los amperios vueltas resultantes se intensifican ya que los voltajes inducidos son también intensificados. Los voltajes de terceros armónicos reaccionan sobre el circuito secundario, para producir corriente de terceros armónicos altos, lo que incrementa los flujo de terceros armónicos y otra vez los voltajes de terceros armónicos. Este proceso continúa hasta que se produce la saturación del circuito magnético, en vista de la condición del primario esta corriente solo circula a través del lado secundario.

En la práctica han ocurrido fallas por este fenómeno, debido al efecto de la tercera armónica en los transformadores sin carga. Cuando el aceite logra una subida de temperatura de 53°C en seis hora, elevándose la

(7)

temperatura después de 4 tiempo a razón de $30C^{\circ}$ por hora.

c. Corriente y voltaje en fase aproximadamente

Esta es la condición de resonancia produciéndose voltajes excesivamente altos desde cada línea a tierra. Si los componentes L y C son de valores altos, el núcleo del transformador podría llegar a un grado de saturación mucho más alto que el caso anterior, llegando el transformador a estar sujeto a un excesivos esfuerzos dieléctricos y térmicos. Esta condición aunque muy rara vez ocurre podría darse en sistemas de potencia que emplean transformadores conectados en esterella-estrella, con el neutro del secundario aterrizado, a menos que se haga algún aprovisionamiento para la circulación de la corriente de tercer armónico, bajo esta condiciones, los transformadores tipo shell o grupos monofásicos, no deberán ser conectados de esta manera, en transformadores trifásicos tipo núcleo, teóricamente tienen la misma desventaja, pero en tales transformadores la componente de

9

terceros armónicos no excede el 4% de la fundamental, por lo que el peligro es proporcionalmente reducido, sin embargo cuando el transformador es conectado en líneas de alta tensión un 5% es peligroso, con el neutro aterrizado, y por esto que es mejor evitar tal conexión si el punto neutro tiene que ser aterrizado.

3.3.3.- MAQUINAS ROTATIVAS

Los efectos de los armónicos en máquinas rotativas sincronas son similares a los producidos en los motores de inducción. El efecto más importantes en las máquinas rotativas es la pérdidas de cobre, y éste produce calentamientos en sitios cerrados y cubiertos. este efecto tiene gran importancia en máquinas con aberturas de rotor profundo, en éstas la impedancia del rotor se ve incrementada por la frecuencia.

De acuerdo a la referencia 7 escrita por Golberg, los calentamientos en sitios en cerrados, justifican límites de distorsión del voltaje de un 10%. De acuerdo a una publicación escrita por Golber, recomienda

que la suma de los valores efectivos de todos los voltajes armónicos no podrán exceder del 5% del voltaje efectivo nominal.

pruebas realizadas en la referencia 9, muestran que en estado estable los efectos del voltaje armónico en el arranque y el torque de operación, son insignificantes a un nivel superior del 10% al 20% del voltaje de operación. No así, torques oscilantes, debidos a la interacción, entre la corriente armónica y el campo magnético resultan.

PERDIDAS ARMÓNICAS

Las pérdidas de campo producida por las armónicas de la onda de voltaje y/o corriente producen elevados calentamientos en las bobinas del estator, rotor.

Las pérdidas por calentamiento en el estator, rotor son grandes comparadas con las ocurridas debido a la resistencia d.c a causa de los efectos de Eddy y el deslizamientos.

En el caso de motores de inducción, las pérdidas del flujo en ambas bobinas, del rotor y estator, a frecuencias altas producen pérdidas del hierro.

El aumento de pérdida de potencia es el más serio efecto de armónicas sobre toda máquina a.c ya que la capacidad de la máquina depende de las pérdidas, este efecto produce incrementos en la temperatura y sobre calentamientos en el rotor. Los motores de inducción rotor-bloqueado, toleran pérdidas del rotor y altas temperaturas del estator que resultan ser intolerables en otras máquinas. Mientras que máquinas con bobinas del rotor aislado son mayormente limitadas.

TORQUES ARMONICOS

El circuito equivalente de una máquina de inducción puede ser obtenido para cada orden armónica. Las corrientes armónicas producen en el estator de una máquina a.c, acción de inducción motorizadora a deslizamientos positivos S_n . Esta acción da incrementos al torque en la misma dirección de

rotación, ya que la velocidad del campo armónico, están en la misma dirección de las armónica de secuencia positiva y las de secuencia negativas, tienen el efecto opositor.

Para corriente de neutro I_n el torque por fase está dado en función de la velocidad armónica por: $I_n^2 * (r'_{2n}/S_n)$ watts/metros. Refiriendonos a la velocidad fundamental, ésta, será:

$$T_n = (I_n^2 / n) (r'_{2n} / S_n) \quad (3.13)$$

Donde:

T_n = torque armónico

I_n = corriente del neutro

S_n = deslizamiento

El signo de n da la dirección del Torque sincrónico, el deslizamiento S_n es aproximadamente 1.0. Si I_n y r'_{2n} son en por unidad usando la relación $V_n = I_n * Z_n$ y $z_n = n X_1$, el torque puede ser expresado en términos del voltaje armónico:

$$T_n = (V_n^2 / n) (r'_{2n} / X_1^2) \quad (3.14)$$

Por esta razón, el deslizamiento a frecuencia armónica es cercano a la unidad, el torque producido en valores por unidad es muy pequeño, y éstos ocurren en pares los cuales tienden a cancelarse. Es por eso que los efectos de los armónicos sobre el torque principal es en la mayoría de los casos despreciables, pero encambio producen significativos torques pulsantes.

En la referencia 5 escrita por Williamson, desarrolla la siguiente expresión para determinar la magnitud del torque pulsante, basado en voltaje armónico.

$$T_{3k} = [I_{n+}^2 + I_{n-}^2 - 2I_{n+} * I_{n-} * \cos(\bar{\theta}_{n+} - \bar{\theta}_{n-})]^{1/2} \quad (3.15)$$

Donde I_{n+} y I_{n-} , son valores en por unidad de la corrientes de secuencias positivas y negativas, $n+$ representa los $i+3k$ orden armónico y $n-$ representa los $i-3k$ orden armónico. Esta expresión permite penalizar problemas de torsión, deslizamientos y vibración.

3.3.- EFECTOS DE LOS ARMONICOS SOBRE ELEMENTOS DE BAJOS NIVEL DE POTENCIA.

3.4.1 MEDIDORES ELECTRICOS

Los medidores eléctricos e instrumentos de medición son afectados por las armónicas de la onda de corriente.

Dispositivos de discos de inducción, como medidores tipo watímetros y reled de sobre corriente son diseñados y calibrados sobre una onda de corriente alterna puramente sinusoidal. Pero, corrientes armónicas provenientes de cargas no lineales y/o fases desbalanceadas dan un suministro electrónico distorcionado, causando errónea operación de estos dispositivos.

Estudios realizados en la referencia 20 indican que un 20% de la quinta armónica de la onda de corriente producen errores de operación del 10% al 25% en elementos-transductores y watímetros electrónicos. Otros estudios realizados en la referencia 21 indican que el error debido a la tercera armónica es de secuencia positiva y nega-

tiva. El operar estos dispositivos en frecuencia fuera de los parámetros del diseño, da gran inexactitud en la medición.

Una expresión, para la potencia total vista por un medidor es:

$$\begin{aligned}
 P_{total} &= V_{dc} * I_{dc} + V_f * I_f * \cos \alpha \\
 P_t &\quad P_{dc} \quad P_f \\
 &+ V_h * I_h * \cos \alpha \quad (3.14) \\
 &P_h
 \end{aligned}$$

El instrumento de medición no deberá medir P_{dc} , pero si será sensitivo a esta expresión este podrá medir P_f exactamente y P_h inexactamente, los errores en la lectura serán determinados por la variación de la frecuencia. Los errores generados por algún suministro de potencia d.c son proporcional a la relación P_{dc} / P_t , con el error de signo relacionado a la dirección del flujo de potencia. Similarmente, la medición de potencia armónica P_h deberá causar errores representados por $\pm k P_h / P_t$, donde el factor k depende de la frecuencia caracteris-

tica del medidor y el error de signo asociado será relacionado a la dirección del flujo de potencia.

Las armónicas de la onda de voltaje y la potencia d.c no solo producen torques sino que degradan la capacidad de un medidor a medir potencia. La distorsión de corriente y el flujo de trabajo adulterado por la frecuencia de la línea, producen torques secundarios en estos elementos.

3.4.2.- RELES DE PROTECCION

Los reles operan dependiendo de la cresta de voltaje y/o corriente de secuencia cero. Pero segun la referencia 3.1, su correcta operación es afectada, por la distorsión armónica de la onda de voltaje. La Presencia de excesivas corrientes armónicas de secuencia cero, segun la referencia 20,- causan aterrizamiento y falla de disparo en el rele, el que exhibir una tendencia a operar con bajísimos y/o alto valor de pickup, que en operación normal.



Bajo frecuencia estática los reles son susceptibles a cambios en la característica de operación. Dependiendo de la construcción de estos elementos el tener un alto o bajo voltaje i/o corriente, produce:

- .-Cambios en la características de operación del torque.

- .-El tiempo de operación es ampliado.

- .-La impedancia balanceada del reles puede exhibir ambos, sobre y bajos alcances.

En general, para la mayoría de los reles su operación no es afectada, para niveles de voltaje armónicos menores del 20%, según la referencia 120.

Para los reles diferenciales los niveles son del voltaje armónico son del 15% al 20% según la referencia 120; los reles de baja frecuencia estáticos son susceptibles a cambios en la característica de operación, cuando el voltaje de la quinta armónico es un 20% y para la séptima armónica es un 140%.

3.4.3.- EQUIPOS ELECTRONICOS

Los efectos en equipos tales como:

1) Receptores de televisión.

En estos dispositivos los efectos de los armónicos pueden causar cambios en el tamaño de la pantalla del televisor y brillantez.

2) Fluorescente y lámparas de arcos.

Bajo ciertas condiciones, la capacitancia inductiva del circuito de balastro, está en resonancia con la frecuencia resonante generando excesivos calentamientos y fallas.

3) Computadoras. Hay límites impuestos en sus diseños, con aceptable distorsión armónica en las computadoras y circuitos que suministran sistemas de procesamiento de datos.

La Tasa armónicas (geométrica) medidas en vacío son menores del 3% al 5% según IBM.

La CDC especifica, que la relación de pico a valores efectivos del voltaje suministrador podrá ser igual a (1.41 ± 0.1)

4) Equipos convertidores.

Elementos electrónicos tales como: rectificadores, inversores, ciclo convertidores son sensitivos al punto de cruzamiento cero de la onda de voltaje y éstos son afectado por distorsión armónica.

Segun estudios efectuado por la referencia (7), El efectos más importante en los convertidores es el desplazamiento del punto neutro (conmutación). Las siguiente recomendación escritas en una publicación CEE es una guia para la protección de los armónicos en los equipos electrónicos.

El factor de distorsión del voltaje armónico no podrá exceder del 10%. Cada voltaje armónico individual no podrá exceder del 30%, para la décima-tercera armónica y este valor decrecen en un 10% a 5000HZ (50HZ de la frecuencia fundamental).

Teóricamente, las armónicas afectan el control en el disparo de tiristores, y de algunos equipos consumidores en varias formas como:

- a) Voltajes armónico causan mala operación a través de todo el disparo de tiristores y causan el disparos del circuito de puerta en instantes que no es el requeridos para el control del convertidor.
- b) Efectos resonantes en varios equipos causan un sobre voltaje en el sistema.

Los problemas descritos, podrán ser experimentados por otros consumidores, que estan conectamos en alguna barra de 115V o 11KV. Si los equipos convertidores no tiene problema con la mala operación de su equipo de control de tiristores, éstos efectos pobablemente interfieren con otros dispositivos colocados en diferentes barra remotas.

INTERFERENCIA CON LA COMUNICACIÓN

El ruido en los circuitos de comunicación, degradan la buena cualidad de la transmisión e interfieren con la señal.

El ruido en niveles bajos causa molestia en los equipos electrónicos y en niveles altos la calidad de la transmisión es degradada, resultando pérdidas y en caso extremo suministra un circuito de comunicación indeseable.

Las nuevas técnicas en el suministro de potencia y sistemas de comunicación, demanda regularizar los problemas de interferencia en líneas telefónicas, localizadas en la vecindad de un sistema de potencia.

La cantidad de ruido en los circuitos de comunicación es tomado con cautela cuando consideramos los diferentes niveles del sistemas de potencia y circuitos comunicación que son en megawateos y miliwateos respectivamente.

Debido a los diferentes niveles de potencia y pequeños componentes desbalanceados de audio-frecuencia en la red, se podrán facilmente producir considerables niveles de voltajes de ruido, cuando son enlazados con circuitos de comunicación metálico.

CAPITULO IV

CONTROL ARMONICO EN CONVERTIDORES DE GRAN POTENCIA AC/DC

4.1.- GENERALIDADES

Los convertidores de gran potencia ac/dc generan corrientes y voltajes armónicos tanto en el lado a.c, como en el lado d.c, estos armónicos interfieren con el funcionamiento del convertidor y pueden transmitirse por la línea de a.c y c.c produciendo:

- a) Corrientes armónicas excesivas en máquinas síncronas, transformadores, condensadores para corregir el factor de potencia u otros equipos .
- b) Sobre tensiones en puentes de las redes.
- c) Interferencia en las líneas de tele comunicación adyacentes etc.
- d) Interferencia en los elementos de protección.

Estos efectos fueron estudiados en el capítulo tres y no se limitan, necesariamente, a puntos cercanos a las estaciones convertidoras. Las dos técnicas más importantes para aminorar tales efectos son:

1) Cancelación de armónicas.

2) Filtros de armónicas.

Normalmente la primera solución resulta más cara, ya que el uso de la configuración multi pulso resulta bastante costosa, tanto que actualmente se tiende a disminuir el número de pulsos, ante la mayor capacidad, por parte de las unidades básicas de seis pulsos, de manejar potencia más elevada.

Los filtros presentan la ventaja adicional de compensar la potencia reactiva asociada a los procesos de conmutación y control de convertidores. Es esencial que los circuitos de filtros sean proyectados para la eliminación de la quinta, séptima, décima primera, y décima tercera armónicas.

La potencia reactiva de los convertidores se dividen como sigue:

50% para la quinta armónica, 25% para la séptima, décima primera y décima tercera armónica.

En muchos casos es suficiente prever circuitos de filtrado solamente para la quinta armónica. La corriente armónica del sistema de alimentación, se reducen entre el 70% y 90%.

El dimensionamiento del circuito de filtrado se ha de basar en:

- 1) Las corrientes armónicas de las cargas.
- 2) El nivel de tensión de la red de alimentación superpuesta.
- 3) La resonancia de corto-circuito en el punto de conexión.

Por lo general, es suficiente dimensionar el filtro para las intensidades armónicas de los convertidores instalados.

4.2.1.- TECNICAS: CANCELACION DE ARMONICOS

Los convertidores conmutados propios operan a diferentes factores de potencia, y no

requieren compensación de potencia reactiva, en forma de capacitancia paralela, al contrario, los convertidores conmutados lineal operan a un solo factor de potencia ^{en} retraso, los reactivos (VAR) requeridos por el convertidor, son suministrados a través de filtros paralelos.

La técnica del control armónico utiliza transformadores magnetizantes colocados en los terminales del convertidor, o fases múltiples cambiantes, con el propósito de cancelar ciertas armónicas de orden bajo.

La técnica de cancelación de armónicos es relativamente ineficiente en convertidores conmutados lineal, debido, a:

- 1) Impedancia asimétrica.
- 2) Angulos de disparos desbalanceados.
- 3) voltajes de fases desbalanceados.

La técnica de cancelación armónica utiliza metodos del control de voltaje, estos son:

1) Uso de un chopper o un regulador de subida dc, aplicado a ambos tipos de conmutación lineal y propios.

2) Corrección del factor de potencia con condensadores.

Método de intercambiador de armónica

Este método es desarrollado para reducir las armónicas de una onda cuadrada, por principios electrónicos, desde luego factible para reducir el costo del filtro.

El método intercambiador de armónica es considerado en base al subcircuito de filtro, por que afecta la operación del mismo.

La serie de Fourier de una onda cuadrada es:

$$E(\omega t) = \frac{4}{\pi} \left[\sin \omega t + \frac{\sin 3\omega t}{3} + \frac{\sin 5\omega t}{5} + \dots \right] \quad (4.1)$$

esta serie contiene armónicas de orden impares. La distorsión total es:

$$H_e = \frac{\sum_{n=2}^{\infty} A_n^2}{A_1} \quad (4.2)$$

Donde,

$$A_1 = \frac{4E}{\pi} \cos \theta, \quad A_3 = \frac{4E}{\pi} \cos 3\theta, \quad A_5 = \frac{4E}{\pi} \cos 5\theta \quad (4.3)$$

Para una onda cuadrada $H_e = 47.5$

Diferentes métodos intercambiadores de armónicas existen, para cancelar la tercera armónica y sus múltiplos. Los métodos más utilizados son:

Primero: usar un transformador de tres fase simple a la salida del inversor estático. Así, la tercera, novena, armónica etc, son eliminadas, para observar esto supongamos que en la fase A tenemos:

$$E_A = K \left[\sin(x) + \frac{\sin 3x}{3} + \frac{\sin 5x}{5} + \dots \right] \quad (4.4)$$

Para la fase B en 120° .

$$B=K \left[\sin(x+120^\circ) + \frac{\sin(3x)}{3} + \frac{\sin(5x+240^\circ)}{5} + \dots \right] \quad (4.5)$$

el voltaje de línea alina es $E_A - E_B$ esto es:

$$E_A - E_B = \left[\sin x - \sin(x+120) + \frac{(\sin 5x - \sin 5x+240)}{5} + \dots \right] \quad (4.6)$$

Un segundo método es conectar al primario un transformador en delta, en un arreglo en puente de tres fase, o un choque es usado en las tres fase del inversor estático, entre el transistor y el primario del transformador de potencia. Este choque es semejante a los filtros y es mostrado en la figura 4.1.

Una tercera técnica, es usar transformadores de fases simple con una bobina secundaria extra en cada fase. Estas bobinas son todas conectadas en delta, y dan igual resultado como un transformador trifásico

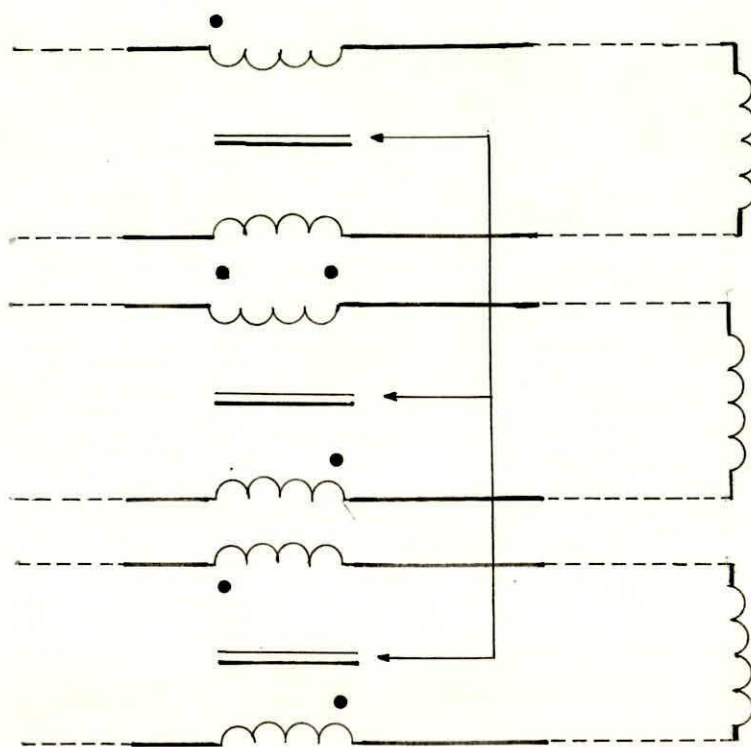


Fig. 4-1 Red Intercambiadora de armónica troqueda común

de fase simple.

Otra técnica: es emplear tres bobina secundaria una fuera de cada fase de los transformadores.

El voltaje de cada fase es obtenido sumando proporcionalmente la salida. Por ejemplo, la salida de la fase A es:

$$E'_A = E_A - \frac{E_B}{2} - \frac{E_C}{2} \quad (4.7)$$

Y

$$E_A = K \left[\text{sen } x + \frac{\text{sen } 3x}{3} + \frac{\text{sen } 5x}{5} + \dots \right] \quad (4.8)$$

$$E_B = K \left[\text{sen } (x+120^\circ) - \frac{\text{sen } 3x}{3} - \frac{\text{sen } (5x+240^\circ)}{5} + \dots \right]$$

$$E_C = K \left[\text{sen } (x-120^\circ) - \frac{\text{sen } 3x}{3} + \frac{\text{sen } (5x-240^\circ)}{5} + \dots \right]$$

tendremos:



BIBLIOTECA

$$E_{\alpha} = K \left[\text{sen } x - \frac{\text{sen}(x+120^\circ)}{2} - \frac{\text{sen}(x-120^\circ)}{2} + \right. \\ \left. + \frac{\text{sen } 5x}{5} - \frac{\text{sen}(5x+240^\circ)}{10} - \frac{\text{sen}(5x-240^\circ)}{10} \right] \quad (4.9)$$

$$E_{\alpha} = 2K \left[\text{sen } x + \frac{\text{sen } 5x}{5} + \dots \right]$$

Notemos que la tercera armónica es así eliminada, y el voltaje de salida es duplicado.

En la figura 4.2, da una ilustración de un sistema convertidor conmutado propio. Empleando el método intercambiador de armónicos para cancelar armónicas de orden impar:

$$n = 5 + 12k, \quad (4.10)$$

$$n = 7 + 12k \quad (4.11)$$

Donde: $K =$ es un entero, que puede empezar en cero.

Con un buen diseño, este sumador ordenador de armónicas puede cancelar armónicas triples del orden:

BARRA D.C.

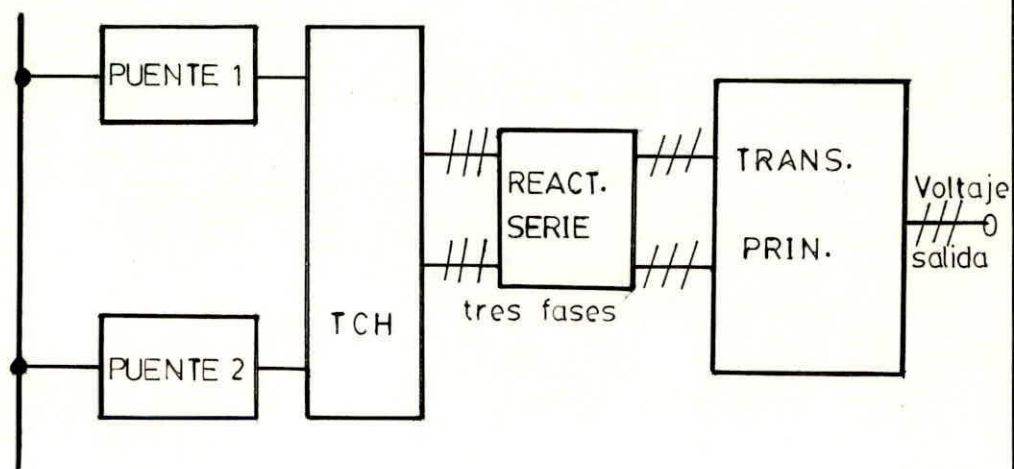


Fig 4-2 Sistema de convertidores conmutados propios, para obtener cancelación de armónicas en convertidores de doce pulsos

$$n = 3 + 3k$$

(4.12)

Para cancelar armónicas en convertidores de doce pulsos el método intercambiador utiliza transformadores trifásicos, que contienen dos bobinas por fase, las bobinas son conectadas en zig-zag, y están ligadas en series, con el reactor a la salida del puente convertidor.

Estos transformadores canceladores de armónicas (TCA), soportan voltajes de armónicas de aproximadamente el 40% del rango del convertidor. Las bobinas de los transformadores (TCA), son conectadas en Estrella-Delta, las que producen una diferencia de fase de 30 grado, y el ángulo del puente convertidor es controlado y produce una mínima diferencia a 60 hz.

Esta operación es posible cuando los dos puentes son iguales, y las bobinas en el (TCA) son conectadas en el lado de baja tensión. Pero el transformador incrementa su costo y capacidad, ya que las bobinas Estrella-Delta, son de buena calidad y no están normalizadas, por lo que este proce-

diminto no es ventajoso para el convertidor de doce pulso.

Este procedimiento es empleado para obtener la cancelación en convertidores de veinticuatro pulsos. La figura 4.3, muestra cuatro (TCA) idénticas conectados en Estrella-Delta, para obtener 15 grados de desfase entre ellos, la construcción de éstos son normalizados y una modesta penalización magnética es requerida para los (TCA), por lo que si es posible suministrar voltaje instantáneo a 60 HZ. Este tipo de (TCA) son utilizado para cancelar armónicas del orden décimo noveno.

En la figura 4.4, se muestra un convertidor conmutado propio, para obtener doce pulso, utilizando cuatro (TCA). Este convertidor proporciona un control del voltaje ac. El control de voltaje es realizado por variación del ángulo δ , y obtendríamos cancelación para la quinta y séptima armónica. Los (TCA) son normalizados y la medida la penalización magnéticas es mínima.

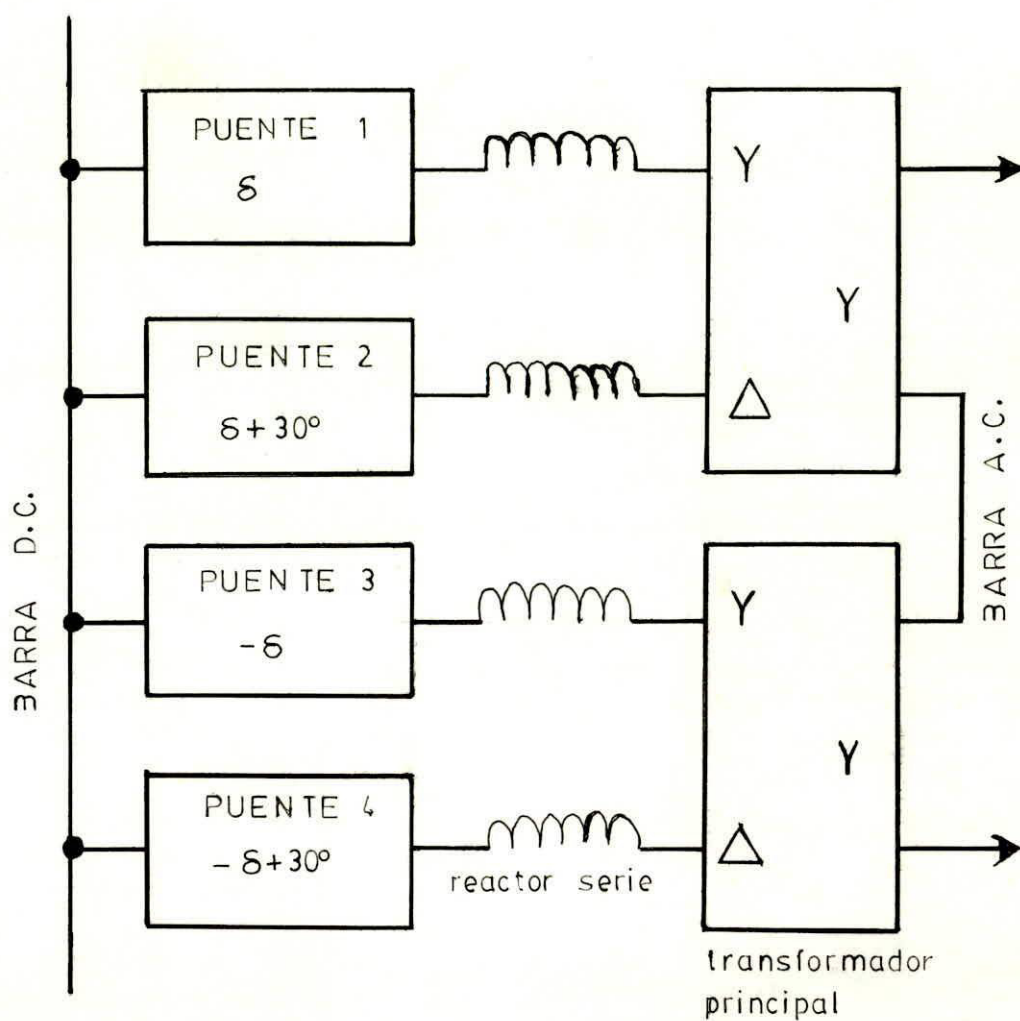


Fig 4-3 Sistema convertidor conmutado propio con control de voltage fase intercambiador para obtener cancelación de armónica en convertidores de doce pulsos

Nota: (Y) Indica que el neutro de este transformador esta conectado con la bobina del transformador que no tiene neutro en el lado de alta

BARRA D.C.

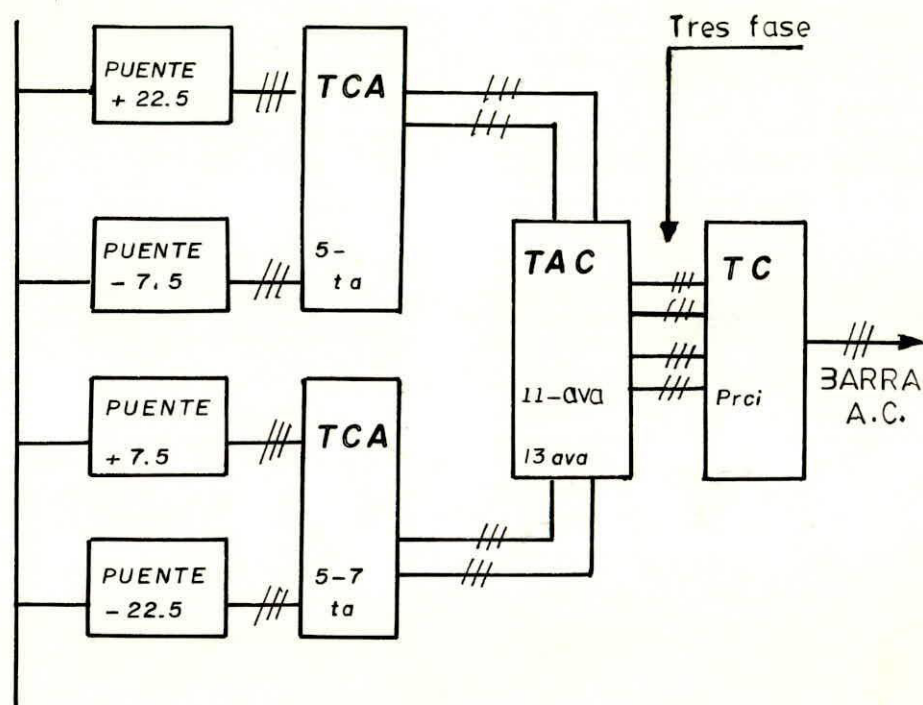


Fig. 4-3 Sistema convertidor conmutado propio para obtener cancelación de armónicas, en convertidores de 24 pulsos

Técnica de cancelación de armónicas en convertidores conmutados lineales.

El circuito básico usado para obtener doce pulsos de operación de la onda, en convertidores conmutados lineal, es mostrado en la figura 4.3.

Dos transformadores son desfasados 30 grados entre si, para alimentar el puente convertidor de doce pulsos, estos son conectados en serie o en paralelo sobre el lado dc.

El ángulo de fase del convertidor mostrado en la figura 4.3, podrá ser variado en su rango, por cambios o ajustes de la fuente de voltaje dc. Como el voltaje dc decrece, el ángulo de disparo es adelantado, incrementando la potencia reactiva del convertidor conmutado lineal, en los cuales los disparos en las puertas no son hechos en tiempos básicos inflexible. El factor de potencia llega a un valor máximo, en el instante de disparo de cada punto de los polos, dando como resultado voltajes desbalanceados en la línea a.c, por consiguiente la cancelación armónica no es completa. Por

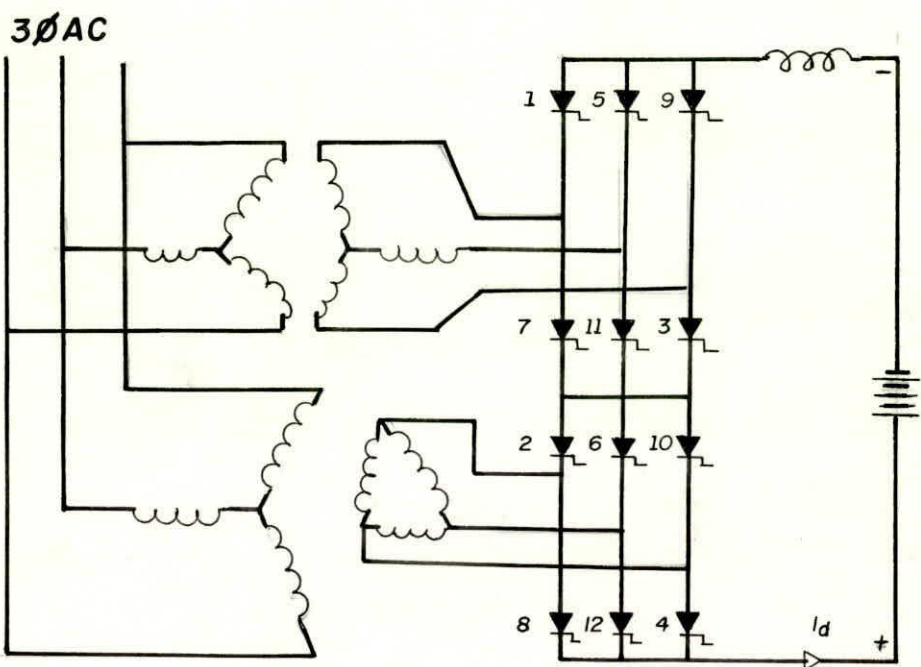


Fig. 4-5 Sistema convertidor conmutado lineal utilizando armónica para obtener cancelación de 12 pulsos efectivos de operación

ejemplo, con dos puentes desfasados en grados nominales 15, 30, etc el porcentaje de cancelación para la quinta y séptima armónicas es del 75% al 85%, el uso de más puentes para cancelar armónicas de orden alto, no es justificado en grandes instalaciones, debido a que la cancelación de armónica no es significativa.

Bajo estado estable y debido a modernos diseños en el circuito digital, el control de disparo en las puertas del convertidor tiene mayor simetría, y producen significativas mejoras en los niveles de cancelación de armónicas.

Conexión del convertidor a un punto de mayor tensión.

Cuando se utiliza convertidores, es frecuente que haya que adoptar algunas formas de corrección del factor de potencia, para que la red no tenga que transportar la energía reactiva.



El procedimiento más adecuado a seguir en cada caso, es saber cuál es el tipo de servicio prestado y, las condiciones con

las que debe cumplir los resultados obtenidos.

Si la corriente es continua y la tensión también, los convertidores son relativamente constante y el consumo de energía reactiva de la instalación, será aproximadamente constante. En tales circunstancias, la forma más sencilla y económica de corregir el factor de potencia es, conectando una batería fija de condensadores al lado de C.A de los convertidores. Como las baterías de condensadores generan energía, su corriente descargarán a la red parte de su corriente reactiva, pero debido a la naturaleza inductiva de la red, se conseguirá que se reduzca considerablemente la caída de tensión en el punto de corrección.

El tamaño de la batería de condensadores depende del factor de potencia deseado.

Si sólo se trata de energía moderadas y si no hay cargas sensibles conectadas a la misma instalación, también en este caso basta muchas veces con corregir el factor de potencia con baterías de condensadores fijas. En tal caso la potencia reactiva de la mismas pueden ser por ejemplo, igual al

consumo medio del convertidor. Es cierto, que con este procedimiento se producirán elevadas ó caídas instantánea de tensión en el punto de corrección , pero se habrá elevado la tensión media al nivel deseado. Si las variaciones de tensión son inadmisibles, será necesario usar algún tipo de corrección del factor de potencia en cada instante, para que se aproxime más al consumo de energía reactiva de los convertidores. En este caso, la solución más corriente es emplear un compensador troceador sincrónico, con gran capacidad de forzado.

El inconveniente de esta solución es que requiere más mantenimiento que la batería estática de condensadores, y, además, es más costosa.

Otra forma de corrección que se adapta más exactamente al consumo de energía reactiva en cada momento, consiste en dividir los condensadores en varias baterías pequeñas ó conectar la cantidad adecuada mediante contactores controlados por equipos automáticos y detectores de energía reactivas. Sin embargo, no puede elegirse esta solución más que cuando hay que realizar muy pocas conexiones y desconexiones por unidad

de tiempo , por que tal sistema producirá excesivos desgaste de los contactores, la cual aumentaría los costos de mantenimiento.

El reemplazar los contactores por interruptores de tiristores, es un sistema que puede aguantar repetidas operaciones de conexión y desconexión. Además se puede controlar el instante de la conexión de forma que se evite los fenómenos transitorios producidos.

Efectos resonantes debido al empleo de condensadores.

Por desgracia, en los convertidores estáticos, muchas veces no es conveniente conectar directamente a la tensión de alimentación una batería de condensadores.

La razón de que los condensadores instalados en el sistema de potencia conjuntamente con la impedancia reactiva del transformador de alimentación o de otra inductancia del sistema de fuerza, forma un circuito de baja tensión. Si la frecuencia de resonancia de este circuito coincide con la fre-

cuencia de un armónico de corriente, dicho circuito se excita, lo que produce elevadas sobre-intensidades, que provocan la sobrecargas de protección.

Para evitar dichos efectos resonantes, se hace necesario el empleo de condensadores con reactancia preconnectada. Su construcción es similar a los circuitos de filtros, solo que su frecuencia de resonancia está por debajo de la quinta armónica. Como resultado, el condensador presenta una reactancia, inductiva a todas las armónicas contenidos en la corriente del convertidor, de forma que no puedan aparecer resonancia.

Los condensadores y unidades de regulación con reactancia preconnectadas, se debe de seleccionar y aplicar basándose en los mismos criterios que las unidades de regulación y condensadores normales. Se recomienda el empleo de condensadores con reactancias preconnectadas, para compensar plenamente la potencia reactiva en aquellos casos en que, más del 20% de la carga esta compuesta de equipos que generan armónicas.

4.2.2.- TECNICA : DE FILTROS DE ARMONICAS

GENERALIDADES

Hay dos tipos de filtros armónicos a.c. utilizados para cancelar armónica en los convertidores ac/dc éstos son.

- .- Filtros sintonizados doble-simple
- .- Filtros amortiguadores.

Cuando la potencia es grande del orden de los 5 a 50 MVA, se emplean dos ó más filtros sintonizados para cancelar armónicas en la línea a.c. En pequeñas instalaciones convertidoras un filtro amortiguador pasa-alto es requerido para suprimir armónicas altas dependiendo del número de pulsos del convertidor y de la característica respuesta frecuencia de la red.

En general, los filtros de armónicas son diseñados a servir dos procesos.

- 1) Reducir los niveles de armónicas en los terminales del convertidor a niveles aceptables.

2) Proporcionar, toda o parte de la potencia reactiva (var) requerida por el convertidor.

El proporcionar toda o parte de la potencia reactiva (var) requerida por el convertidor, determina la capacidad del filtro.

Un importante factor en el diseño de filtros es la impedancia del sistema a.c vista por el convertidor. Esta impedancia esta en paralelo con el filtro ramificado y da como resultado frecuencias resonantes paralelas, que determinan la eficacia del filtro. Kimbar y otros autores, discuten las suposiciones posibles respecto a la impedancia suministradora. La asunción más realista es que el sistema y el filtro ramificado, estan en resonancia con la frecuencia sintonizada, pero el sistema tiene un ángulo de impedancia limite, estos criterios son tomados en consideración en el diseño.

Las pérdidas de resonancia paralela entre la sección del filtro y la reactancia suministradora, será investigada como parte del

diseño de filtros. Esta resonancia paralela ocurre a frecuencias menores, a la frecuencia de pérdidas en el que un filtro es aplicado. Las resonancias paralelas cercanas a la tercera o cuarta armónica, serán abolidas en el diseño de filtros. Si un problema existiera, ésta es cambiada por cambios de la capacitancia del banco del filtro o por reducción de la magnitud de la impedancia de resonancia e incrementado un resistor amortiguador de filtros.

Filtros y circuitos amortiguadores.

Los filtros y circuitos amortiguadores, que comprenden: reactancia, condensadores y resistencia, que deben complementar al circuito del convertidor básico para conseguir un funcionamiento satisfactorio.

En el lado de c.a. de un convertidor de gran potencia ac/dc, normalmente es necesario prever filtros para reducir las corrientes y tensiones de armónicos en el sistema de c.a., que podrían producir interferencia con otros equipos o con circuitos de comunicación, tales filtros son de considera-

ble tamaños y constituyen una gran parte de los voltéamperios reactivos en adelanto, requeridos por los convertidores. Igualmente, a menudo se necesitan filtros en el lado de c.c del convertidor para reducción de interferencia, aunque su costo incluyendo grandes reactancia es muy inferior al de los filtros de c.a.

Diferencia entre filtros y circuitos amortiguadores

Los filtros reducen la amplitud de una o más corriente o tensión de cierta frecuencia. Generalmente consiste en uno o más circuitos sintonizados LC, con Q razonablemente alta, digamos 20 o más .

Los circuitos amortiguadores:

Reducen, sea el valor de cresta, sea la velocidad de crecimiento de una corriente ó tensión transitoria. Generalmente consiste en un circuito R-C o R-L, algunas veces en un circuito RLC, pero con una Q baja, digamos la unidad o menos, existe una clara diferencia, que un filtro se diseña a partir

de considerar ondas senoidales en regiones estacionarias, obtenidas por el análisis de series de Fourier, mientras que un circuito amortiguador se proyecta para funcionamiento en régimen transitorio. Utilizando la teoría de la transformada Laplace, o ensayos en modelo.

Tipos de filtros de armónicas a.c

Filtro sintonizado simple

Un filtro sintonizado simple es empleado para controlar armónicas en una frecuencia especificada. La impedancia característica típica es grande cerca de la frecuencia sintonizada.

Las siguientes variables son usadas para describir el filtro:

$$S = W * C * V^2 \text{ capacidad (Kvar)} \quad (4.13)$$

$$W_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{ frecuencia angular} \quad (4.14)$$

$$X_o = W_n * L = \frac{1}{W * C} = \frac{L}{C} \quad (4.15)$$

100

100

100

100

100

100

100

100

100

100

100

100

100

100

100

100

100

100

100

100

$$Q = \frac{X_o}{R} \quad \text{Factor de calidad} \quad (4.16)$$

El diseño de filtro depende sobre los máximos niveles armónicos permisibles y el aumento de potencia reactiva requerida por el convertidor, la capacidad de cada filtro ramificado es determinado por Kimbar en la referencia (3), el que describe un método para determinar el costo mínimo para un filtro ramificado dependiendo sobre la unidad de costo del capacitor e inductor.

El factor de calidad (Q), determina la agudeza de sintonización y la mínima impedancia para cada rama del filtro. Un valor típico de Q , está en el rango, desde 30-60 para un filtro ramificado con un resistor en serie. Un valor de este rango podrá ser tomado en consideración en el diseño y podrá ser incrementado, o disminuido, dependiendo sobre los parámetros del filtro a simular. Un valor alto de Q , da como resultado una impedancia baja del filtro en la frecuencia resonante, pero también resulta menos variaciones de pérdidas en los parámetros del filtro pudiendo ser tolera-

bles.

Un valor alto de Q , será necesario si una resonancia paralelo es encontrada cercana en la armónica característica. Otra solución a este problema, es incluir un resistor amortiguador en paralelo con el filtro R y L , o despreciar desintonización del filtro aboliendo problemas resonantes.

La figura 4.6, muestra el esquema para un filtros ramificados paralelo sintonizados simples, y la figura 4.7, muestra un filtro sintonizado doble, que es realmente equivalente a dos filtros sintonizados simple en paralelo, cerca a la frecuencia resonante.

Filtros amortiguadores pasa alto

El diseño general de un circuito filtro amortiguador paso-alto es dibujados en la figura 4.8, para un segundo, y tercer orden.

La frecuencia resonante para el filtro amortiguador pasa-alto, es seleccionada

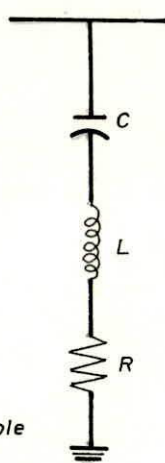
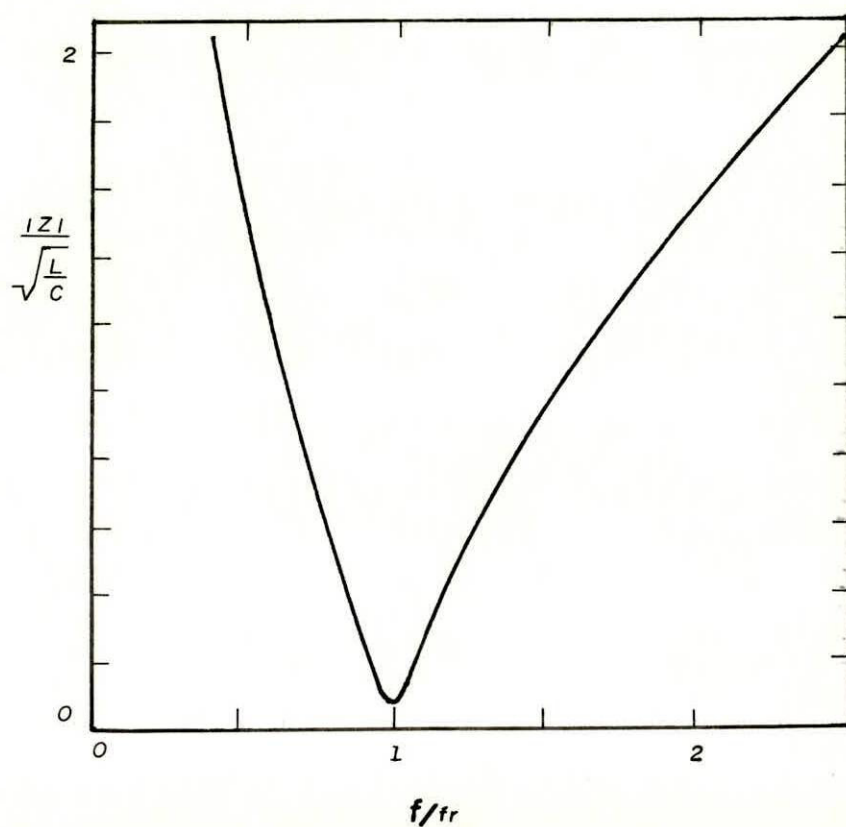


Fig. 4-6 Filtro sintonizado simple

a-) Circuito.

b-) Impedancia vs frecuencia

NOTA: f_r = Frecuencia resonante del filtro

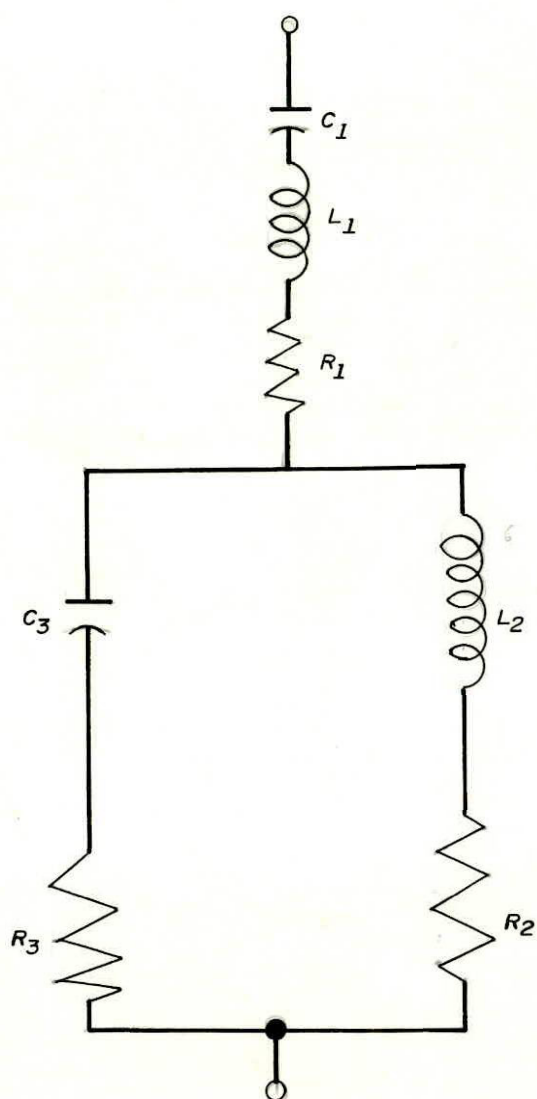


Fig. 4-7 Circuito para un filtro sintonizado doble

cercana a la frecuencia armónica característica de pérdida. Por lo cual, un filtro sintonizado no es ventajoso. Los parámetros del filtro, son diseñados de igual manera que el filtro sintonizado excepto por el factor Q. El factor de calidad (Q) para un filtro pasa-alto es definido como sigue;

Q (filtro pasa=alto) = R/X_0 = factor de calidad.

Este es el reciproco del factor de calidad para un filtro sintonizado, pero este es un indicador fijo de la agudeza de sintonización. Valores típicos de δ , basados en la impedancia característica del filtro, son ilustrados en la figura 4.8.

note:

$$f' = \frac{f}{f_0} \quad (\text{frecuencia de sintonia}) \quad (4.17)$$

$$Z' = \frac{Z}{X_0} \quad (4.18)$$

La capacitancia o inductancia variable, pueden ser obtenidas por una variedad de principios incluyendo:

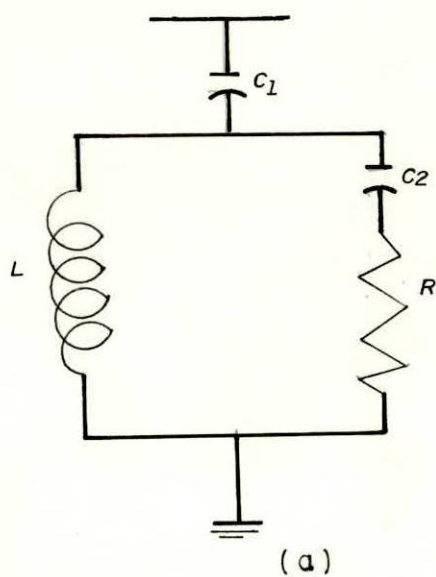
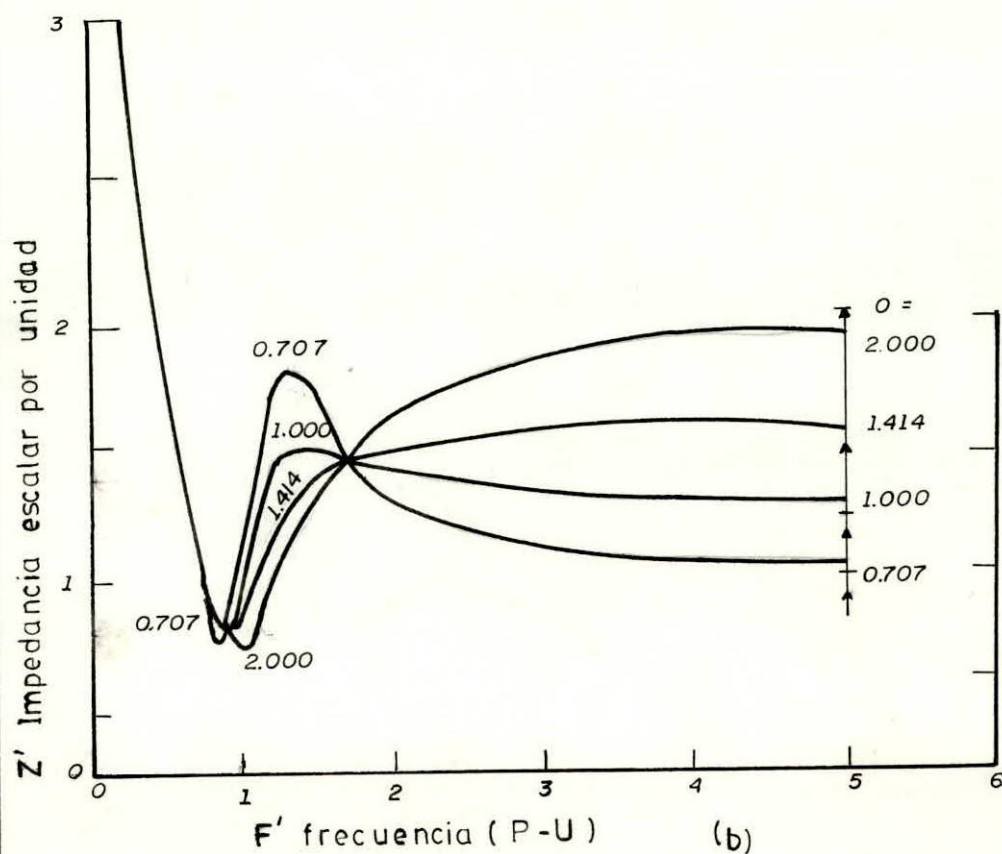


Fig. 4-8 Filtros pasa-alto de tercer orden
 a) Circuito
 b) Impedancia vs frecuencia características.

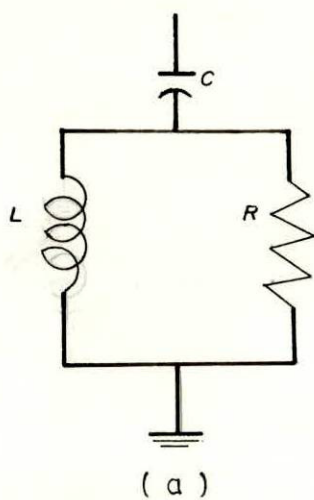
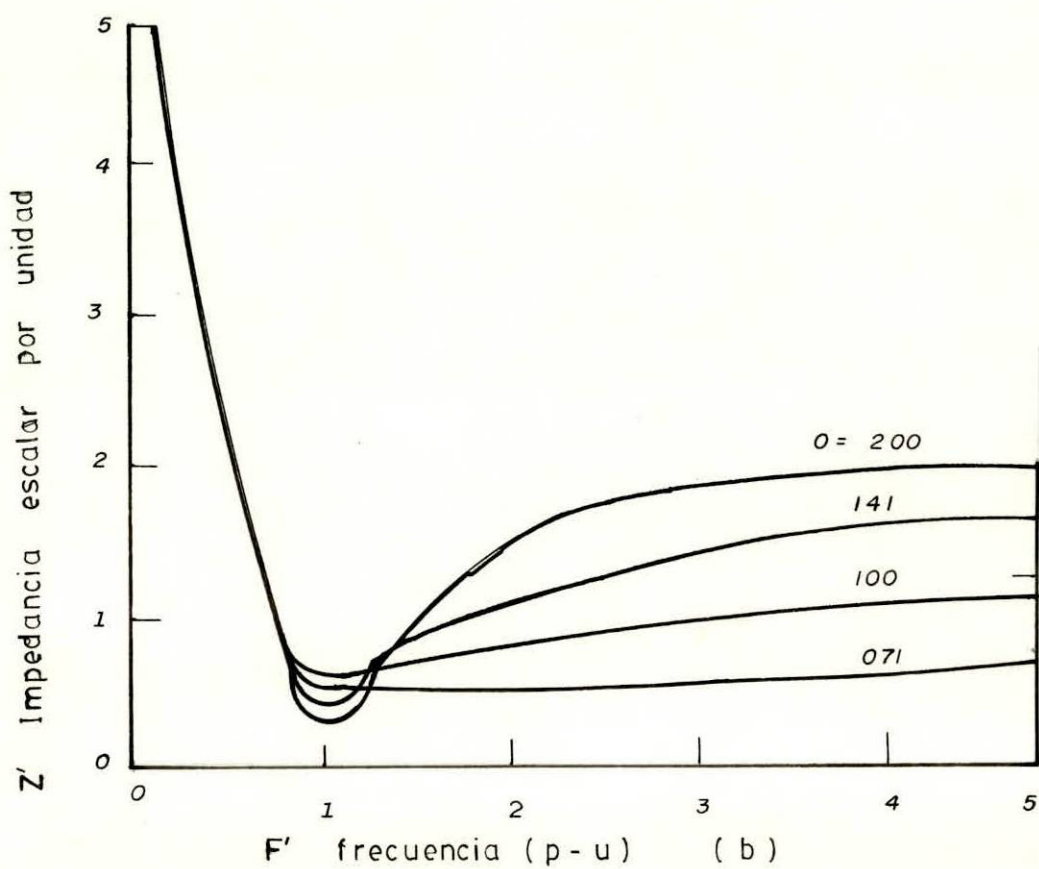


Fig. 4-8 **F**iltro amortiguadores pase alto de segunda orden

a) circuito

b) Impedancia vs frecuencia características

.- Un número de variables capacitancia en paralelo en estado de interrupción

.- Un mecanismo de tap-cambiado operando sobre una bobina.

.- Usando un variómetro (una bobina fija en serie con una variable, así que el acoplamiento entre las dos bobinas es variable).

Los filtros amortiguadores ofrecen varias ventajas:

1) El filtro y la carga son menos sensitivos a la variación de temperatura, desviación de frecuencia, tolerancia en la construcción de los componentes, destrucción de los elementos del capacitor.

2) Este provee una baja impedancia para un gran variedad de armónica, sin la necesidad de subdivisiones de ramas paralelo, con cambios incrementados y problemas de mantenimiento .

3) El uso de un filtro sintonizado frecuentemente, da como resultado resonancia para-

lala entre el filtro y la admitancia del sistema, en un orden armónico bajo. En tal caso, el uso de uno ó más filtro sintonizado amortiguadores es una alternativa mas aceptable.

La principal desventaja de un filtro amortiguador es la siguiente:

4) Los filtros amortiguadores necesitan ser diseñados para un alto rango de V_A fundamental, para obtener un nivel similar a la composición del filtro, en muchos casos el buen diseño de la composición del filtro es obtenido limitando el factor de potencia.

5) Las pérdidas en el resistor y reactor son generalmente altas.

Un filtro de primer orden no es normalmente usado, este requiere una gran capacitancia y tiene excesivas pérdidas a la frecuencia fundamental.

6) El filtro de segundo orden provee mejoras en su composición, pero tiene altas pérdidas en la frecuencia fundamental com-

parado con el filtro de tercer orden.

7) El filtro de tercer orden, tiene una ventaja principal sobre el (6), este reduce substancialmente, las pérdidas a la frecuencia fundamental.

Filtros sintonizados automáticos:

El diseño de filtros sintonizados, es ventajoso, para reducir las desviaciones máximas de frecuencia .

La construcción de filtros sintonizados, es obtenido por cambios automáticos en la capacitancia o por variación de la inductancia.

Un filtro sintonizado automático tiene , la siguiente ventaja con el filtro fijo.

1) La capacidad del capacitor es baja.

2) El factor de calidad (Q), es alto y las pérdidas son pequeñas.

La ventaja de reducir la capacidad del capacitor, y un factor de calidad (Q) alto, disminuye el costo del capacitor, que es el elemento más caro del filtro, y el de reducir el costo del resistor, reduce el costo del sistema de pérdidas.

Diseños de filtros de armónicas para el sistema de a.c

La capacidad de un filtro armónico a.c, está determinada por la potencia reactiva que el filtro suministra a la frecuencia fundamental a.c. Que es , semejante a la potencia reactiva suministrada por el capacitor.

El criterio ideal en el diseño del filtro, es la eliminación de todos los efectos de los armónicos estudiados en el capítulo tres, incluyendo interferencia telefónica, que es la más dificultosa de eliminar completamente. Para minimizar estos efectos, con el objetivo de obtener niveles armónicos aceptables en el punto de conexión del convertidor con los otros consumidores, se han diseñados diferentes filtros armónicos

expresados en términos de la corriente y voltajes armónicos, es más conveniente en el diseño de filtro, el criterio basado en los voltajes armónicos por que este garantiza límites de voltajes aceptables sin que limiten los niveles de corrientes.

El criterio en el diseño de filtro en el lado a.c depende generalmente de:

- 1) Fuente armónica a tratar.
- 2) Admitancia del filtro y del sistema.

El tipo de filtro utilizado en los sistemas a.c que alimentan convertidores, es normalmente del tipo paralelo, por que:

- a) Son capacitivos a la frecuencia fundamental y producen valiosos voltajes reactivos en adelanto.
- b) No aumentan apreciablemente la regulación del sistema de a.c.
- c) La reactancia de conmutación del convertidor es tan baja como sea facti-

ble, ya que el filtro es sustancialmente un corto-circuito para la corriente armónica .

d) Para un sistema de c.a de impedancia variable o desconocida, es mas fácil garantizar una tensión de armónica dado en los terminales de a.c (aunque no en cualquier punto del sistema) .

El filtro más sencillo es tipo simple de banda ancha pasa-bajo, para atenuar las armónicas de orden quinta, y superiores, dejando pasar la fundamental; desgraciadamente, el valor de capacitancia en la práctica resulta excesivo. El otro extremo consiste en disponer muchas ramas resonante en paralelo. Sintonizados para las armónicas de orden quinto, séptimo, décima primera, décima tercera,..etc, idealmente, se necesita un número infinito de ramas.

En un sistema trifásico, una disposición adecuada es conectar en estrella los filtros de cada fase, poniendo el neutro en tierra, como en la figura 4.8. Es posible una conexión en triángulo, pero normalmente

no tienen ventaja; por ejemplo, no suprimen los armónicos de tensión de secuencia cero en el sistema de c.a., y es más caro de aislar a tierra, instalando en un sistema de alta tensión.

Diseños de filtros sintonizados a una sola frecuencia

En un filtro de una sola rama resonante, sintonizado para una frecuencia armónica, el costo dominante es siempre el del condensador. Para un valor dado de capacitancia (costo y potencia reactiva a la frecuencia fundamental), el valor de reactancia está fijado. Entonces, la resistencia queda ligada por el factor Q . Está claro que si se obtiene una sintonía perfecta, cuando mayor sea Q (menor valor de R) mejor.

En la práctica, ocurre efectos desintonizadores, debido a:

- a) Variaciones de la frecuencia de la alimentación c.a

b) Variaciones de la inductancia o de la capacitancia del filtro (por ejemplo, por variaciones de temperatura).

Un cambio de ± 1 en la capacitancia equivalente, en efecto desintonizador, a un cambio de frecuencia de un ± 0.5 % en relación con la de sintonía, y lo mismo ocurre con la inductancia. Los cambios de frecuencia, inductancia y capacitancia pueden, por tanto ser englobados junto como su error equivalente total, denotado por, expresado como una fracción de la frecuencia nominal. El circuito equivalente de un filtro de simple sintonía del sistema de c.a, por fase, es mostrado en la figura 4.10, el subíndice f para el filtro (una sola rama), y para el sistema de c.a; entonces los valores de impedancia y admitancia se se pueden expresar como sigue:

Donde:

$$G_f = \frac{1}{Z_a} = G_a + B_a \quad (4.19)$$

$$B_f = \frac{1}{Z_f} = G_f + B_f \quad (4.20)$$

Donde:

$$G_f = \frac{1}{R(1 + 4Q^2\delta^2)} \quad (4.21)$$

$$B_f = \frac{-2Q\delta}{R(1 + 4Q^2\delta^2)} \quad (4.22)$$

$$Q = \frac{\omega_n * L}{R} \quad (4.23)$$

$\omega_n = 2\pi * f$ (frecuencia nominal de resonancia)

$\omega = 2 * f$ (frecuencia real)

$$\omega = \frac{\omega - \omega_n}{\omega_n} \quad (4.24)$$

Entonces Y total =

$$Y(\text{total}) = G_m + G_f + (B_m + B_f) \quad (4.25)$$

Puesto que la tensión armónica V_n en los terminales de c.a está dado por:

$$V_n = \frac{I_n}{R} \quad (4.26)$$

Entonces:

$$|V_n| = I_n \left[\left[G_m + \frac{1}{R(1 + 4Q^2\delta^2)} \right]^2 + \left[B_m - \frac{2Q\delta}{R(1 + 4Q^2\delta^2)} \right]^2 \right]^{-1/2} \quad (4.27)$$

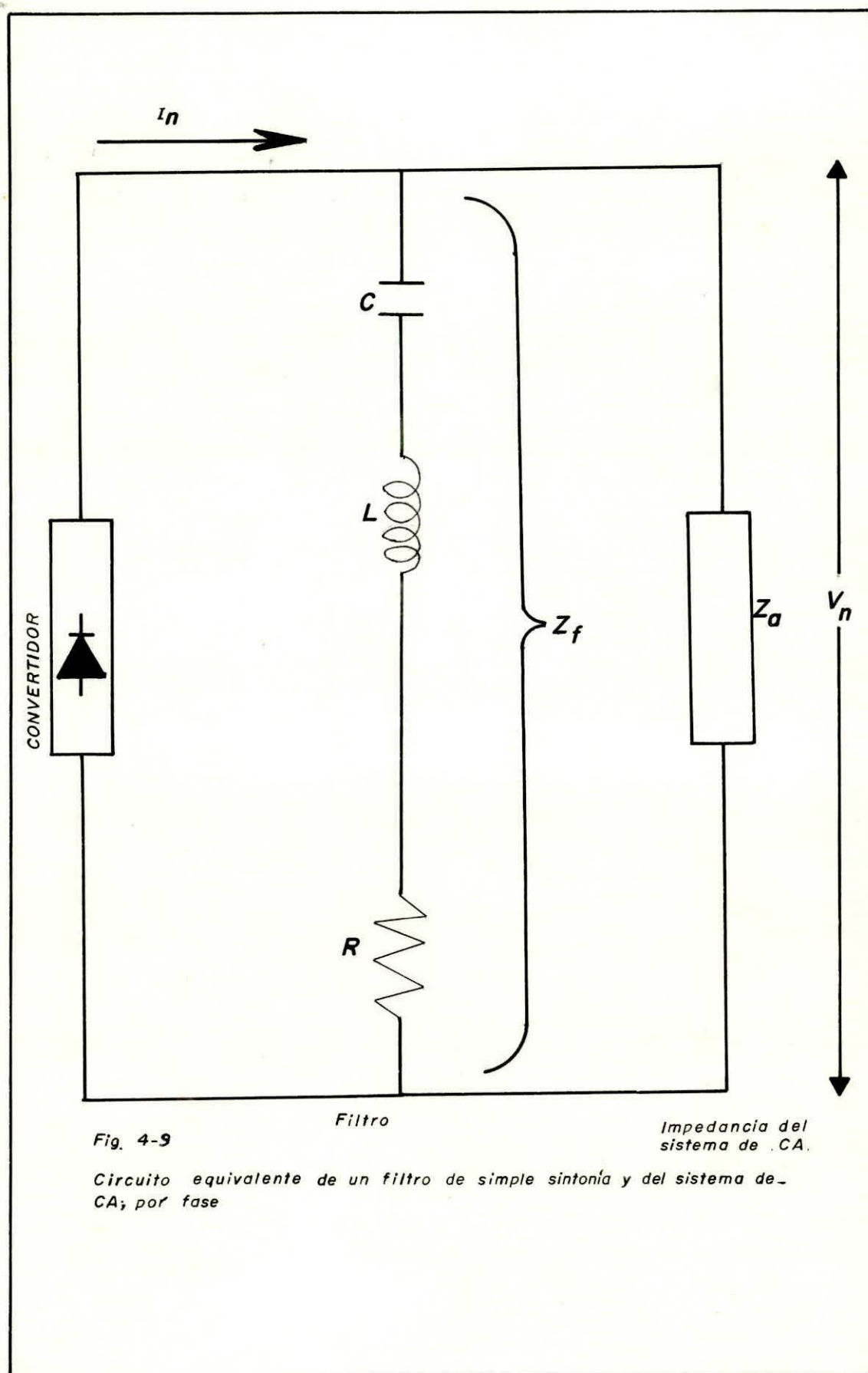


Fig. 4-9

Circuito equivalente de un filtro de simple sintonía y del sistema de CA, por fase

De la ecuación (4.27) se plantean ahora varios casos, dependiendo del sistema c.a.

Impedancia del sistema de c.a muy grande

Este caso corresponde a: $G_a = B_a = 0$

Por tanto:

$$V_n = I_n W_n L \frac{1}{Q^2} + 48^2 \quad (4.28)$$

$$\text{Pues } R = W_n L / Q \quad (4.29)$$

Ahora bien, si los valores nominales de L, C y W_n están fijados, el óptimo valor de Q es infinito (es decir, $R = 0$), ya que éste da el valor más bajo posible de tensión armónica V_n .

Este es más bien un caso teórico, por que no tiene en cuenta, la resonancia entre un filtro desintonizado y un sistema de c.a, de impedancia finita (resistencia)

Sistema de c.a sin pérdida.

Suponiendo que el sistema de c.a, incluyendo el resto del filtro, es puramente reac-

tivo en las proximidades de la frecuencia resonante considerando, entonces $\bar{G}_a=0$, y

$$|V_n| = I_n \left[\left[\frac{1}{R(1 + 4Q^2\delta^2)} \right]^2 + (B_a + B_f)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4.30)$$

A hora bien, si la susceptancia del sistema de a.c. B_a , es desconocida, ó puede tener cualquier valor, entonces, para diseño, se debe usar el valor que de la mayor tensión de armónicas. Esto sucede cuando $B_a = -B_f$, es decir, cuando el sistema de c.a es resonante con la componente reactiva del filtro. Entonces .

$$|V_n| = I_n * R (1 + 4 Q^2 \delta^2) \quad (4.31)$$

$$= I_n W_n L \left(\frac{1}{2 * \delta} + 4 Q^2 \delta^2 \right) \quad (4.32)$$

Para un valor dado de δ y fijando los valores nominales de L , C y W_n , hay un valor de Q , que da una minima tensión armónica, dado por:

$$Q = \frac{1}{2 * \delta} \quad (4.33)$$

Puede observarse que, con este valor de Q , el ángulo de fase de la rama del filtro es ± 45 grado en los límites extremos de

desintonización de frecuencia de ω . La tensión armónica es, entonces:

$$V_n = Z I_n R = 4 I_n \omega_n L \delta \quad (4.34)$$

Es conveniente reducir los efectos desintonizadores; un caso práctico para obtener el uso de resonancia y condensadores con bajo coeficiente de temperatura.

Las ecuaciones (4.33) y (4.34), garantizan la máxima tensión de armónicos posibles, para cualquier valor de impedancia del sistema de a.c, con ó sin componentes resistivos, pues esto sólo puede hacer disminuir la tensión armónica.

Sistema a.c con ángulo de pérdida finito.

Si la impedancia de un sistema de a.c, tiene cualquier magnitud, pero un ángulo de fase comprendido entre $\pm \theta_m$, donde $0 \leq \theta_m \leq 90$ grado, entonces, la tensión de armónicos más elevada que podrán ser usada para el diseño. Cuando θ_m varia, se obtiene con igual desfase a θ_m y con signo opuesto al de δ . Entonces.

$$|V_n| = I_n [(|Y_n| \cos \theta_n + G_f)^2 + (-|Y_n| \sin \theta_n + B_f)^2]^{-1/2} \quad (4.35)$$

Tomando θ_n positivo y negativo. Además, como el valor de Y_n no está restringido, deberá usarse el que de máximo V_n , éste es:

$$|Y_n| = \frac{\cos \theta_n (2Q\delta \operatorname{tg} \theta_n - i)}{R (1 + 4Q^2 \delta^2)} \quad (4.36)$$

$$V_n = I_n * W_n * L \left[\frac{1 + 4Q^2 \delta^2}{Q (\sin \theta_n + 2Q\delta \cos \theta_n)} \right] \quad (4.37)$$

El valor óptimo de Q que da la más baja tensión de armónicos, dado por.

$$Q = \frac{1 + \cos \theta_n}{2\delta \sin \theta_n} \quad (4.38)$$

Para el cual V_n

$$|V_n| = I_n * \delta W_n * L \left[\frac{4}{1 + \cos \theta_n} \right] = \frac{2I_n}{\sin \theta_n} \quad (4.39)$$

Por lo que éste es el caso más favorable que el sistema de a.c sin pérdidas.

Diseño de filtro de doble sintonía

La mayor forma de diseñar esto, es disponer de varias ramas de una sola sintonía conectadas en paralelo, sintonizadas a la diversas armónicas: quinta, séptima, décima primera, décima tercera, y después, tomar los pares de ramas resonantes y transformarlos matemáticamente en los filtros de doble sintonía equivalente. Como se muestra en la figura 4.10.

Teóricamente, es posible diseñar un filtro de doble sintonía en paralelo, que tengan posiblemente la misma impedancia compleja a todas las frecuencias .

Un método práctico mejor es omitir la resistencia R_1 y R_3 , de forma que la impedancia cercana de la resonancia sea prácticamente la misma.

Aunque físicamente no se coloque la resistencia R_1 , la inductancia L_1 tiene cierta resistencia inherente en serie, en las aproximidades de las frecuencias resonantes.

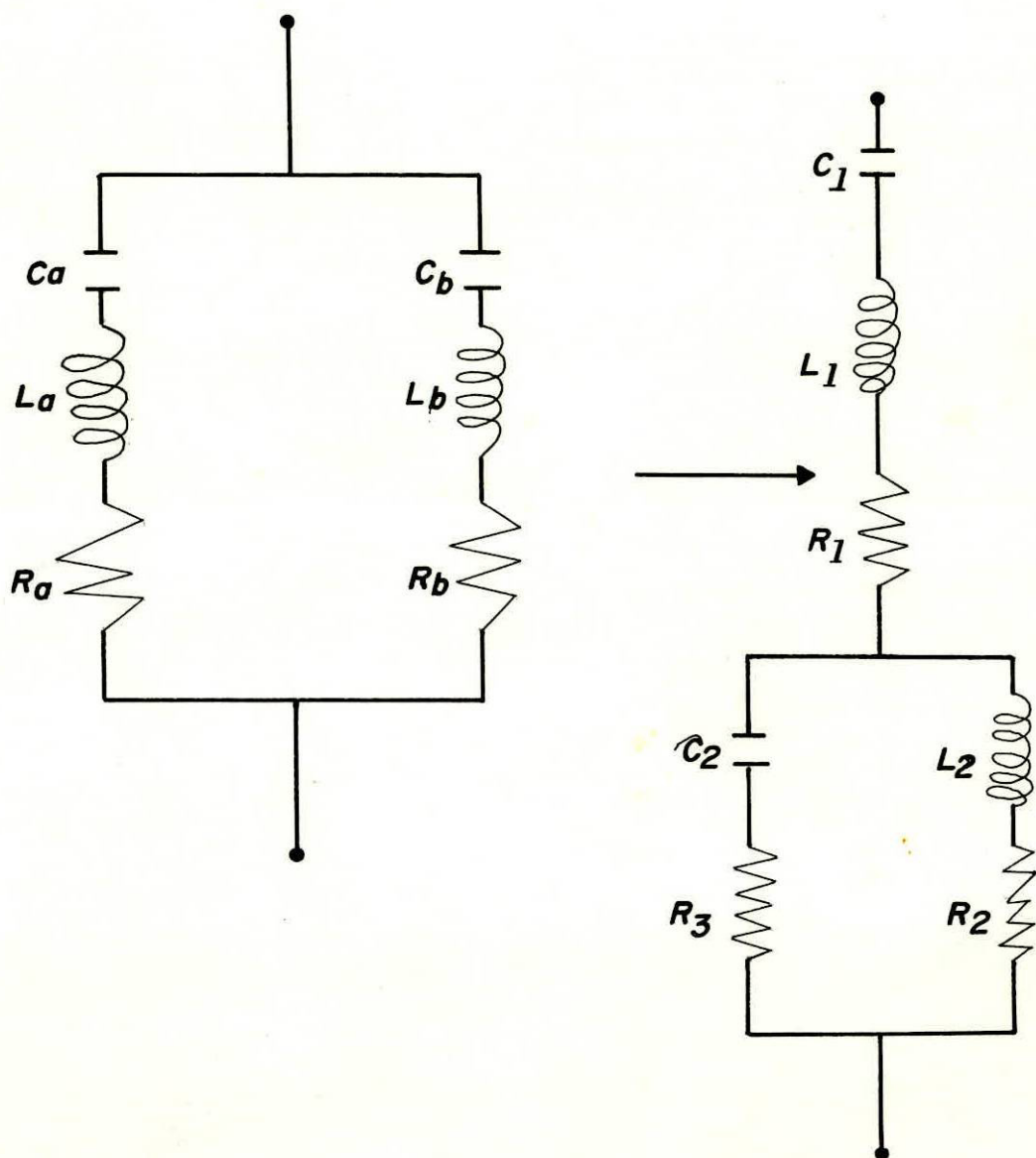


Fig. 4-10

Transformación de un filtro de simple sintonía a doble sintonía

Una ventaja práctica del filtro de doble sintonía cuando se minimiza R_i es que su pérdidas de potencia a la frecuencia fundamental, es considerablemente menor, que en los filtros prototipos de una sola sintonía.

La principal ventaja del filtro de doble sintonía en sistema de alta tensión, es la reducción del número de inductancias, que han de estar sujetas a la prueba de tensión de impulso, correspondiente a la tensión plena de la línea.

Filtros de triple sintonía.

El filtro de triple sintonía puede diseñarse a partir de ecuaciones similares a los del filtro de doble sintonía, utilizando como prototipo tres ramas de una sola sintonía. Este diseño es atractivo, por ejemplo, donde se necesiten ramas resonantes para las armónicas de orden tercera, quinta, séptima, décima primera, décima tercera, donde de otro modo, sobraría rama de una sola sintonía.

Diseño de filtro pasa-bajo de segundo orden

El filtro pasa bajos de primer orden (resistencia y condensadores), resulta tener excesivas pérdidas de potencia, y necesita de un condensador muy grande.

El de segundo orden, resulta más adecuado, si se proveen ramas resonantes al menos para las armónicas de órdenes 5 y 7. El comportamiento de este filtro, se puede definir eligiendo dos parámetros :

$$m = \frac{L}{R^2 C} \quad (4.39)$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi * C * R} \quad (4.40)$$

La impedancia puede ser expresada en la forma equivalente paralelo como :

$$Y_f = G_f + B_f \quad (4.41)$$

Donde:

$$G_f = \frac{m^2 x}{R_1 [(1 - mx^2)^2 + m^2 x^2]} \quad (4.42)$$

$$B_f = \frac{x}{R_1} \frac{1 - mx^2 + m^2 x^2}{(1 - mx^2)^2 + m^2 x^2} \quad (4.43)$$

$$y, \quad x = \frac{f}{f_0} \text{ donde } f = \text{frecuencia} \quad (4.44)$$

Considerando este filtro en paralelo con un sistema de c.a, cuya magnitud de admitancia es Y_m , y su ángulo de fase $\pm \theta_m$ como máximo, entonces se puede demostrar que la admitancia total mínima, cuando varían Y_m y θ_m es :

$$Y_m = B_f \cos \theta_m + G_f \operatorname{sen} \theta_m \quad (4.45)$$

Suponiendo positivo el signo de cada terminal y que x es menor que el valor que de.

$$|\operatorname{ctg}| = \left| \frac{G_f}{B_f} \right| = |\operatorname{tg} \theta_m| \quad (4.46)$$

(Para x mayor que este valor, la admitancia total mínima es $G_f^2 + B_f^2$ obtenida con $Y_m = 0$, es decir, impedancia infinita del sistema).

El procedimiento de diseñar es como sigue:
Para una capacidad dada C , se eligen los parámetros f_0 y m (en consecuencia L y R) de forma que se obtenga una admitancia

suficientemente elevada en el margen de frecuencias deseado, por ejemplo, a partir de las armónicas décima séptima, si se han previsto ramas resonantes para las armónicas de ordenes, quinta, séptima, décima primera, décima tercera. En general son adecuados los valores de m entre 0.5 y 2.

Diseño de filtros pasa-bajo de tercer orden

El filtro pasabajo de tercer orden puede expresarse, simultáneamente, en la forma equivalente paralelo.

Filtros para convertidores de 12 - pulso

Una estación convertidora de gran potencia ac/dc. Está diseñada para operación de dos grupos de seis pulsos, conectados en paralelo.

Bajo cierta condición de operación los convertidores de doce pulsos producen armónicas, quinta y séptima. De acuerdo al número de pulsos del convertidor y al orden armónica, hay filtros convenientes para ser usados, así, una combinación híbridas

de filtros ramificados sintonizados. Son utilizados para cancelar armónicas de orden bajo, y filtros amortiguadores pasa-alto para cancelar armónicas de alto orden, como: la décima primera y décima tercera.

Con un sólo grupo de 12-pulso, se obtiene armónicas de orden décima primera, y décima tercera, y un filtro sintonizado tipo resonante serie será utilizado para cancelar estos armónicos y filtros pasa-alto para las armónicas de bajo orden. Estos proporcionan la mínima capacidad requerida por el convertidor y el mínimo aumento de la potencia reactiva requerida.

Los filtros sintonizados simples, pueden ser reemplazados por filtros amortiguadores con un solo filtro amortiguador se puede cancelar armónicas de orden décima primera y décima tercera, que serán sintonizadas cerca a la, décima segunda armónicas. La agudeza de sintonización (Q), es respectivamente del 20-30 para los dos filtros armónicos y del 2-4 para un solo filtro armónico, del que se obtiene una impedancia suficientemente baja con el sistema.

Esto produce una gran probabilidad de resonancia armónica, de orden bajo entre la impedancia del sistema y la capacitancia del filtro, la resonancia puede ser del tipo serie ó paralelo. Si la fuente del sistema a.c es un convertidor, se producen resonancia paralela, dando como resultado sistemas trifásico desbalanceado, y corrientes armónicas de secuencia positiva de tercer orden, producidas por el convertidor que no serán absorbidas por la bobinas delta. Por consiguiente, como solución, a esto, el filtro deberá ser diseñado para eliminar la resonancia, el cual, consiste de un filtro amortiguador tipo C y uno de segundo orden.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

CONCLUSIONES.

.-El contenido armónico en los convertidores de conmutación lineal es obtenido gráficamente, como un porcentaje de la corriente armónica con respecto a la corriente fundamental. Observamos que esta relación disminuye en magnitud, al aumentar el número de pulsos del convertidor. Pero en la práctica, el incrementar el número de pulsos del convertidor resulta ineficiente debido a los altos niveles de distorsión del voltaje de cruce cero (conmutación). Por lo que en la actualidad se tiende a disminuir el número de pulsos del convertidor con el incremento de la potencia eléctrica obtenida en los convertidores de seis pulsos.

.-Los convertidores generan corrientes y voltajes armónicos, y éstos producen efectos tales como:

- a) Corrientes armónicas excesivas en máquinas sincrónicas, transformadores, condensadores para corregir el factor de potencia u otros equipos.
- b) Aumento de las sollicitaciones térmicas producidas por los armónicos de intensidad. Esto da lugar a pérdidas adicionales en las líneas de distribución, en los devana-

dos y núcleos de las máquinas eléctricas y transformadores, así como en el dieléctrico de condensadores y cables.

c) Degradación o falla del aislamiento debido a la distorsión de tensión. Concretamente los condensadores son los más sensibles a las sobretensiones armónicas.

d) Disrupción de la carga.

e) Sobretensiones en puntos de las redes.

f) Interferencia en las líneas de tele comunicación adyacentes etc.

.-El método de cancelación de armónica, utiliza transformadores canceladores de armónicas (TCA). Estos soportan voltajes armónicos de aproximadamente el 40% del rango del convertidor.

Los (TCA) son conectados en paralelo en una conexión Estrella-Deita, las bobinas son conectadas en zig-zag, y están ligadas en serie con el reactor a la salida del puente convertidor, estas bobinas son de buena calidad, y no son normalizadas, y el (TCA) incrementa su costo y capacidad de potencia. Por lo que este procedimiento no resulta ventajoso para el control de armónicas en convertidores de doce pulsos, formados por dos convertidores de seis pulsos conectados en serie con una diferencia de fase de 30 grados.

Este procedimiento es utilizado para cancelar armónicas en convertidores de veinti-cuatro pulsos, formados por

cuatro convertidores de seis pulsos conectados en serie, con una diferencia de fase de 15 grados. En este caso las bobinas del (TCA) son normalizadas y la cancelación de armónica es posible.

.-La técnica de cancelación de armónica es relativamente ineficiente en convertidores de conmutación lineal, debido a: Impedancia asimétrica, ángulos de disparos desbalanceado, voltajes de fase desbalanceados.

.-Los filtros presentan la ventaja adicional de compensar la potencia reactiva asociada a los procesos de conmutación y control de los convertidores. Es esencial que los circuitos de filtrados, sean proyectados para la eliminación de la quinta, séptima, décima primera y décima tercera armónica. En general, los filtros de armónicas son diseñados a servir dos procesos.

- 1) Reducir los niveles de armónicas en los terminales del convertidor a niveles aceptables.
- 2) Proporcionar toda o parte de la potencia reactiva requerida por el convertidor.

.-El dimensionamiento del circuito de filtro se ha de basar en: las corrientes armónicas de la carga, la razón de corto-circuito en el punto de conexión.

.- Los filtros, reducen la amplitud de una o más corriente o tensión de cierta frecuencia. Generalmente consiste

en uno o más circuitos sintonizados LC, con un factor de calidad(Q) razonablemente alto, digamos 20 o más.

.- Tres componentes requieren consideraciones de detalle en el cálculo de filtros: la fuente de corriente, la admitancia del filtro y la admitancia del sistema de potencia.

RECOMENDACIONES

El continuo incremento de los dispositivos eléctricos, tales como: diodos, tiristores, transistores, etc, permiten que sean aplicados en varios sitios del sistema de distribución. Estos dispositivos generan armónicas en el sistema de potencia.

Los métodos de cancelación de armónicas o filtros de armónicas son utilizados, en los convertidores de gran potencia ac/dc, para reducir la generación armónica.

El grado de supresión armónica, afectan el costo y la eficiencia de los equipos convertidores de gran potencia ac/dc.

.-Para determinar la eficacia del control armónico en los equipos convertidores de potencia, se deberán obtener niveles permisibles de armónicas, tomando como base, las respuesta del sistema eléctrico al voltaje y corriente armónica.

BIBLIOGRAFIA

1. D.J. Pileggi, "Prediction of Harmonic Voltages in Distribution Systems", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. Pas-100, No.3, March 1981
2. R. Nacamini and J. C. de Olivera, "Harmonics Produced by Direct Current in Converter Transformer, " Proc. IEE Vol. 125, No 9, September, 1978
3. R. P. Stratford and D. E. Steeper, "Reactive Compensation and Harmonic Suppression for Industrial Power systems Using Thiristor Converters", IEEE Transsactions on Industriy Applications, pp. 232-54, Vol. IA-12, No. 3, May- June, 1976.
4. D.D. Shipp, "Harmonic Analysis and Supretion: Their Hidden Costs and Containment," IEEE Trans. on Industriy Appl., Vol. IA-15, No. 5, pp. 453-58, sep/oct 1979.
5. R. E. Owen, "Distribution System Harmonic: Efecs on Equipment and Operation," Pacific Coast Electrical Association Engineering and Operating Conference, Los Angeles, California, March 15-16, 1979.

6. ANSI Standard C55.1-1968: American National Standards Institute, New York.

7. G. Goldberg, " Behavior of Apparatus Under the Influence of Voltage and Current Harmonic", Bull. soc. R. Belge Electr. (Belgium), vol 91, no. 4, pp 225-35, Oct-Dec., 1975.

8. IEEE Guide for Harmonic Control and Reactive Compensation of Static Power Converters, "IEEE Project No. 519, July, 1979. Institute of Electrical and Electronic engineers, New York.

9. W. S Wood, F. P. Flynn, and A. Foray , "Effects of Supply Voltage Waveform Distortion on Motor Performance, " International Conference on Sources and Effects of Power Systems Disturbances, London, England, pp. 261-667, april 22-24, 1974.

10. J. ARRILLAGA. Power System Harmonics. Capítulos 1,2,3,5,8,10.

11. J.D Ainsworth. Convertidores y Sistema de C.C de alta Tensión. Capítulo 7.

12. Richardl. Bean. Theory and practice of alternating currents. (Westing house corporation)