

157
24



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA
DE MEXICO**

FACULTAD DE INGENIERIA

**ANALISIS DE ARMONICAS EN
SISTEMAS ELECTRICOS**

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:

INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

P R E S E N T A:

CARLOS RODOLFO ROCHA ALARCON



DIRECTOR DE TESIS

M. en I. RODOLFO LORENZO BAUTISTA

MEXICO, D. F.

1996

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

A MIS PADRES:

Por todo el cariño y comprensión
que me han dado, por haberme
apoyado en mi vida como estudiante
y por haber creído en mí.

Los Amo.

A MIS HERMANAS:

Rocio y Karla, por su apoyo y buenos
consejos que me han brindado.

Con todo mi cariño.

A TI VALERIA:

Por ser parte de mi vida, apoyarme
y estar conmigo incondicionalmente.

Te Amo.

A MI ASESOR:

M. Ing. Rodolfo Lorenzo Bautista,
por sus consejos, apoyo y paciencia
en la realización de este trabajo.

A DIOS:

Por guiarme en mi vida y siempre
estar presente en ella.

**A LOS HONORABLES MIEMBROS
DEL JURADO.**

INDICE

	PAG.
INTRODUCCION	1
CAPITULO I. EFECTOS DE ARMONICAS	
1.1.- Introducción	7
1.2.- Efectos en el Sistema de Potencia	8
1.3.- Resonancia Paralela	8
1.4.- Intensidad de una Resonancia Paralela	11
1.5.- Resonancia Serie	13
1.6.- Efectos en Capacitores	14
1.7.- Efectos en Medidores	15
1.8.- Efectos en Relevadores	16
1.9.- Efectos en Carga Consumidora	17
1.10.- Efectos de Armónicas en Máquinas Giratorias	18
1.11.- Efectos en Sistemas de Transmisión	19
1.12.- Efectos en Transformadores	19
1.13.- Efectos en Comunicación	20
CAPITULO II. FUENTES DE ARMONICAS	
2.1.- Introducción	21
2.2.- El Diodo	21
2.3.- Rectificador de Media Onda	22
2.4.- Rectificador de Onda Completa	24
2.5.- Rectificador de Tres Pulsos	26
2.6.- Rectificador de Seis Pulsos: Formas de Onda de Voltaje	28
2.7.- Rectificador de Seis Pulsos: Formas de Onda de Corriente	33
2.8.- Rectificador de Seis Pulsos: Armónicas de C.A.	34

	PAG.
Grandes Convertidores de Potencia	
2.9.- Introducción	35
2.10.- Terminales de Alto Voltaje de C.D.	36
2.11.- Rectificadores Metalúrgicos y Eléctricos	41
2.12.- Grandes Controladores de Motores de C.D.	43
Convertidores de Potencia Medianos	
2.13.- Motores de C.D.	44
2.14.- Controladores de Motor de C.D. Trifásicos	45
2.15.- Control de Armadura	46
2.16.- Controladores de Motor de C.D. Monofásico	48
2.17.- Controladores de Motor de C.A.	50
2.18.- Controladores Inversores Alimentados por Corriente	51
2.19.- Controladores Inversores para la Modulación del Ancho de Pulsos	52
2.20.- Armónicas del Controlador del Motor en el Eslabón de C.D.	55
2.21.- Cicloconvertidores	56
2.22.- Armónicas del Cicloconvertidor	58
Convertidores de Potencia Pequeños y Otras Fuentes	
2.23.- Introducción	59
2.24.- Aparatos Consumidores	60
2.25.- Rectificadores de Media Onda	61
2.26.- Transformadores	62
2.27.- Transformadores Estrella - Estrella y Delta - Estrella	65
2.28.- Corriente de Magnetización del Transformador	65
2.29.- Motores y Generadores	67
2.30.- Dispositivos de Arco	68
2.31.- Horno de Arco	68
2.32.- Iluminación Fluorescente	70

	PAG.
2.33.- Controladores de Arranque de Motor	71
2.34.- Compensadores Estáticos de VAR	72
 CAPITULO III MEDICION ARMONICA	
3.1.- Introducción	75
3.2.- Transformadores de Corriente	76
3.3.- Transformadores de Potencial	78
3.4.- Dispositivos de Potencial Capacitivo	79
3.5.- Analizador de Espectros	80
3.6.- Osciloscopios Digitales y Registrador de Transitorios	82
3.7.- Mediciones de Campo e Interferencia	85
3.8.- Limites de Corriente Armónica	87
3.9.- Limites de Voltaje	89
 CAPITULO IV. FILTROS ARMONICOS	
4.1.- Introducción	92
4.2.- Características de Filtrado	92
4.3.- Filtros Derivados	93
4.4.- Filtros Sintonizados Dobles	95
4.5.- Filtros Paso Altas	95
4.6.- Diseño de un Filtro Derivado	97
4.7.- Selección de las Componentes de un Filtro	98
4.8.- Conexiones del Transformador a Tierra	105
4.9.- Técnica Multifase o Multipulsante	106
4.10.- Multifase de Alto Orden	108
4.11.- Reducción de Interferencia Telefónica	109
4.12.- Cancelación Armónica por Inyección Armónica	109

	PAG.
CONCLUSIONES	111
BIBLIOGRAFIA	113

INTRODUCCION

En un sistema de potencia ideal, el voltaje suministrado al equipo consumidor y la corriente de carga resultante son ondas senoidales perfectas. En la práctica, las condiciones nunca son ideales, y las formas de onda se distorsionan continuamente. Este desvío de la onda senoidal se expresa en términos de distorsión armónica de las formas de onda de voltaje y corriente.

La distorsión armónica en un sistema de potencia no es un fenómeno nuevo, los esfuerzos para limitarla a proporciones aceptables en sistemas eléctricos, ha sido un compromiso para los ingenieros en potencia. En un principio, cuando este fenómeno se empezó a analizar, la distorsión fue provocada por la saturación magnética de transformadores o por ciertas cargas industriales, tales como hornos de arco o soldadoras de arco. Para esta época, la mayor preocupación por dicho fenómeno, fueron los efectos que producía en máquinas de inducción y síncronas, la interferencia telefónica y las fallas en capacitores de potencia. En el pasado, los problemas armónicos eran tolerados, ya que el equipo de protección tenía un diseño conservador y las conexiones de transformadores delta-estrella a tierra se utilizaban en forma limitada.

En nuestros días, las armónicas son de gran interés para las compañías suministradoras de energía, ya que la conexión de cargas no lineales a modernos sistemas de potencia se ha incrementado. La categoría más grande de estos dispositivos no lineales es el convertidor de potencia estático, aplicado en controladores de velocidad variable, computadoras, equipo controlador de computadoras, vías ferreas electrificadas, etc. Si sumamos a los dispositivos de generación armónica, la tendencia a instalar capacitores para mejorar el factor de potencia en plantas industriales o capacitores para el control de voltaje en sistemas de distribución, el problema se vuelve más grande. La combinación del capacitor y la fuente armónica del convertidor estático pueden llevar a una resonancia paralela entre la reactancia capacitiva y la reactancia inductiva de la fuente, dando como resultado grandes corrientes oscilantes y consecuentemente altos voltajes armónicos.

DEFINICION DE ARMONICA.

El término de armónicas se origina del campo de la acústica, el cual se refiere a la vibración de una cuerda o columna de aire en una frecuencia, que es un múltiplo de una frecuencia básica (o fundamental). De forma semejante para señales eléctricas, una armónica se define como "una componente senoidal de una onda periódica o una cantidad que tiene una frecuencia, la cual es una Integral múltiple de la frecuencia fundamental".

Por ésto, en un sistema de potencia de 60 Hz, una armónica es una onda senoidal que tiene una frecuencia f expresada por:

$$f_{armónica} = n \times 60 \text{ Hz}$$

donde n es un entero.

La figura 1 muestra la onda senoidal de la frecuencia fundamental (60 Hz) y sus armónicas de 2°, 3°, 4° y 5° orden.

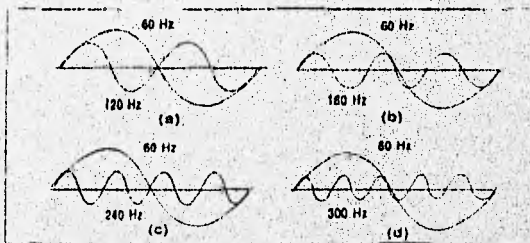


FIGURA 1 FRECUENCIA FUNDAMENTAL (60 Hz) ONDA SEND Y ARMONICAS:
(a) 2° ARMONICA; (b) 3° ARMONICA; (c) 4° ARMONICA; (d) 5° ARMONICA

HISTORIA DE LAS ARMONICAS.

Para tener una perspectiva histórica, es necesario regresar al siglo XVIII y XIX cuando varios matemáticos y en particular J. B. J. Fourier (1768-1830) propuso las bases de los cálculos de armónicas.

De acuerdo al análisis teórico de Fourier, la forma de onda distorsionada de una senoidal constante en amplitud contiene armónicas, las cuales son integrales múltiples de la frecuencia fundamental. Las armónicas que existen en un periodo de una forma de onda, pueden ser representadas por series de Fourier.

Para los años 20's y 30's de este siglo, fue en Alemania donde se desarrollo ampliamente el estudio de la distorsión de la forma de onda provocada por convertidores estáticos.

La fuente más importante de la teoría del Convertidor publicada durante este periodo en el lenguaje Inglés fue el libro de Riasik. Otro escrito clásico que estudia las armónicas generadas por convertidores estáticos fue escrito en 1945 por J. C. Read, el cual es utilizado por diseñadores hasta nuestros días.

IMPORTANCIA DEL ESTUDIO DE ARMONICAS.

Como ya se mencionó, los problemas de distorsión armónica, no es algo nuevo para compañías suministradoras de energía y sistemas de potencia industriales. En efecto, tal distorsión se observó por personal de operación de las compañías suministradoras de energía, en la primera década de este siglo. Esta distorsión fue provocada por cargas conectadas a los sistemas de distribución de las compañías suministradoras de energía. Por ejemplo, un horno de arco es una carga no lineal, que dibujará una corriente no senoidal (rica en armónicas) cuando un voltaje senoidal se aplica, como se muestra en la figura 2(a). La corriente de carga distorsionada provoca por lo tanto voltajes distorsionados en el bus, los cuales aparecen a través del sistema, como se muestra en la curva (b). En el pasado, dichas fuentes armónicas no se utilizaban con frecuencia, y por lo tanto las armónicas eran controladas por medio de la conexión de un transformador delta-estrella a tierra.

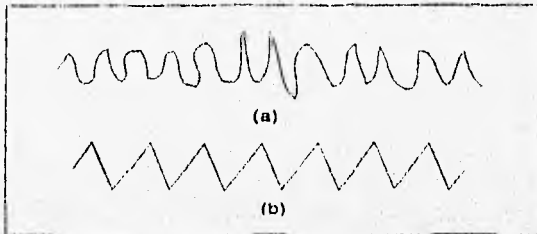


FIGURA 2 FORMAS DE ONDA DEL HORNO DE ARCO: (a) CORRIENTE DE FASE DIBUJADA POR EL HORNO DE ARCO, (b) VOLTAJE RESULTANTE EN EL BUS.

En nuestros días, existen métodos que nos permitirán establecer el estudio de las armónicas, los cuales son necesarios por tres razones principales:

- a) El uso de convertidores de potencia estáticos ha aumentado recientemente.
- b) Se han incrementado las resonancias en la red.
- c) El equipo de protección de un sistema de potencia y las cargas son más sensibles a las armónicas.

Los convertidores utilizados con mayor frecuencia en la industria son el rectificador, convertidor de potencia de C.A. a C.D. y el inversor, convertidor de potencia de C.D. a C.A.

La aplicación más común de los convertidores estáticos es en controladores de velocidad variable para motores. Estos controladores estáticos se utilizan en todo tipo de motores industriales, suministrando una eficiencia más grande, mejor control de velocidad y mayor operación libre de mantenimiento que otros, etc.

En otras aplicaciones, las cargas de los convertidores estáticos dibujan una corriente del sistema que contiene pulsos tanto positivos como negativos, separados por intervalos de corriente cero. Esta forma de onda de corriente de C.A. se muestra en la figura 3, en el cual la corriente de onda cuadrada del convertidor está compuesta de la fundamental más las armónicas dominantes: 5^o, 7^o, 11^o y 13^o orden.

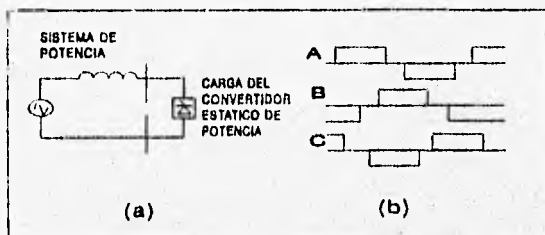


FIGURA 3 EFECTO DE LA CARGA DE UN CONVERTIDOR ESTÁTICO DE POTENCIA: (a) DIAGRAMA UNIFILAR DEL SISTEMA; (b) CORRIENTE DE CA. EN TRES FASES.

Las armónicas generadas por la carga del convertidor estático se propagarán a través del sistema, provocando voltajes de distorsión que aparecen en buses remotos y corrientes distorsionadas que fluyen en circuitos, en algún punto lejano de la carga. La figura 4 muestra el efecto "no local" de la introducción de una fuente armónica al sistema.

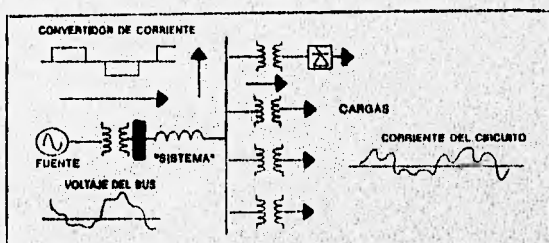


FIGURA 4 PROPAGACION DE VOLTAJES ARMÓNICOS Y CORRIENTES A TRAVÉS DEL SISTEMA DE POTENCIA

El problema de las armónicas aumenta continuamente por la instalación de capacitores para la corrección del factor de potencia o para el control del voltaje. Cuando la instalación del capacitor es en paralelo con la inductancia del sistema de potencia, como se muestra en la figura 5, la frecuencia resonante está dada por:

$$f_{\text{resonante}} = 1/(2\pi\sqrt{LC})$$

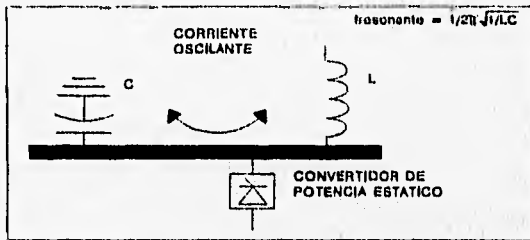


FIGURA 5 EXCITACION DE UN CIRCUITO RESONANTE PARALELO

donde L representa a la inductancia del sistema de potencia y C representa la capacitancia del capacitor instalado.

Los sistemas eléctricos y las cargas llegan a ser más o menos sensibles a las armónicas. Existe otras áreas donde el problema con armónicas está presente:

- a) Computadoras, máquinas herramientas controladas por computadoras y algunos tipos de controladores digitales son susceptibles a las armónicas, así como a otros tipos de Interferencia.
- b) En cables subterráneos, las armónicas pueden provocar daño al dieléctrico al calentarse éste.
- c) Los medidores de inductancia son afectados por las armónicas.
- d) Las fallas en el banco de capacitores son frecuentemente provocadas por armónicas.
- e) Los diseños conservadores para máquinas rotatorias y transformadores aumentan sus problemas de calor provocados por armónicas.
- f) Las armónicas pueden ser un problema especial para sistemas de comunicación.

CAPITULO I

EFECTOS DE ARMONICAS

1.1 INTRODUCCION.

Por medio de este segmento se describirán posibles efectos adversos provocados por las armónicas en el equipo del usuario y de la compañía suministradora de energía, así como en circuitos paralelos, tales como sistemas de comunicación.

Los problemas con armónicas están divididos en tres categorías:

- a) Efectos en el sistema de potencia.
- b) Efectos en cargas consumidoras.
- c) Efectos en circuitos de comunicación.

Los principales efectos de voltajes y corrientes armónicas dentro de un sistema de potencia son:

- a) Amplificación de niveles de armónicas, resultado de resonancias serie y paralelo.
- b) Reducción de la eficiencia en la generación de potencia, transmisión y utilización.
- c) Desgaste del aislamiento de los componentes de la planta eléctrica y por lo tanto la disminución de su vida útil.
- d) Mala operación de la planta.

También el funcionamiento del equipo consumidor, tal como controladores de motor y suministradores de potencia para computadoras, serán afectados por armónicas. Además, las corrientes armónicas que circulan en líneas de potencia pueden inducir ruido a líneas de comunicación cercanas.

1.2 EFECTOS EN EL SISTEMA DE POTENCIA.

Importancia del Sistema de Impedancia.

Las armónicas se producen siempre y cuando una carga no lineal transporte una corriente distorsionada de la fuente de potencia. Sin embargo, una corriente de carga distorsionada no significa que otras cargas consumidoras o equipo del sistema de potencia provoquen otros efectos. Generalmente los sistemas de potencia son capaces de soportar considerables corrientes armónicas sin presentar problemas, ya que el sistema de potencia es usualmente "rígido" en relación a la carga. Esto significa que la impedancia del sistema es pequeña comparada con la impedancia de la carga.

Con una impedancia pequeña en el sistema, el flujo de la corriente distorsionada hacia la carga provocará un voltaje mínimo de distorsión en los buses intermedios. Con un voltaje de distorsión insignificante, otras cargas y el equipo permanecerán sin afectarse.

1.3 RESONANCIA PARALELA.

Un voltaje de distorsión considerable, así como una corriente de amplificación, pueden presentarse cuando existe un circuito paralelo resonante en el sistema. La inductancia paralela de la figura 1.3.1 consta del transformador del sistema y la reactancia de la línea. La capacitancia paralela consta de capacitores derivados, cables y capacitancias cargadas de la línea.

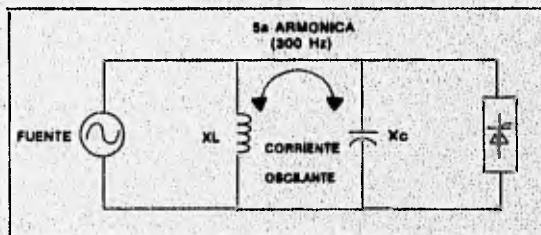


FIGURA 1.3.1 CIRCUITO RESONANTE PARALELO

Existe alguna frecuencia en la cual la reactancia inductiva X_L es igual a la reactancia capacitiva X_C , de manera que la combinación paralela de éstas, parece una impedancia muy grande. La frecuencia en la que aparece esta impedancia se le llama frecuencia resonante y al circuito se le conoce como "circuito tanque".

Por ejemplo, dejando la frecuencia resonante de la figura 1.3.1, cerca de 300 Hz (armónica de 5° orden), con un convertidor estático de seis pulsos conectado al bus. La componente armónica de 5° orden de la corriente transportada por el convertidor excitará al circuito resonante; que es, el circuito que aparecerá con una gran impedancia para el flujo de la corriente armónica de 5° orden.

La resonancia paralela y la corriente armónica de 5° orden se combinarán para producir un voltaje armónico alto en el bus y una corriente oscilante alta en el circuito tanque. Un efecto de la resonancia es amplificar la corriente armónica en L y C del circuito tanque. Esta corriente oscilante puede ser 20 ó 50 veces la magnitud de la corriente armónica que originalmente excitó al circuito resonante.

La corriente amplificada puede aparecer en el fuelbe de expulsión del banco de capacitores. El voltaje de distorsión en el bus también puede originar corrientes distorsionadas que fluyen en circuitos adyacentes como se muestra en la figura 1.3.2 y afectar cargas apartadas de la fuente armónica y del circuito tanque.

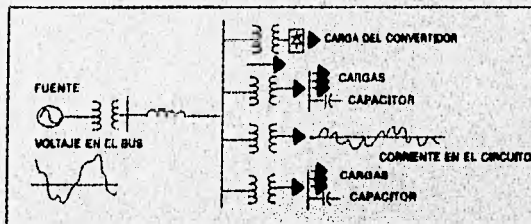


FIGURA 1.3.2 VOLTAJE DISTORSIONADO Y CORRIENTE PROPAGADOS A TRAVÉS DEL SISTEMA

Otro ejemplo de resonancia paralela, puede ser una planta de cemento alimentada con 4.16 kV (figura 1.3.3). La cual emplea un número de convertidores estáticos controladores de motores, los cuales representan una carga de 12 MW. En esta figura un capacitor derivado con una capacidad de 4.2 MVAR, se instala en el bus para proveer a una fuente local de VARs y mejorar el factor de potencia de la planta.

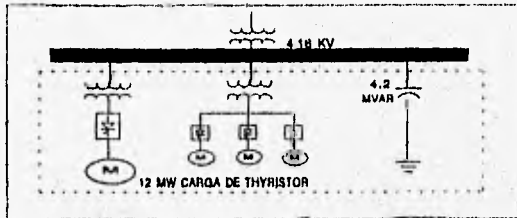


FIGURA 1.3.3 DIAGRAMA DE UNA LÍNEA DE UNA PLANTA DE CEMENTO UTILIZANDO ALGUNOS MOTORES CONVERTIDORES ESTÁTICOS

Un circuito equivalente para esta planta se muestra en la figura 1.3.4.

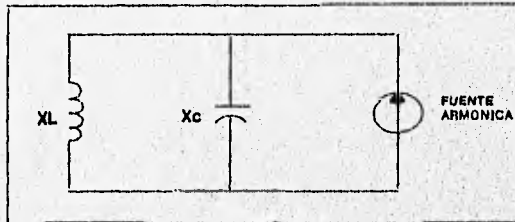


FIGURA 1.3.4 CIRCUITO EQUIVALENTE PARA LA PLANTA DE LA FIGURA 1.3.3

De la perspectiva de la fuente armónica, el banco de capacitores derivados, descrito por X_c está en paralelo con la inductancia del sistema, descrita por X_L . La frecuencia resonante del circuito tanque será calculada por la siguiente expresión:

$$f_r = f_1 \sqrt{X_c X_L}$$

donde:

f_r = frecuencia resonante en Hz.

f_1 = frecuencia fundamental en Hz.

X_c, X_L = reactancias en ohms o por unidad en la frecuencia fundamental.

Otra expresión equivalente que es más conveniente es:

$$f_r = \frac{1}{\sqrt{\text{MVA de corto circuito del sistema} / \text{MVAR de los capacitores de la pot. de corto circuito}}}$$

Aquí, las reactancias son expresadas en términos del sistema de corto circuito MVA en la ubicación del capacitor y la capacidad MVAR del capacitor. Estos números están disponibles directamente en los diagramas unifilares.

Suponiendo el corto circuito en el bus de 4.16 kV de 205 MVA, con un banco de capacitores de 4.2 MVAR, la frecuencia resonante es 420 Hz. Aunque la impedancia del circuito tanque es totalmente baja en la frecuencia normal del sistema de potencia de 60 Hz, está crece hasta 420 Hz (armónica de 7º orden), como se muestra en la figura 1.3.5, donde la corriente distorsionada transportada por la carga del thyristor contiene una fuerte componente armónica de 7º orden, el circuito resonará en esta frecuencia. Entonces la corriente armónica de 7º orden será amplificada y una gran corriente oscilante fluirá en el circuito tanque.

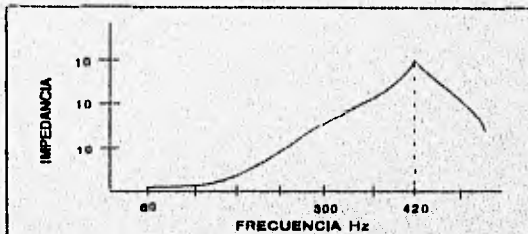


FIGURA 1.3.5 CURVA DE IMPEDANCIA vs FRECUENCIA QUE MUESTRA UN GRAN PICO EN 420 Hz QUE AMPLIFICARÍA LA 7ª CORRIENTE ARMÓNICA

1.4 INTENSIDAD DE UNA RESONANCIA PARALELA.

El efecto de una resonancia paralela es peor si el tamaño de la carga del thyristor es grande en relación al tamaño del sistema de alimentación. Para aplicar una regla general, esta se puede definir como una cantidad llamada: relación de corto circuito (SCR).

$$\text{SCR} = \frac{\text{MVA corto circuito}}{\text{MW convertidor}}$$

Generalmente, una relación de corto circuito menor de 20, a lo largo de una frecuencia resonante cercana a las armónicas de 5º y 7º orden, indica un problema de potencial armónico.

Para el ejemplo anterior:

$$SCR = 205 \text{ MVA} / 12 \text{ MW carga del thyristor} = 17$$

Donde la relación de corto circuito es menor a 20 y por lo tanto el circuito tanque es resonante en la armónica de 7º orden.

El efecto de una resonancia paralela no será tan grande si existe alguna resistencia en el circuito tanque, como se muestra en la figura 1.4.1. La relación de la reactancia del circuito con la resistencia, es decir, la relación de X con R es el factor que controla la amplificación de la corriente. Una relación de X con R baja, implica una resistencia relativamente alta y la corriente de amplificación es menos grande. Una relación de X con R baja es típica de circuitos con voltajes bajos. A medida que la relación de X con R se incrementa, la amplificación de corriente es mayor.

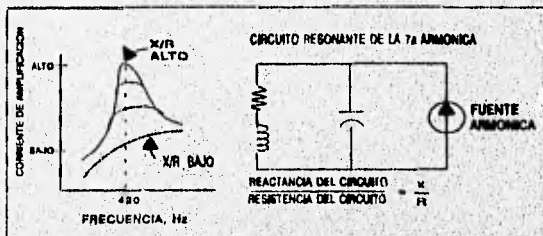


FIGURA 1.4.1 REDUCCIÓN DE EL EFECTO DE LA RESONANCIA PARALELA RESULTANTE DE LA RESISTENCIA ADICIONAL EN EL CIRCUITO TANQUE

Otro factor que afecta la intensidad de la resonancia paralela es la carga del sistema. Cuando el nivel de carga crece, la amplificación de la corriente armónica decrece, como se muestra en la figura 1.4.2. Esto sucede porque existen más rutas de baja impedancia disponibles para el flujo de corriente y mayor resistencia para amortiguar las armónicas. Además, los circuitos ligeramente cargados son más susceptibles a las corrientes armónicas provocadas por resonancia paralela.

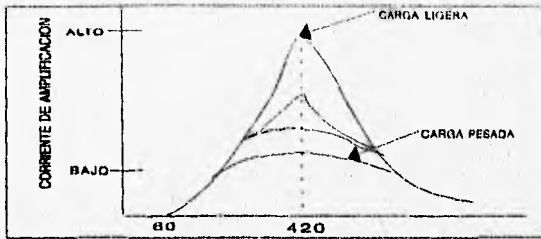


FIGURA 1.4.2 REDUCCION DE LA CORRIENTE DE AMPLIFICACION DEBIDO A LAS RUTAS RESULTANTES DE LAS CARGAS PESADAS

1.5 RESONANCIA SERIE.

La frecuencia resonante serie f_r , está dada por las mismas expresiones que se aplican para la resonancia paralela. En la resonancia serie, la impedancia total en la frecuencia resonante es muy baja, en vez de alta. Esto significa que el circuito resonante aparecerá para ser un filtro derivado de sintonización aguda.

Si la frecuencia resonante del circuito serie es cercana a cualquiera de las armónicas de 5^o ó 7^o orden generadas por convertidores de potencia estáticos, la corriente armónica será introducida a través de la combinación de un transformador y de un capacitor como se ilustra en la figura 1.5.1, la cual incluye la reactancia del transformador y la capacitancia de los capacitores que mejoran el factor de potencia, conectados en serie. Sólo en la resonancia paralela, existe una frecuencia resonante en la cual las dos reactancias son paralelas.

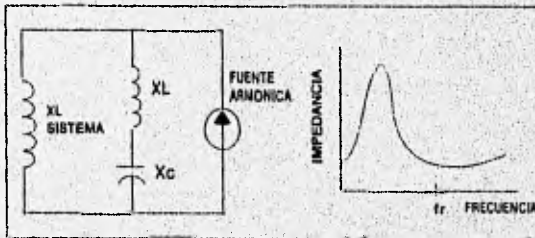


FIGURA 1.5.1 CIRCUITO EQUIVALENTE VISTO DESDE LA FUENTE ARMÓNICA

La concentración de corrientes armónicas en la ruta resonante puede también provocar grandes voltajes distorsionados en el banco de capacitores y en el secundario del transformador. En diferencia a la resonancia paralela, donde no existe amplificación de la corriente armónica, el circuito resonante serie fuerza a la corriente armónica a fluir por rutas, las cuales, pueden ser no deseadas.

Para el caso de la figura 1.5.1 se tiene un alimentador de distribución de 13.8 kV alimentando a un centro de carga en 480 volts, el transformador del centro de carga se considera de 1500 kVA, con una impedancia de 5.75%. Para la corrección del factor de potencia, existe un total de 500 kVAR de capacitores derivados instalados en el bus de 480 volts. Entonces la impedancia de la carga del transformador está determinada por:

$$X_c = (0.0575 \text{ pu}) (0.48 \text{ kV})^2 / 1.5 \text{ MVA} = 0.0088 \text{ ohm}$$

La impedancia equivalente del banco de capacitores es:

$$X_c = (0.48 \text{ kV})^2 / 0.5 \text{ MVAR} = 0.46 \text{ ohm}$$

Por lo tanto la frecuencia resonante es:

$$f_r = 60 \sqrt{(0.46 / 0.0088)} = 433 \text{ Hz}$$

La frecuencia resonante serie es cercana a la armónica de 7º orden. Si se instalaran capacitores de 1000 kVAR para la corrección del factor de potencia en lugar de los de 500 kVAR, la frecuencia resonante sería de 307 Hz, es decir cercana a la armónica de 5º orden. El tamaño de estos bancos de capacitores son dos-tercios y un tercio respectivamente de los 1500 kVA de la capacidad de carga del transformador central. Por lo tanto un transformador con una impedancia de 5.75% con un tercio de su capacidad en los capacitores, el circuito resonante serie se presentará en la armónica de 7º orden, con dos-tercios este circuito se presentará en la armónica de 5º orden.

1.6 EFECTOS EN CAPACITORES.

El voltaje de distorsión armónica puede provocar problemas en el aislamiento del equipo, particularmente en capacitores. Cuando este voltaje existe en el banco de capacitores, el voltaje puede ser lo suficientemente alto para provocar una descarga parcial o corona, dentro del dieléctrico

del capacitor, como se muestra en la figura 1.6.1. Esto, puede dar como resultado un corto circuito en los bordes del capacitor y por lo tanto una interrupción del banco de capacitores.



FIGURA 1.6.1 DESCARGA PARCIAL O CORONA EN EL CAPACITOR DIELECTRICO RESULTADO DEL VOLTAJE DE DISTORSION PROVOCADO POR ARMONICAS

Los problemas más comunes provocados por el flujo de altas corrientes armónica son: sobrecalentamiento del equipo, pérdidas de su vida útil y fallas en general. En transformadores, motores y generadores, por ejemplo, las corrientes distorsionadas pueden aumentar considerablemente pérdidas en el núcleo y en el embobinado de cobre.

1.7 EFECTOS EN MEDIDORES.

Los dispositivos de medición e instrumentación pueden ser afectados por armónicas provocando errores en las lecturas. Un ejemplo sencillo, es un medidor Kwatt-horas de inducción, el cual es un pequeño motor, con un disco metálico como rotor. La corriente en fase con el voltaje transportada por la carga fluye a través de las bobinas del medidor, produciendo un momento de torsión en el disco el cual lo hará girar. La energía consumida es medida por la acumulación del número de rotaciones del disco sobre un periodo de tiempo.

El momento de torsión desarrollado en el disco es sensible a la frecuencia, por lo tanto en frecuencias mayores a la fundamental, el momento de torsión decrece, provocando una rotación menor del disco, y por consecuencia, una lectura de energía menor que la que debiera ser, como se muestra en la figura 1.7.1.

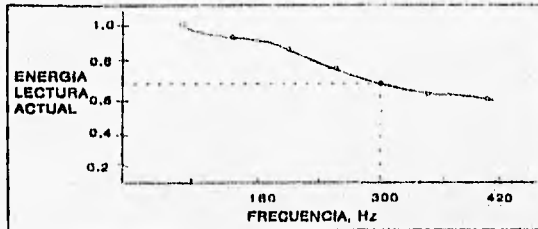


FIGURA 1.7.1 ESQUEMA DEL MEDIDOR DE LECTURA DE PRECISION vs FRECUENCIA

Recientes estudios analizan el efecto de corrientes armónicas en medidores así como en otros instrumentos y han mostrado que se requiere un factor de distorsión menor al 20% antes de que sean detectados errores de importancia.

1.8 EFECTOS EN RELEVADORES.

Los relevadores de corriente, son diseñados para operar sólo cuando las condiciones sean anormales, como por ejemplo durante una falla, donde las magnitudes de corriente pueden ser varias veces la corriente de carga normal. Usualmente, la distorsión armónica de voltajes y corrientes no provocan la operación de los relevadores de protección.

Como una excepción, la distorsión armónica ha provocado disparos en falso de interruptores durante condiciones normales del sistema. Esto ocurre con los relevadores instalados a tierra en muchos esquemas de protección de sobrecorriente. Por ejemplo, el generador de la figura 1.8.1 estaría equipado con relevadores de sobrecorriente para detectar fallas fuera del sistema.

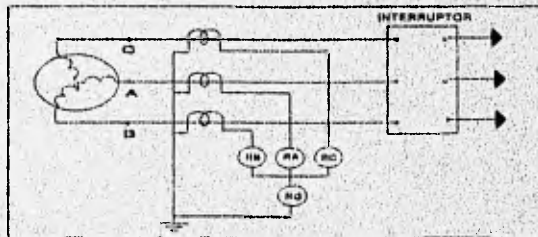


FIGURA 1.8.1 RELEVADORES TÍPICOS PROTECTORES DE SOBRECORRIENTE EN UN GENERADOR

Los relevadores de tres fases (R_A , R_B y R_C) deben ser instalados para captar niveles de corriente relativamente altos. Esto previene disparos en el interruptor durante sobrecargas moderadas, encendido de grandes motores, etc. Un cuarto relevador conocido como relevador a tierra conectado residualmente (R_G), se instala usualmente en el neutro del conductor del generador. Este opera con la suma de las corrientes de las tres fases, las cuales no están balanceadas (corriente de secuencia cero).

Debido a que la corriente no balanceada es completamente baja, el relevador a tierra puede ser instalado para operar en una corriente mucho menor que la de los relevadores de fase. Este tipo de arreglo permite al relevador a tierra detectar niveles bajos de fallas a tierra que no serían vistas por los relevadores de fase y provocarían al interruptor a disparar para este tipo de falla.

1.9 EFECTOS EN CARGA CONSUMIDORA.

Las grandes cargas comerciales e industriales, se encuentran conectadas a los sistemas de potencia, las cuales cuentan con grandes máquinas giratorias, transformadores, banco de capacitores, medidores y relevadores.

En suministros de potencia para equipo de cómputo, tales como computadoras, la pérdida de voltaje es un problema más común que la distorsión de la forma de onda de voltaje. Contra la pérdida de potencia, muchas computadoras de tamaño grande y medio son equipadas con un suministro de potencia ininterrumpible, como se muestra en la figura 1.9.1.

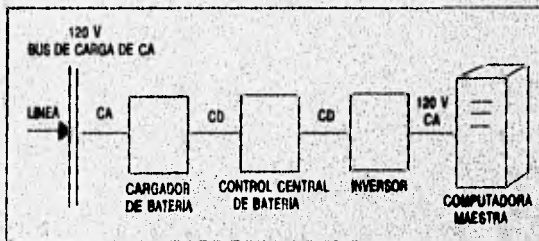


FIGURA 1.9.1 CONFIGURACION DE UN SUMINISTRO DE POTENCIA ININTERRUMIBLE PARA COMPUTADORA

Una batería de respaldo en el suministro de potencia ininterrumpible es comunmente cargada por el bus de C.A., entonces la potencia de C.D. es invertida a C.A. otra vez por la entrada del suministro de potencia de la computadora. Si la entrada a la línea de distribución de C.A. fallara, la potencia continuaría suministrándose por la batería, así el voltaje a la computadora no sería interrumpido y los datos importantes se protegerían.

El suministro de potencia ininterrumpida utiliza un rectificador estático para producir potencia de C.D., para poder cargar la batería. Esto, es otra fuente de contaminación armónica para el sistema de potencia.

1.10 EFECTOS DE ARMONICAS EN MAQUINAS GIRATORIAS.

Los voltajes o corrientes armónicas aumentan la pérdida en los embobinados del estator, circuitos del rotor, así como en las laminaciones del estator y rotor. Las pérdidas en los conductores del rotor y estator serán más grandes por causa de corrientes parásitas y efecto superficial.

Para el caso de motores de inducción con rotores ranurados el flujo cambia en ambos, rotor y estator, y una alta frecuencia puede producir pérdidas por elevación de temperatura del hierro. La magnitud de estas pérdidas depende de la inclinación de la ranura y de las características de las pérdidas por el aumento de la temperatura del hierro en las laminaciones.

La pérdida de potencia adicional es quizá el efecto más serio de las armónicas sobre máquinas de C.A. La capacidad de una máquina para recortar las corrientes extra armónicas, dependerá de la pérdida adicional total y su efecto en el aumento de la temperatura de la máquina y sobrecalentamiento local (probablemente en el rotor). Los motores de inducción jaula rotor, toleran grandes pérdidas en el rotor y temperaturas previstas que no suelen ser temperaturas de estator inaceptables, mientras que en las máquinas con embobinados de rotor aislado pueden ser más limitadas.

1.11 EFECTOS EN SISTEMAS DE TRANSMISION.

El flujo de corrientes armónicas en una red produce dos efectos principalmente:

1) Una es la pérdida en la transmisión provocada por el incremento del valor rms de la forma de onda de la corriente.

$$\sum I_n^2 R_n$$

donde I_n es la corriente armónica n y R_n es la resistencia del sistema en la frecuencia armónica.

2) El segundo efecto del flujo de corriente armónica es el provocar la caída de voltaje armónico a través de varias impedancias del circuito.

Esto significa, que un sistema "débil" (una impedancia grande y por lo tanto un nivel de falla bajo) provocará grandes disturbos de voltaje, mientras un sistema "rígido" tendrá un nivel de falla alto y bajas impedancias y para el caso de transmisión por cable, los voltajes armónicos incrementarán el esfuerzo dieléctrico en proporción a su tensión momentánea máxima. Este efecto recorta la vida útil del cable, también incrementa el número de fallas y por ésto el costo de las reparaciones.

1.12 EFECTOS EN TRANSFORMADORES.

La presencia de voltajes armónicos incrementa la histéresis y pérdidas por corrientes parásitas y esfuerzos de aislamiento. El flujo de corrientes armónicas incrementa las pérdidas en el cobre, este efecto es el más importante en el caso de transformadores convertidores, ya que estos no se benefician con la presencia de filtros, los cuales normalmente están conectados del lado del sistema de C.A. Además, con la capacidad extra requerida, los transformadores convertidores continuamente desarrollan calentamientos inesperados en la línea.

Un efecto importante para transformadores de potencia es la circulación de corrientes de secuencia cero tripla en el embobinado delta. Las corrientes extras que circulan, pueden sobrestimar los embobinados, a menos de que estos se tomen en cuenta dentro del diseño.

1.13 EFECTOS EN COMUNICACION.

Uno de los problemas más antiguos causados por las armónicas fue la interferencia telefónica. En los años 20's, cuando los rectificadores estáticos fueron introducidos para procesos industriales, los circuitos telefónicos eran alambres descubiertos y continuamente corrían paralelamente a los conductores eléctricos.

Se han conocido casos donde la energización de un gran rectificador ha provocado la interrupción de conversaciones telefónicas en una área considerable. Esto sucedió, porque la corriente armónica transportada por el rectificador indujo un campo magnético que enlazó al circuito telefónico, como se muestra en la figura 1.13.1. El voltaje inducido fue suficientemente grande para crear algunos ruidos en los circuitos telefónicos.

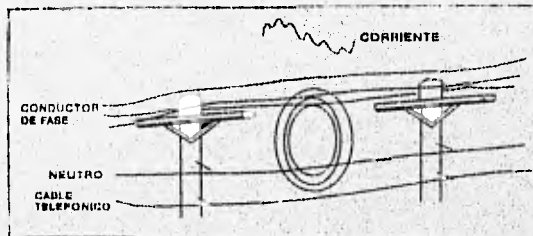


FIGURA 1.13.1 VOLTAJES INDUCIDOS PROVOCADOS POR CAMPOS MAGNETICOS DENTRO DE CIRCUITOS TELEFONICOS CERCANOS

Por ahora, este modo de interferencia aún existe pero es menor el problema, ya que más circuitos telefónicos constan de un conductor doble trenzado de conductores aislados, rodeados por una pantalla, como se muestra en la figura 1.13.2. El área de la espira del circuito telefónico que está expuesta al campo magnético de la línea de potencia se minimiza.

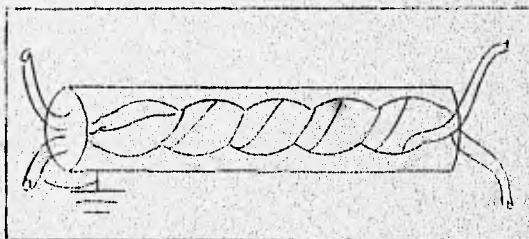


FIGURA 1.13.2 CABLE QUE MINIMIZA EL EFECTO DEL VOLTAJE INDUCIDO

CAPITULO II

FUENTES DE ARMONICAS

2.1 INTRODUCCION.

Los convertidores estáticos de potencia representan la categoría más grande de dispositivos que generan armónicas en un sistema de potencia. En este capítulo se describirán los diferentes tipos de convertidores.

Una definición en forma general de "convertidor", es aquel dispositivo empleado para convertir energía (eléctrica, mecánica, etc) de una forma a otra. Para este caso, el término "convertidor", "convertidor estático" o "convertidor estático de potencia" se refiere a los dispositivos que convierten potencia de C.A. a C.D., C.D. a C.A. o C.A. a C.A.

2.2 EL DIODO.

El diodo es un dispositivo no lineal de dos terminales que presenta una resistencia relativamente baja ($\Delta v / \Delta i$) al flujo de corriente cuando el voltaje aplicado está en dirección directa y una resistencia relativamente alta cuando el voltaje aplicado está en dirección inversa. La característica voltaje/corriente para un diodo semiconductor se muestra en la figura 2.2.1 (a). Para el propósito de este estudio, se considerará un diodo ideal, el cual conduce libremente (resistencia cero) cuando el voltaje aplicado está en la dirección directa y no conduce (resistencia infinita) cuando el voltaje aplicado está en dirección inversa. La representación del diodo ideal se muestra en la figura 2.2.1 (b).

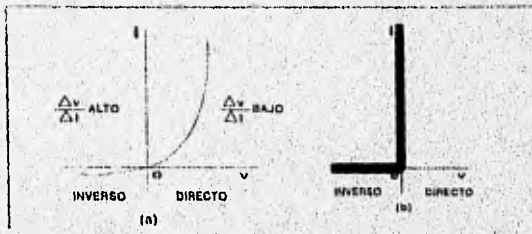


FIGURA 2.2.1 CARACTERISTICAS DE VOLTAJE Y CORRIENTE DE UN DIODO. (a) CARACTERISTICA DE UN DIODO SEMICONDUCTOR; (b) CARACTERISTICA DE UN DIODO IDEAL.

El símbolo del diodo, con voltaje aplicado en forma directa e inversa se muestra en la figura 2.2.2. Un voltaje directo se presenta cuando la terminal del ánodo (A) experimenta un voltaje que es ligeramente positivo (polarización directa) con respecto a la terminal del cátodo (K); por lo tanto la conducción comienza inmediatamente. En un diodo semiconductor, sólo unos cuantos décimos de un volt (0.3 V para el germanio, 0.7 V para el silicio), se requieren para que una corriente pueda fluir. Para el caso que se presente una polaridad inversa del voltaje (cátodo positivo respecto al ánodo) la conducción se detiene.

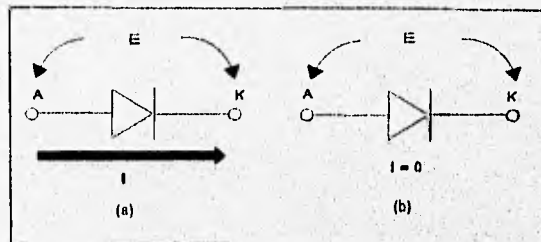


FIGURA 2.2.2 SÍMBOLO DEL DIODO: (a) VOLTAJE DIRECTO; (b) VOLTAJE INVERSO.

Una característica importante del diodo es su capacidad para reconocer entre voltajes directos e inversos. El diodo ideal es equivalente eléctricamente a un interruptor selectivo que está cerrado para voltajes directos y abierto para voltajes inversos. Este tipo de interruptores se representa en los diagramas del circuito por el símbolo mostrado en la figura anterior.

RECTIFICADORES MONOFÁSICOS.

2.3 RECTIFICADOR DE MEDIA ONDA.

Este tipo de rectificador estático convierte voltajes y corrientes de C.A. a C.D. En circuitos rectificadores, se aprovecha de la característica no lineal de un diodo para convertir corriente alterna a una corriente unidireccional pero pulsante. Un circuito rectificador llamado "rectificador de media onda", se muestra en la figura 2.3.1. El diodo experimenta un voltaje directo cuando la fuente de voltaje está en su medio ciclo positivo y conduce corriente a la carga resistiva durante este intervalo

($0^\circ - 180^\circ$). Cuando la fuente de voltaje está en su medio ciclo negativo ($180^\circ - 360^\circ$), el diodo actúa como un interruptor abierto (voltaje inverso aplicado) y la corriente no se transmite a la carga.

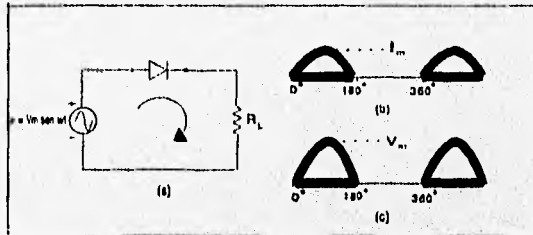


FIGURA 2.1.3 RECTIFICADOR DE MEDIA ONDA, FASE SENCILLA: (a) DIAGRAMA DEL CIRCUITO; (b) CORRIENTE DE CARGA; (c) VOLTAJE DE CARGA.

De este modo, para la fuente de voltaje $v = V_m \text{ sen } \omega t$, la corriente de carga resultante es:

$$i = v/R_L = V_m \text{ sen } \omega t / R_L = I_m \text{ sen } \omega t \quad \text{para } 0 < \omega t < \pi$$

$$i = 0 \quad \text{para } \pi < \omega t < 2\pi$$

la corriente de carga se ilustra en la figura 2.3.1 (b).

El voltaje de la carga también consta de una serie de medias ondas senoidales, separadas por intervalos de voltaje cero. Lo sigue el voltaje de la fuente cuando el diodo está conduciendo, como se muestra en la figura 2.3.1 (c).

El propósito de la rectificación es obtener una corriente unidireccional. La componente de la corriente de la carga está dada por el valor promedio de la corriente periódica de tiempo variable. Este valor promedio se obtiene integrando la corriente de carga sobre su periodo y dividiendo por el periodo:

$$\begin{aligned} I_{CO} &= 1/2\pi \int_0^{2\pi} i d(\omega t) = 1/2\pi \int_0^{\pi} I_m \text{ sen } \omega t d(\omega t) + 0 \\ &= 1/2\pi I_m (-\cos \omega t) \Big|_0^{\pi} = I_m / \pi = 0.32 I_m \end{aligned}$$

De este modo, en un rectificador de media onda, tanto la corriente de carga como el voltaje de carga son ondas senoidales de medio ciclo, y la componente de la corriente transportada por la carga es aproximadamente 30% del valor máximo de la corriente pulsante.

2.4 RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA.

Un circuito rectificador de onda completa (puente rectificador) se muestra en la figura 2.4.1. Con este arreglo, la corriente I_c fluye a través de los diodos 1 y 2 cuando el voltaje de la fuente está en su medio ciclo positivo. Cuando el voltaje aplicado es inverso, los diodos 3 y 4 empiezan a conducir la corriente I_c a la carga como resultado de la aplicación de voltaje directo, y los diodos 1 y 2 se cierran, como resultado de la aplicación de voltaje inverso. Esta corriente a través de la resistencia de la carga se presenta siempre en la misma dirección.

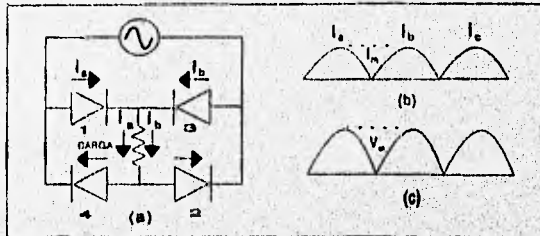


FIGURA 2.4.1 RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA, FASE SENCILLA: (a) DIAGRAMA DEL CIRCUITO; (b) CORRIENTE DE CARGA; (c) VOLTAJE DE CARGA.

Las figuras 2.4.1 (b) y (c) muestran la corriente de la carga y el voltaje de la carga, cada uno constan de series continuas de ondas senoidales de medio ciclo, sin intervalos de corriente cero o voltaje cero. La corriente de C.D. transportada por la carga es de este modo dos veces tan grande como en el rectificador de media onda (64% del valor máximo de la corriente I_m):

$$I_{CD} = 2 (I_m / \pi) = 0.64 I_m$$

Los rectificadores de media onda y onda completa se emplean en diferentes aparatos domésticos, tales como TV's, radios, máquinas de coser y taladros eléctricos de velocidad variable. La corriente unidireccional de C.D. a través de estas cargas pulsantes, no afectará el rendimiento del equipo. En el lado de C.A., la corriente transportada por tal equipo consumidor se parece a la onda mostrada en la figura 2.4.2.

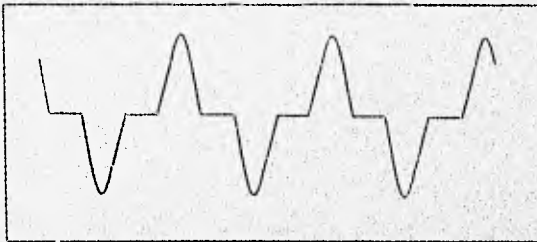


FIGURA 2.4.2 CORRIENTE DE C.A. TRANSPORTADA POR EL EQUIPO CONSUMIDOR.

Para equipos más sensibles, se puede emplear un inductor, el cual filtrará la fluctuación de la corriente de la carga. El inductor, se coloca en serie con la carga, como se muestra en la figura 2.4.3, éste se dimensiona para asegurar un flujo constante de corriente para la carga. Como sea, se nota que el rectificador del voltaje de salida (a través de la combinación RL) aún pulsará. Si la carga contiene suficiente inductancia inherente, el efecto es similar.

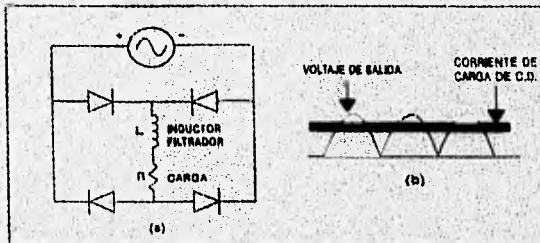


FIGURA 2.4.3 RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA DE FASE SENCILLA CON INDUCTOR FILTRADOR: (a) DIAGRAMA DEL CIRCUITO; (b) VOLTAJE DE SALIDA DEL RECTIFICADOR Y CORRIENTE DE CARGA DE C.D.

RECTIFICADORES TRIFASICOS.

2.5 RECTIFICADOR DE TRES PULSOS.

La figura 2.5.1 muestra un arreglo de un rectificador de tres pulsos (tres diodos) en el cual una fuente trifásica suministra de voltajes balanceados línea a neutro.

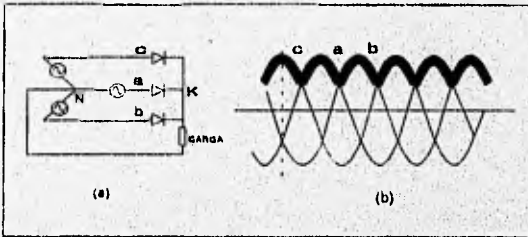


FIGURA 2.5.1 RECTIFICADOR DE TRES PULSOS, TRES FASES: (a) DIAGRAMA DEL CIRCUITO; (b) VOLTAJE DE FUENTE DE C.A. DE LÍNEA A NEUTRO, BALANCEADO.

Como se muestra en la figura 2.5.2 en el primer intervalo de 60° , la corriente de la carga completa se transporta por el diodo fase c, donde el voltaje de esta fase es más positivo. El potencial del punto K (el cátodo común) sigue el potencial del punto c durante este intervalo; de este modo, los diodos de las fases a y b tienen voltaje negativo aplicado con respecto a K y se comportan como interruptores abiertos.

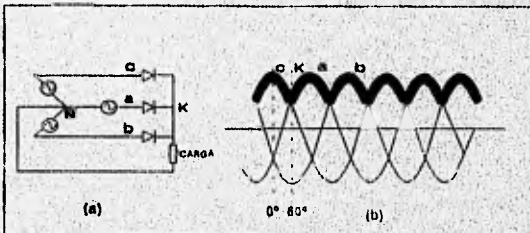


FIGURA 2.5.2 RECTIFICADOR DE TRES PULSOS, TRES FASES-INTERVALO DURANTE LA CONDUCCION $0^\circ-60^\circ$: (a) DIAGRAMA DEL CIRCUITO; (b) VOLTAJE DE FUENTE DE C.A. DE LÍNEA A NEUTRO, BALANCEADO.

De acuerdo a la figura 2.5.3, el siguiente intervalo que se considera es el de 120° ($60^\circ - 180^\circ$). El voltaje de fase a en algún momento, llega a ser más positivo en 60° , provocando que el diodo de fase a empiece a conducir. En el mismo instante, el punto K empieza a seguir el potencial del punto a, de este modo, el diodo fase c (ahora con una polarización negativa) se cierra. El diodo fase a continua para llevar la corriente de carga completa hasta 180° , el diodo de fase b empieza a conducir como resultado de la polarización directa. En el siguiente intervalo de 120° ($180^\circ - 300^\circ$), el diodo de fase b conduce la corriente de carga completa, el punto K es del mismo potencial como el punto b y los otros diodos actúan como interruptores abiertos. El diodo fase c empieza a conducir en 300° , y este proceso se repite. La figura 2.5.3 muestra que el voltaje (K - N) a través de la carga sigue a los picos positivos de los voltajes de línea a neutro de la fuente.

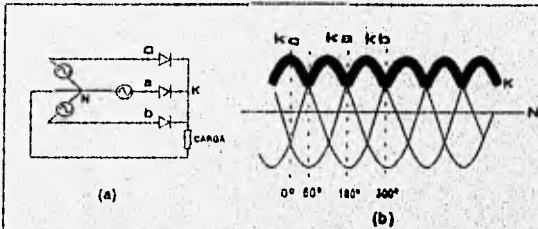


FIGURA 2.5.3 RECTIFICADOR DE TRES PULSOS, TRES FASES-INTERVALO DURANTE LA CONDUCCIÓN $0^\circ-60^\circ$ Y $180^\circ-300^\circ$: (a) DIAGRAMA DEL CIRCUITO; (b) VOLTAJE DE FUENTE DE C.A. DE LINEA A NEUTRO, BALANCEADO.

La figura 2.5.4 muestra que una corriente de carga continua, se forma de bloques de 120° de corriente, correspondiente a la conducción de cada diodo. Se asume que la carga tiene suficiente inductancia para mantener la corriente constante fluyendo a la carga. Las corrientes de fase en el lado de C.A. (también las corrientes del diodo) tiene una forma de onda compuesta por intervalos de corriente positiva de 120° , seguidos por intervalos de corriente cero de 240° .

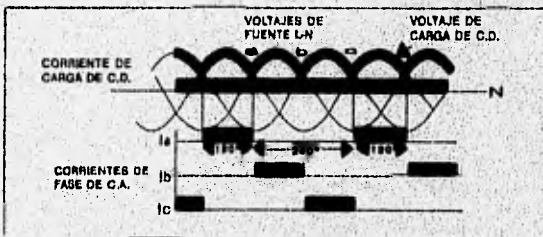


FIGURA 2.5.4 FORMAS DE ONDA DEL RECTIFICADOR DE TRES PULSOS, TRES FASES MOSTRANDO VOLTAJES DE FUENTE DE C.A. LINEA A NEUTRO, CORRIENTES DE FASE DE C.A., VOLTAJE DE CARGA DE C.D., Y CORRIENTE DE CARGA D

2.6 RECTIFICADOR DE SEIS PULSOS: FORMAS DE ONDA DE VOLTAJE.

En la figura 2.6.1 se muestra un circuito rectificador de seis pulsos, tres fases. Este arreglo produce mucho menos fluctuación en la salida del rectificador que el circuito de tres pulsos. Es decir, este rectificador transporta corrientes de línea que están muy cercanas al perfil de la onda senoidal patrón, esto es, que las corrientes de línea tienen intervalos tanto positivos como negativos y periodos más cortos de corriente cero.

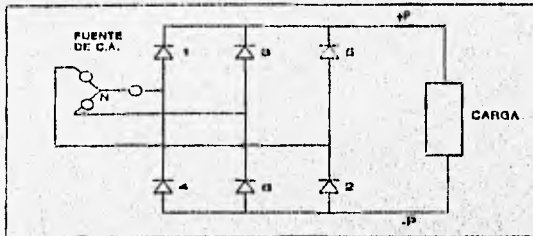


FIGURA 2.6.1 CIRCUITO RECTIFICADOR DE SEIS PULSOS, TRES FASES.

El análisis más conveniente para un puente de seis pulsos, es considerándolo como la combinación de dos rectificadores de tres pulsos separados. La figura 2.6.2 muestra el potencial de la terminal positiva de C.D. (+ P) con respecto al neutro, coincidiendo con los picos positivos de los voltajes línea a neutro de C.A., justo como en el caso del rectificador de tres pulsos. Usando un análisis similar, podemos mostrar que el potencial de la terminal de C.D. (- P) sigue los picos negativos de los voltajes de la fuente de la línea a neutro de C.A.

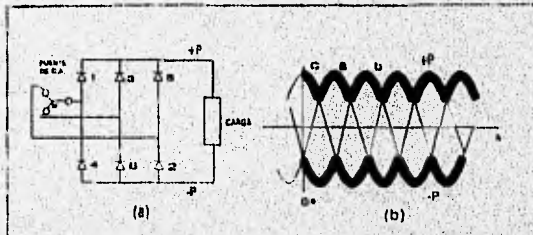


FIGURA 2.6.2 RECTIFICADOR DE SEIS PULSOS, TRES FASES: (a) DIAGRAMA DEL CIRCUITO; (b) VOLTAJES DE LA FUENTE DE C.A. LINEA A NEUTRO MOSTRANDO EL VOLTAJE DE C.D. EN LA TERMINAL +P Y EL VOLTAJE DE C.D. EN LA TERMINAL -P.

La figura 2.6.3 describe el flujo de corriente en el circuito durante los tres intervalos sucesivos de 60° .

En la figura 2.6.3 (a), intervalo $0^\circ - 60^\circ$, el voltaje de fase c (más positivo) lleva al diodo 5 a conducir. El voltaje de fase b (más negativo) lleva al diodo 6 a conducir. La corriente fluye a la carga a través del diodo 5, regresando a través del diodo.

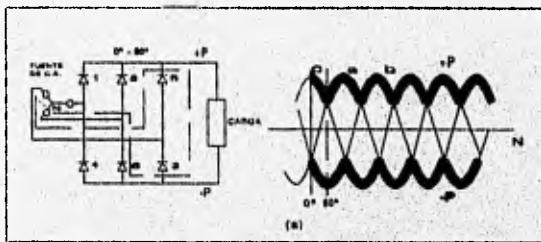


FIGURA 2.6.3(a) RECTIFICADOR DE SEIS PULSO, TRES FASES: (a) INTERVALO DE $0^\circ - 60^\circ$.

En la figura 2.6.3 (b), intervalo $60^\circ - 120^\circ$, el voltaje de fase a (más positivo) lleva al diodo 1 a conducir. El voltaje de fase b (más negativo) lleva al diodo 6 a conducir. La corriente fluye a la carga a través del diodo 1, regresando a través del diodo 6.

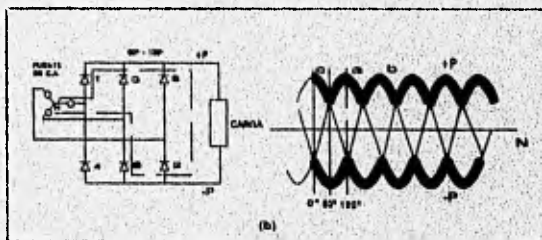


FIGURA 2.6.3(b) RECTIFICADOR DE SEIS PULSO, TRES FASES: (b) INTERVALO DE $60^\circ - 120^\circ$.

En la figura 2.6.3 (c), intervalo de $120^\circ - 180^\circ$, el voltaje de fase a (más positivo) lleva al diodo 1 a conducir. El voltaje de fase c (más negativo) lleva al diodo 2 a conducir. La corriente fluye a la carga a través del diodo 1, regresando a través del diodo 2.

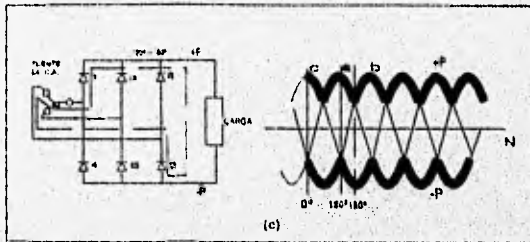


FIGURA 2.6.3 (c) RECTIFICADOR DE SEIS PULSO, TRES FASES. (c) INTERVALO DE $120^\circ - 180^\circ$.

Este modelo continúa a través de los sucesivos intervalos de 60° .

Se puede observar que un diodo es interrumpido cada 60° , mientras cada diodo lleva corriente para un total de 120° , como se muestra en la figura 2.6.4, donde el diodo 1, 3 o 5, siempre lleva corriente a la carga, mientras el diodo 2, 4 o 6, lleva corriente de la carga. Notar que la corriente de carga de C.D. es suave y continua. Por lo tanto existe suficiente inductancia inherente en el lado de C.D. para asegurar una corriente de carga de C.D. constante.

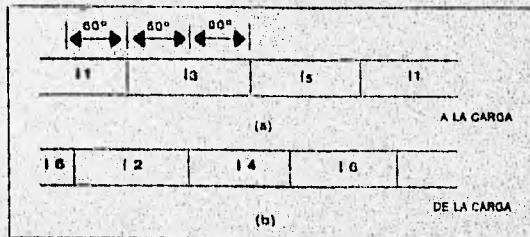


FIGURA 2.6.4 RECTIFICADOR SEIS PULSOS, TRES FASES - COMPOSICION DE LA CORRIENTE DE CARGA DE C.D.: (a) DIODOS 1, 3 Y 5 CORRIENTE DE CONDUCCION A LA CARGA; (b) DIODOS 2, 4 Y 6 CORRIENTE DE CONDUCCION DE LA CARGA.

Otra forma de analizar un rectificador de seis pulsos, es considerar los diodos en una caja como en la figura 2.6.5, la caja está alimentada por tres líneas de C.A. y tiene dos terminales de salida, +P y -P.

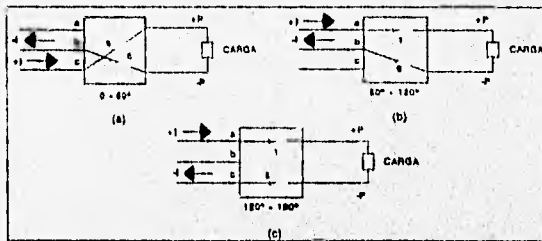


FIGURA 2.6.5 RECTIFICADOR DE SEIS PULSOS, TRES FASES, REPRESENTACION QUE MUESTRA LA CARGA INTERRUPTIDA ENTRE FASES DE LA LINEA DE C.A.: (a) INTERVALO DE 0° - 60° ; (b) INTERVALO DE 60° - 120° ; (c) INTERVALO 120° - 180° .

Los diodos actúan como interruptores automáticos, sucesivamente conectando los terminales de salida a diferentes fases de la línea de C.A.

En la figura 2.6.5 (a), en el intervalo 0° - 60° , la carga se conecta de la fase c a la b, vía los diodos 5 y 6.

En la figura 2.6.5 (b), en el intervalo 60° - 120° , la carga se conecta de la fase a, a la b, vía los diodos 1 y 6.

En la figura 2.6.5 (c), en el intervalo 120° - 180° , la carga se conecta de la fase a, a la c, vía los diodos 1 y 2.

De este modo, el voltaje de salida del rectificador está compuesto de segmentos de 60° de voltajes línea a línea de C.A., como se ilustra en la figura 2.6.6. Se nota que el arreglo de seis pulsos produce un voltaje de salida de C.D. con una considerable fluctuación más pequeña que la producida por otros circuitos examinados.

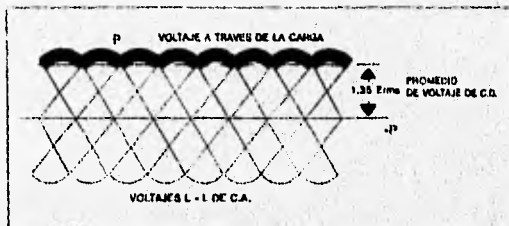


FIGURA 2.6.6 RECTIFICADOR DE SEIS PULSOS, TRES FASES, VOLTAJES LINEA - LINEA DE C.A. MOSTRANDO VOLTAJE DE C.D. A TRAVES DE LA CARGA Y PROMEDIO DE VOLTAJE DE C.D.

El promedio del voltaje de C.D. suministrado a la carga se calcula integrando la forma de onda periódica sobre su periodo y dividiendo por el periodo. Considerando que el promedio del voltaje de C.D. para un rectificador de seis pulsos es el doble que para el rectificador de tres pulsos, entonces se podrán realizar los cálculos para un rectificador de tres pulsos.

Integrando la onda senoidal para las tres fases del rectificador de tres pulsos mostrado en la figura 2.5.4 tenemos:

$$V_{dc} = ((\sqrt{2}\sqrt{3}) E_{rms} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \sin \alpha \, d\alpha) / 2\pi / 3$$

(Nota: $2\pi / 3 = 120^\circ =$ periodo de la onda)

$$\begin{aligned} &= -\cos \alpha \Big|_{\pi/6}^{5\pi/6} (\sqrt{2}\sqrt{3}) E_{rms} 3 / 2\pi \\ &= -((- \sqrt{3}/2) - \sqrt{3}/2) (\sqrt{2}\sqrt{3}) E_{rms} 3 / 2\pi \\ &= (3\sqrt{2}/2\pi) E_{rms} = (3/\pi\sqrt{2}) E_{rms} \end{aligned}$$

$$V_{dc} = 0.675 E_{rms}$$

donde E_{rms} = voltaje rms de C.A. línea a línea.

de este modo, se concluye que el voltaje promedio de C.D. entregado a la carga de un rectificador de seis pulsos es:

$$V_{dc} = 2(0.675 E_{rms}) = 1.35 E_{rms} \quad (\text{para un rectificador de seis pulsos})$$

2.7 RECTIFICADOR DE SEIS PULSOS: FORMAS DE ONDA DE CORRIENTE.

Las corrientes de línea i_a , i_b e i_c se relacionan con las corrientes del diodo, por medio, de la Ley de Kirchoff, como se muestra en la figura 2.7.1.

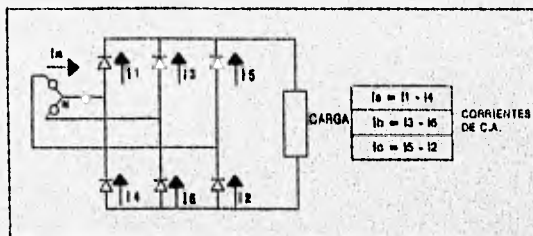


FIGURA 2.7.1 RECTIFICADOR DE SEIS PULSOS, TRES FASES, DIAGRAMA DEL CIRCUITO MOSTRANDO LAS CORRIENTES DE 6 DIODOS Y LAS 3 CORRIENTES DE FASE DE C.A.

Las figuras 2.7.2 (a) y (b) muestran las corrientes de los seis diodos y de tres corrientes de línea, gráficamente. Los diodos se disparan sucesivamente cada 60° , para producir una corriente constante de C.D. que fluye a la carga. Notar que los diodos están numerados en el orden con cual se disparan (corriente conductora).

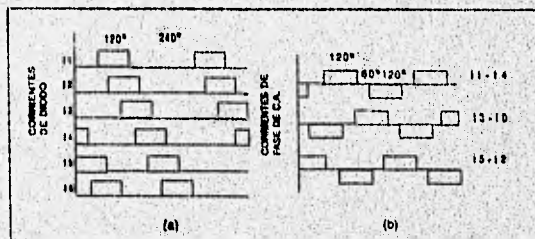


FIGURA 2.7.2 RECTIFICADOR DE SEIS PULSOS, TRES FASES: FORMAS DE ONDA DE CORRIENTE: (a) CORRIENTES DE DIODO; (b) 3 CORRIENTES DE FASE DE C.A.

Cada corriente de línea de C.A. se obtiene sustrayendo dos corrientes de diodo, de acuerdo a la ley de Kirchoff. Por ejemplo, I_1 es la corriente del diodo 1 menos la corriente del diodo 4. El resultado es una corriente de línea compuesta de un pulso positivo de corriente para 120° , seguido por una corriente cero para 60° , seguido por un pulso negativo para 120° . Así, las corrientes de línea de C.A. de un rectificador de seis pulsos lejos de tener el perfil de una senoidal, parecen estar más cerca a las corrientes normales de línea de C.A. transportadas por un rectificador de tres pulsos.

El perfil tanto de una corriente de C.D. como de C.A. depende de la cantidad de la inductancia en la carga de C.D. Por ejemplo, si la carga es mucho más resistiva que inductiva (por ejemplo una pequeña carga de un motor), la corriente de C.D. será unidireccional, pero pulsante. En este caso, las corrientes de línea de C.A. no serían pulsos cuadrados, pero sí porciones negativas y positivas de ondas seno. En contraste, los grandes motores y las cargas electroquímicas son en su mayor parte inductivas y la corriente de C.D. es suave y la corriente de C.A. consta de pulsos cuadrados negativos y positivos, como se ilustra en la figura 2.7.2.

2.8 RECTIFICADOR DE SEIS PULSOS: ARMONICAS DE C.A.

El análisis anterior de rectificadores estáticos de seis pulsos trifásicos indica que estos dispositivos son una carga no lineal en el sistema. Cuando un voltaje senoidal se aplica al rectificador, una corriente no senoidal fluye en la red de C.A.

La forma más conveniente de analizar el contenido armónico de una onda distorsionada es con un trazo de frecuencia, tal como se muestra en la figura 2.8.1. De este modo, podemos observar que un rectificador de seis pulsos genera armónicas de orden 5° , 7° , 11° , 13° , 17° , 19° , etc, cuyas amplitudes están dadas por el recíproco del orden armónico, en por unidad de la amplitud de la fundamental.

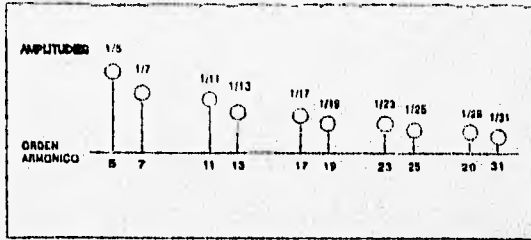


FIGURA 2.8.1 RECTIFICADOR DE SEIS PULSOS, TRES FASES, CORRIENTES ARMÓNICAS DE C.A.

En general, los convertidores de potencia estáticos (rectificadores e inversores) producen armónicas cuyo orden h , se une a la expresión dada en la figura 2.8.2. Usando esta relación, se pueden predecir las armónicas generadas por un circuito convertidor de seis pulsos, doce pulsos o mayores.

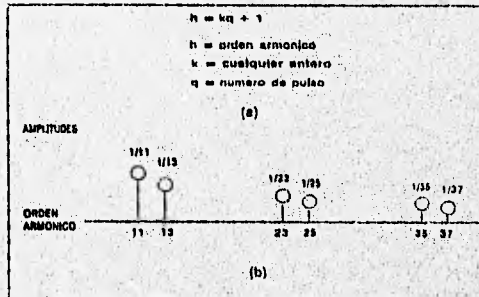


FIGURA 2.8.2 RECTIFICADOR DE SEIS PULSOS, TRES FASES: (a) EXPRESIÓN GENERAL; (b) CORRIENTES ARMÓNICAS DE C.A. DE UN CONVERTIDOR DE 12 PULSOS.

GRANDES CONVERTIDORES DE POTENCIA.

2.9 INTRODUCCION.

Los grandes convertidores de potencia han sido una considerable fuente de armónicas en sistemas de potencia por muchos años. Estos convertidores tienen capacidades en el rango de MW e incluyen terminales convertidores de alto voltaje de corriente directa (HVDC), los grandes rectificadores se utilizan en las industrias electroquímicas, electrometalúrgicas y en grandes controladores de motores de C.D., estos se utilizan en una variedad de aplicaciones industriales. A

causa del problema de potencial que provocan estos convertidores, se emplean conexiones de transformadores multi-fase y de filtros armónicos en estas instalaciones.

2.10 TERMINALES DE ALTO VOLTAJE DE CORRIENTE DIRECTA.

Los sistemas de alto voltaje de corriente directa son una fuente importante de armónicas ya que en estos sistemas se emplean grandes convertidores de potencia estática para convertir potencia de C.A. a potencia de C.D. y así regresar a potencia de C.A.

La figura 2.10.1 muestra un sistema de alto voltaje de corriente directa con dos convertidores thyristor, uno operando como un rectificador y el otro operando como un inversor. La corriente de C.D. fluye en un circuito de dos conductores o línea de transmisión, conocido como una línea bipolar o de dos polos. El nivel de potencia puede cambiar rápidamente por el cambio de los ángulos de disparo del convertidor.

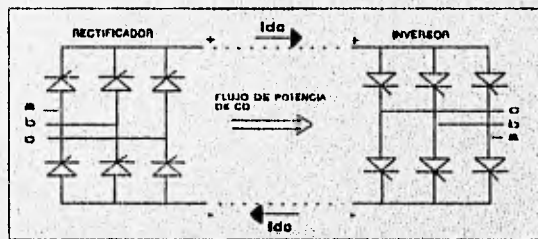


FIGURA 2.10.1 SISTEMA DE ALTO VOLTAJE DE CORRIENTE DIRECTA SIMPLIFICADO

La dirección del flujo de potencia puede ser también inversa ajustando los ángulos de disparo. En la figura 2.10.2, la polaridad del voltaje a través de cada convertidor thyristor se ha cambiado por el control de los ángulos de disparo. Por esto, el inversor llega a ser un rectificador y el rectificador un inversor. Se nota que la dirección del flujo de corriente permanece igual, de cualquier modo, la dirección del flujo de potencia es inversa.

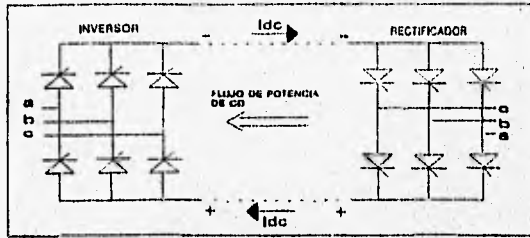


FIGURA 2.10.2 SISTEMA DE ALTO VOLTAJE DE CORRIENTE DIRECTA MOSTRANDO EL FLUJO DE POTENCIA INVERSO

La terminal de alto voltaje de corriente directa mostrada en la figura 2.10.3 emplea un puente de 12 pulsos en lugar de un puente de seis pulsos. Dos de los puentes de seis pulsos son conectados en serie y energizados por dos transformadores convertidores por separado.

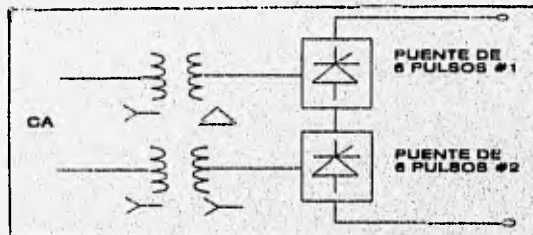


FIGURA 2.10.3 PUENTE DE 12 PULSOS COMPUESTO DE DOS PUENTES DE 6 PULSOS CONECTADOS EN SERIE

El puente número 2 es alimentado por el transformador estrella-estrella y produce la pulsación de la fluctuación del voltaje armónico de 6° orden como se muestra en la figura 2.10.4.

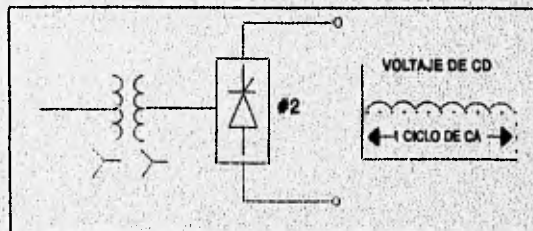


FIGURA 2.10.4 PULSACION DE LA ARMONICA DE 6° ORDEN PRODUCIDA POR EL PUENTE #2.

El puente número 1 produce la fluctuación del voltaje armónico de 6° orden, mostrado en la figura 2.10.5, el cual está 180° desfasado con respecto a la fluctuación producida por el puente número 2.

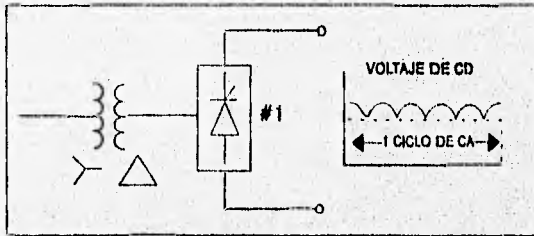


FIGURA 2.10.5 PULSACION DE LA ARMÓNICA DE 6° ORDEN PRODUCIDA POR EL PUENTE #1.

La conexión estrella-delta del puente número 1 del transformador convertidor cambia los voltajes de la línea de C.A. 30°, de esta forma, se produce el desfaseamiento de la fluctuación. Cuando los puentes de seis pulsos y los transformadores convertidores están conectados en serie, el voltaje de C.D. de la figura 2.10.6 es el doble. La fluctuación del voltaje de C.D. se reduce con la cancelación de las componentes desfasadas. Existen 12 periodos de conducción por cada ciclo de la frecuencia fundamental, los cuales producen una armónica de 12^{ava} orden en el voltaje de C.D.

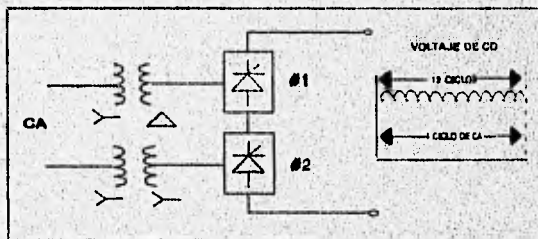


FIGURA 2.10.6 VOLTAJE DE SALIDA DE C.D. DOBLE Y UNA ARMÓNICA DE 12 PULSOS DE AMPLITUD REDUCIDA.

En el lado de C.A., la corriente transportada por el puente número 2 consta de pulsos rectangulares de corriente de polaridad positiva y negativa, como se muestra en la figura 2.10.7. Estos pulsos de corriente son característicos de los convertidores de seis pulsos.

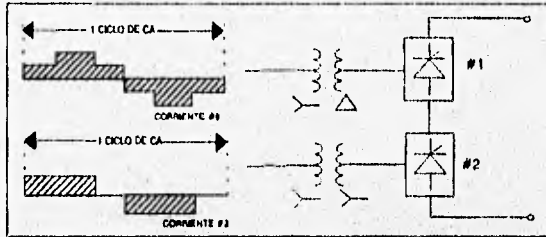


FIGURA 2.10.7 CORRIENTE DE C.A. TRANSPORTADA POR CADA PUENTE DE SEIS PULSOS.

La corriente dibujada por el puente número 1 tiene una forma de onda diferente debido a la conexión del transformador estrella-delta. La corriente en cada fase de la delta es la diferencia entre las dos corrientes de línea de seis pulsos rectangulares, 120° separados por fase. Esto produce una onda de corriente escalonada en el bobinado estrella del puente número 1. En comparación a los pulsos rectangulares, esta onda escalonada tiene componentes armónicas con las mismas magnitudes, pero diferentes ángulos de fase.

La corriente total de C.A. suministrada al puente de 12 pulsos es la suma instantánea de las dos corrientes de C.A. del puente. Esta corriente mostrada en la figura 2.10.8, es más senoidal que la corriente transportada por cualquiera de los dos puentes individuales de seis pulsos. El puente de 12 pulsos produce algunas armónicas de más bajo orden en el lado de C.A. que los producidos por un puente sencillo de seis pulsos. Las armónicas características se dan con la siguiente expresión:

$$h = 12k \pm 1 \quad k = 1, 2, 3 \dots$$

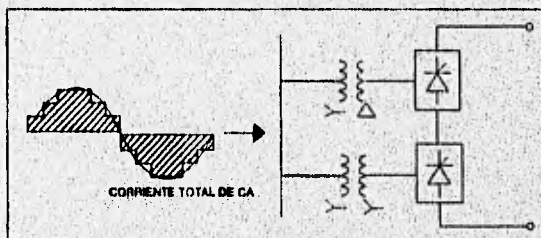


FIGURA 2.10.8 SUMA DE CORRIENTE TRANSPORTADA POR LOS Puentes DE SEIS PULSOS.

Las armónicas de 11^{vo}, 13^{vo}, 23^{vo} y 25^{vo} orden predominan. En teoría, las armónicas de 5^o y 7^o orden se cancelan, pero en la práctica las armónicas de 5^o y 7^o orden estarán aún presentes como resultado del desbalance entre los dos puentes, lo cual produce una cancelación menos perfecta. Las magnitudes de corriente armónica típica de un convertidor de 12 pulsos se muestran en la figura 2.10.9. En una instalación de alto voltaje de corriente directa de 12 pulsos, los filtros armónicos de 5^o y 7^o orden pueden ser reducidos en tamaño o eliminados.

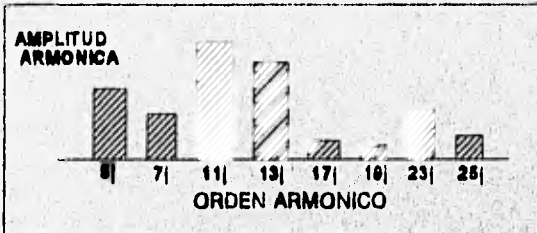


FIGURA 2.10.9 ARMONICAS TÍPICAS EN LA CORRIENTE DE CA PARA UN CONVERTIDOR DE 12 PULSOS

Un convertidor de alto voltaje de corriente directa se muestra en la figura 2.10.10, el cual utiliza un puente de 12 pulsos por polo, cada uno energizado por un transformador convertidor estrella-estrella y otro estrella-delta, conectados en paralelo. Los filtros armónicos se utilizan tanto en el lado de C.A. como en el de C.D. Un inductor también se conecta en serie con la línea de C.D. en cada terminal.

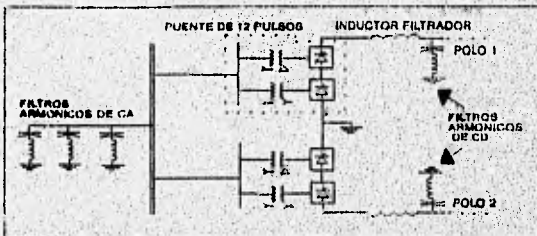


FIGURA 2.10.10 TERMINAL CONVERTIDOR DE ALTO VOLTAJE DE CORRIENTE DIRECTA CON FILTROS EN AMBOS LADOS TANTO EN CA COMO EN CD

Ya que las terminales del convertidor de alto voltaje de corriente directa controlan cantidades muy grandes de potencia, cada puente de 12 pulsos está compuesto de muchos thyristores, conectados en combinaciones serie y paralelo para obtener los voltajes y corrientes requeridos. Estos grupos de thyristores se relacionan con circuitos de graduación de voltaje, amortiguación y protección y se les conoce como válvulas. Cada terminal del convertidor puede tener algunos cientos de thyristores individuales.

Los transformadores convertidores se diseñan para llevar niveles considerables de corriente armónica. Las armónicas de seis pulsos, en particular la de 5° y 7° orden, circulan entre los dos transformadores, aún cuando éstas no penetren al resto del sistema de potencia de C.A. Las impedancias del transformador estarán balanceadas para reducir las armónicas no características y mantener la simetría del puente de 12 pulsos.

Los filtros de C.A. cuentan con circuitos (LC) capacitivos/inductivos serie sintonizados individualmente en las frecuencias apropiadas. Los filtros para las armónicas de 5°, 7°, 11^{ma}, 13^{ma} orden son requeridos. Estos filtros proveen una ruta de baja impedancia para las corrientes armónicas, reduciendo así, el nivel de armónicas que fluye dentro del resto de el sistema de potencia. Es decir, un filtro paso altas puede emplearse para filtrar armónicas de un orden más alto a la salida.

Un filtro armónico de 12^{vo} orden, puede emplearse para minimizar voltajes armónicos en el sistema de C.D. Los inductores serie también reducen las armónicas en el sistema de C.D., es decir limitan sobrecorrientes en el thyristor debido a fallas de C.D. o interruptores de comunicación.

2.11 RECTIFICADORES METALURGICOS Y ELECTRICOS.

Otra aplicación de los grandes convertidores de potencia se lleva a cabo, en las industrias electrometalúrgicas y electroquímicas. Estas industrias fueron las primeras en utilizar ampliamente los rectificadores estáticos, los cuales se utilizan en la reducción de aluminio, refinación de cobre, producción química y otros procesos industriales.

Por ejemplo, para la producción de cloro, se utiliza un gran rectificador, el cual provee una corriente de C.D. que pasa a través de una solución de cloruro de sodio (salmuera). Por la acción de

la electrólisis, el cloro se separa de la solución. El gas de cloro libre se une al ánodo y el hidróxido de sodio se une al cátodo.

En la aplicación de convertidores estáticos, los usuarios electroquímicos reconocen que las configuraciones de los pulsos más grandes limitarían las corrientes armónicas inyectadas dentro del sistema de potencia del suministrador. En sistemas de alto voltaje de corriente directa, dos transformadores desfasados 30° y dos puentes de seis pulsos se utilizan para reducir las magnitudes de las armónicas de 5° y 7° orden. Es posible reducir la magnitud armónica adicionando transformadores y puentes de seis pulsos, con un pequeño desfasamiento entre los transformadores.

Por ejemplo, en el arreglo de 24 pulsos en la figura 2.11.1 se usan 4 transformadores convertidores, operando 15° uno separado del otro. Los transformadores por separado alimentan a cuatro puentes rectificadores de seis pulsos.



FIGURA 2.11.1 RECTIFICADOR DE 24 PULSOS UTILIZANDO 4 TRANSFORMADORES.

Como se muestra en la figura 2.11.2, la corriente de CA que fluye dentro de cada rectificador de seis pulsos tiene la forma escalonada característica de la conexión de un transformador en delta. Con aproximadamente 20% de la corriente armónica de 5° orden.

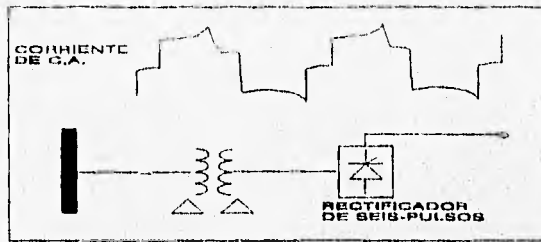


FIGURA 2.11.2 CORRIENTE DE C.A. DENTRO DE CADA RECTIFICADOR DE SEIS-PULSOS CON 20% DE LA 5ª CORRIENTE ARMÓNICA

Estas corrientes de C.A. son desfasadas 15° por cada rectificador de seis pulsos, así que la corriente total transportada por el rectificador de 24 pulsos, como se muestra en la figura 2.11.3, se asemeja a una onda senoidal. La corriente armónica de 5º orden está reducida cerca del 2%.

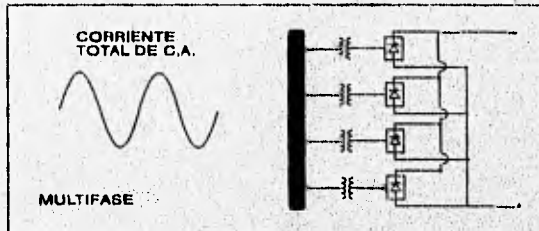


FIGURA 2.11.3 CORRIENTE TOTAL DENTRO DEL RECTIFICADOR DE 24-PULSOS CON 2% DE 5ª CORRIENTE ARMÓNICA

Los procesos electroquímicos más grandes utilizan arreglos de 24, 36 o 48 pulsos para mitigar efectivamente las armónicas. Esta técnica, conocida como multifase, ha sido aplicado en procesos industriales por varias décadas.

2.12 GRANDES CONTROLADORES DE MOTORES DE C.D.

Otra aplicación para grandes convertidores de potencia es controlar la velocidad de grandes motores de C.D., como se muestra en la figura 2.12.1. Los motores de C.D. se utilizan en maquinaria pesada como controladores de velocidad.

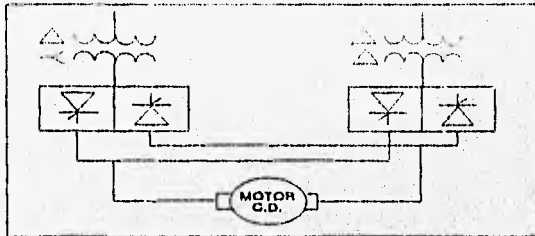


FIGURA 2.12.1 CONVERTIDOR DE POTENCIA UTILIZADO COMO CONDUCTOR DE VELOCIDAD AJUSTABLE PARA UN GRAN MOTOR DE C.D.

El circuito conductor cuenta de un rectificador estático, típicamente de 12 pulsos, que suministra un voltaje variable a la armadura del motor. La velocidad se puede incrementar, decrementar o simplemente invertir ajustando el voltaje de armadura.

CONVERTIDORES DE POTENCIA MEDIANOS.

2.13 MOTORES DE C.D.

Aunque, prácticamente toda la energía eléctrica producida comercialmente se genera, transmite y distribuye en forma de corriente alterna, una buena porción de esta energía se utiliza en forma de corriente directa. Los motores de C.D. en la industria tienen muchas aplicaciones especiales. Estos se prefieren sobre los motores de C.A. donde la carga del motor requiere un alto momento de torsión.

Los motores de C.D. operan relativamente a baja velocidad. Estos motores son idealmente aptos para aplicaciones con maquinaria de gran tamaño, incluyendo fábricas de acero, malacate de extracción en minas, gruas, equipos de perforación y locomotoras eléctricas. En todas estas aplicaciones el control de velocidad es importante. El motor debe funcionar en cualquier velocidad, ya sea en dirección adelantada o atrasada.

La velocidad de un motor de C.D. está dada por la expresión:

$$n = (60E) / N_p \phi$$

donde:

n = velocidad del motor en rpm.

E = voltaje suministrado a los embobinados de la armadura.

N_p = número total de conductores de la armadura en el rotor.

Φ = flujo magnético por polo.

Donde el número de conductores de la armadura es constante para cualquier máquina. La velocidad se puede ajustar en dos formas, en la primera el voltaje de armadura puede ajustarse, mientras se mantenga el flujo por polo constante. En la segunda, el flujo por polo puede ajustarse, mientras se mantenga el voltaje de armadura constante. El primer método está referido al control de armadura, mientras que al segundo se le conoce como de campo rebajado.

2.14 CONTROLADORES DE MOTOR DE C.D. TRIFASICOS.

El circuito típico de un controlador de motor de C.D. se muestra en la figura 2.14.1, el cual es simplemente un rectificador estático de seis pulsos que suministra un voltaje E de C.D., a la armadura del motor.

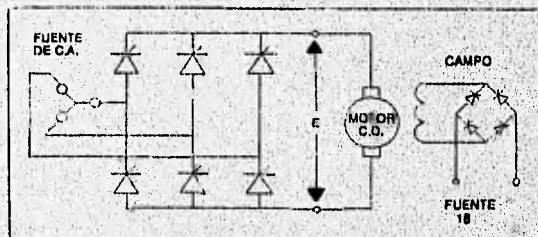


FIGURA 2.14.1 RECTIFICADOR ESTÁTICO DE SEIS-PULSOS SUMINISTRANDO VOLTAJE DE C.D. A LA ARMADURA DEL MOTOR

2.15 CONTROL DE ARMADURA.

Si el campo de excitación se mantiene constante, el flujo del motor por polo también será constante. En este caso, la velocidad del motor depende sólo del voltaje de armadura, E . En la práctica, el puente monofásico provee de un voltaje de C.D. fijo al campo. Esto provoca una corriente de excitación de C.D. constante que fluye en el devanado del campo.

Con una excitación fija, sólo el ángulo de disparo del thyristor del circuito de la armadura necesita ajustarse para lograr el control de la velocidad del motor. La velocidad variará en proporción directa al voltaje de armadura E . A este método de control de velocidad se le conoce como "control de armadura", es útil en elevadores, malacate de mina y fábricas de acero y papel.

Por ejemplo, como se muestra en la figura 2.15.1 en un ángulo de disparo (α) de 90° , el voltaje de C.D. promedio que se suministra al motor es cero y el motor no gira del todo. Si el ángulo de disparo decrece a 30° , el voltaje de C.D. es positivo y el motor gira. Con un ángulo de disparo de 0° , el voltaje de C.D. es máximo y el motor gira a una máxima velocidad. Del mismo modo, si el ángulo de disparo es mayor que 90° , digamos 150° , el voltaje de C.D. es negativo y el motor actúa como generador.

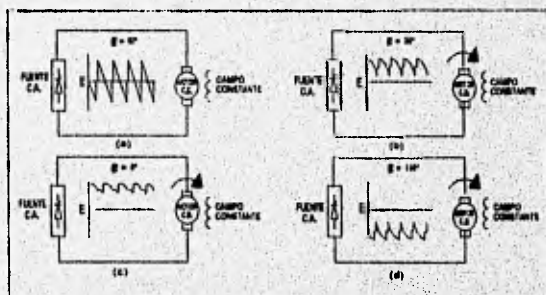


FIGURA 2.15.1 VELOCIDAD DEL MOTOR DE C.D. AJUSTADA POR LA VARIACION DEL ANGULO DE DISPARO: (a) 90° , MOTOR PARADO; (b) 30° , ROTARA DE ACUERDO A LAS MANECILLAS DEL RELOJ; (c) 0° , ROTARA A LA MÁXIMA VELOCIDAD; (d) 150° , LA MAQUINA ACTUA COMO GENERADOR.

La velocidad del motor se puede controlar también por la variación del flujo mientras se mantenga el voltaje de armadura constante. El circuito de la figura 2.14.1, se realiza ajustando el ángulo de disparo del thyristor que suministra al campo del motor. Con un voltaje reducido de C.D. suministrado al campo, tanto la corriente de excitación como el flujo disminuirán. De acuerdo al desarrollo al mismo voltaje con un flujo débil, el motor girará más rápido. Por esto, la velocidad del motor se puede incrementar sobre su valor medido por el decremento de la excitación. Este método de control de velocidad es conocido como "control de campo" o "reducción de campo", se utiliza principalmente en motores que suministran a procesos de enrollamiento. Algunos ejemplos son la fábricas de papel y metal.

Las corrientes armónicas de C.A. transportadas por este tipo de impulso de C.D. de velocidad variable son las mismas, como las transportadas por cualquier rectificador estático de seis pulsos. Las armónicas de 5°, 7°, 11° y 13° orden, predominan en las corrientes del sistema de C.A. Las magnitudes armónicas teóricas son iguales a 1 dividido por el orden armónico. Las magnitudes armónicas prácticas se reducen, como se muestra en la figura 2.15.2, porque la inductancia de la fuente del sistema de C.A. tiende a redondear la esquina afilada de los pulsos de corriente.

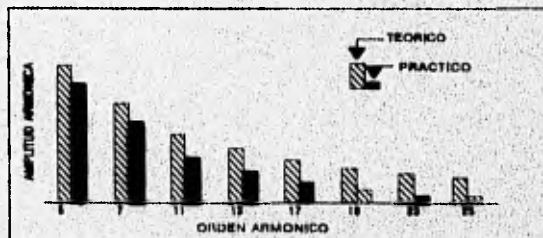


FIGURA 2.15.2 AMPLITUD DE CORRIENTES ARMÓNICAS, PRÁCTICA vs TEÓRICA.

2.16 CONTROLADORES DE MOTOR DE C.D. MONOFASICO.

Los controladores de motor de C.D. trifásicos se emplean en maquinaria pesada industrial. Los controladores de motor de C.D. monofásicos, en el rango de tamaño medio, pueden conectarse también al sistema de la compañía suministradora de energía. Un ejemplo es el motor de tracción de C.D. para locomotoras eléctricas.

En el motor de tracción de C.D. mostrado en la figura 2.16.1, los devanados de campo del estator se conectan en serie con los devanados de la armadura del rotor. A este motor se le conoce como motor serie. El campo lleva completa la corriente de armadura.

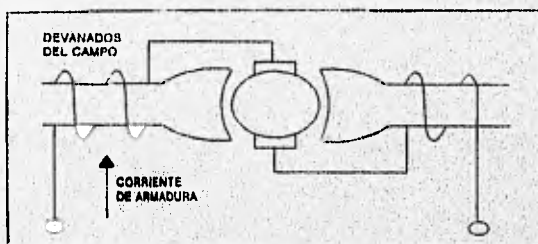


FIGURA 2.16.1 MOTOR TIPICO DE TRACCION DE C.D. (MOTOR SERIE).

Cuando un motor serie se arranca, el flujo por polo es alto debido a que la corriente de arranque transportada por el motor es alta. Así, el momento de torsión de arranque de un motor serie es mucho más grande que el de un motor derivado, como se indica en la figura 2.16.2. Esta característica de un motor serie lo hace adecuado para el uso de trenes eléctricos. Puesto que el momento de torsión es muy alto en baja velocidad, un tren pesado puede acelerar rápidamente después de un alto total.

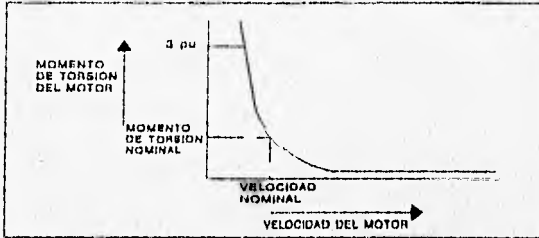


FIGURA 2.16.2 CURVA MOMENTO DE TORSION vs. VELOCIDAD PARA UN MOTOR SERIE.

La locomotora eléctrica está conectada a un conductor monofásico conocido como "catenaria" por medio de una estructura flexible conocida como "pentógrafo". El circuito equivalente de la figura 2.16.3 muestra un alimentador de potencia de C.A. hacia un puente rectificador monofásico en el tablero del tren, para conversión a C.D. Controlando el voltaje de armadura, el rectificador ajusta la velocidad de un motor serie de C.D. para acelerar y desacelerar la locomotora. En la práctica, varios motores de C.D. se utilizan en una locomotora sencilla.

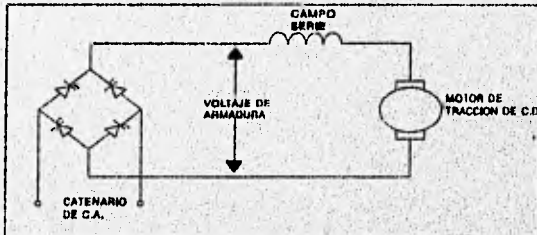


FIGURA 2.16.3 CIRCUITO EQUIVALENTE DEL PUNTE RECTIFICADOR SUMINISTRANDO POTENCIA DE C.D. AL MOTOR DE TRACCION.

Las armónicas introducidas dentro del sistema de potencia por la locomotora eléctrica son similares a las producidas por cualquier puente rectificador monofásico, como se muestra en la figura 2.16.4. Todas las armónicas impares están presentes, siendo la armónica de 3^{er} orden la de magnitud más grande. Los diferentes convertidores monofásicos, así como los convertidores de seis puentes, trifásicos producen armónicas que incluyen los múltiplos de tres.

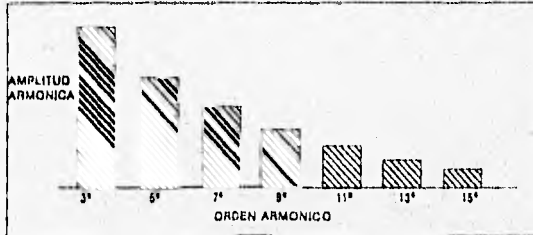


FIGURA 2.16.4 CORRIENTE ARMONICA DE FASE SENCILLA INTRODUCIDA AL SISTEMA DE C.A. POR CONTROLADORES ELECTRICOS.

2.17 CONTROLADORES DE MOTOR DE C.A.

Los controladores de velocidad variable de motores de C.A. se utilizan también en la industria. En efecto, los motores de inducción trifásicos son los que se encuentran con mayor frecuencia, mientras que los motores de C.D. son preferidos cuando se requieren bajas velocidades y momentos de torsión altos, los motores de C.A. se emplean en aplicaciones de alta velocidad, tales como, bombas, ventiladores y compresores. Estos motores de inducción operan a velocidades de 1200, 1800, 3600 rpm o mayores. Por lo tanto, los motores de C.A. son generalmente más resistentes, requieren menor mantenimiento y son menos caros que los motores de C.D.

La velocidad del motor de C.A. se puede controlar tanto por voltaje como por frecuencia. Esto se puede llevar a cabo, con un controlador convertidor conocido como controlador de C.A. de velocidad variable, frecuencia variable.

El controlador de la figura 2.17.1 consta de un inversor y un rectificador de seis pulsos, trifásico, conectados por un eslabón de C.D. Un inductor y un gran capacitor filtro se incluyen en el eslabón de C.D., esto provee de un voltaje fijo a la sección del inversor. El rectificador está conectado a la línea de suministro trifásica y el inversor está conectado al devanado de la armadura en el estator del motor de inducción trifásico. Este tipo de controlador convertidor se le conoce como convertidor de eslabón de C.D.

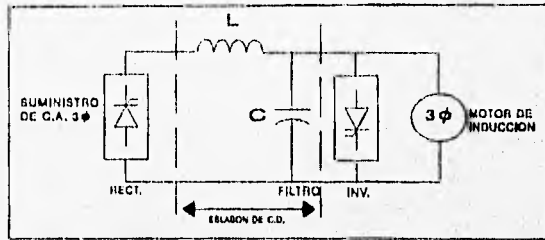


FIGURA 2.17.1 ARREGLO TÍPICO DE UN CONTROLADOR DE C.A. DE VOLTAJE AJUSTABLE, FRECUENCIA AJUSTABLE.

El voltaje variable se suministra por el puente rectificador, mientras la frecuencia variable viene del inversor mostrado en la figura 2.17.2. El inversor es capaz de generar su propia frecuencia de C.A. ya que es un inversor de fuerza conmutada. Todos los elementos necesarios para la conmutación son incluidos dentro del mismo inversor.

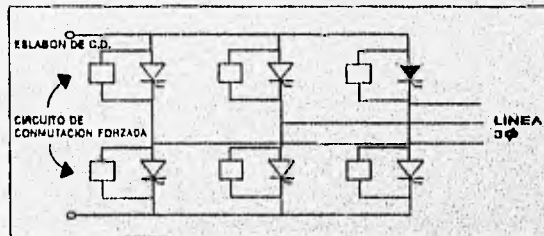


FIGURA 2.17.2 FRECUENCIA AJUSTABLE SUMINISTRADA POR UN INVERSOR DE CONMUTACION FORZADA.

CONVERTIDORES DE POTENCIA MEDIANOS: CONTROLADORES DE MOTOR.

2.16 CONTROLADORES INVERSORES ALIMENTADOS POR CORRIENTE.

El inversor alimentado por corriente de la figura 2.16.1 es otro tipo de controlador de velocidad variable para un motor de C.A. Como el controlador inversor alimentado por voltaje, éste cuenta con un rectificador a inductor en un arreglo de eslabón de C.D. Es decir, esto no es una fuerza conmutada, pero es en cambio una conmutación natural para el motor. El controlador inversor alimentado por corriente es conocido también como controlador inversor de carga conmutada.

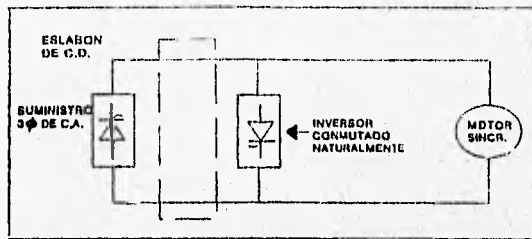


FIGURA 2.18.1 ALIMENTADOR DE CORRIENTE O INVERSOR DE CARGA CONMUTADA PARA AJUSTAR LA VELOCIDAD DEL MOTOR DE C.A.

Por su conmutación natural, el controlador inversor de carga conmutada puede utilizarse con un motor síncrono. Este controlador es muy eficiente porque tiene un circuito adicional para conmutación forzada, se recomienda para motores de C.A., tales como motores de bombas y ventiladores en una planta de potencia.

2.19 CONTROLADORES INVERSORES PARA LA MODULACION DEL ANCHO DE PULSOS.

El controlador para la modulación del ancho del pulso, mostrado en la figura 2.19.1 es otro controlador que se utiliza constantemente. Este es un controlador de eslabón de C.D., que utiliza un rectificador y un inversor de conmutación forzada para el control de la velocidad de un motor de inducción. En contraste al inversor alimentado por voltaje, la sección rectificador es un puente de diodo sencillo en lugar de un puente thyristor. Este rectificador suministra un voltaje de C.D. constante para el inversor. Un inductor y un capacitor filtro se incluyen en el eslabón de C.D. para minimizar la fluctuación el voltaje de salida del rectificador.

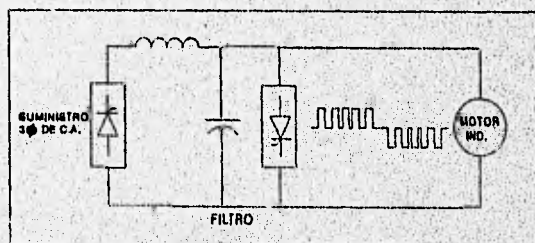


FIGURA 2.19.1 CONTROLADOR INVERSOR PARA LA MODULACION DEL ANCHO DE PULSO.

La sección del inversor cambia las porciones de este voltaje constante de C.D. forzando a los thyristores a cambiar a encendido y apagado muy rápido. El control del ángulo de disparo crea pulsos cortos de voltaje positivo de amplitud constante, seguidos por un número igual de pulsos cortos negativos, como se muestra en la figura 2.19.2. El ancho de pulso y el espacio de pulso son ordenados de modo que el promedio de carga se parezca a una onda senoidal. A esta técnica se le conoce como modulación del ancho de pulso (PWM).

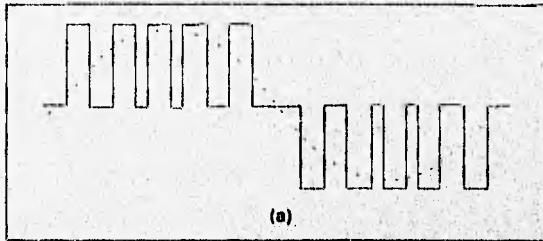


FIGURA 2.19.2 (a) APROXIMACION DE UNA ONDA SENOIDAL.

En un controlador de modulación del ancho del pulso, la frecuencia de salida del inversor se ajusta cambiando el número de pulsos positivos y negativos. Por ejemplo, para cortar la frecuencia a la mitad, el periodo se duplica, duplicando el número de pulsos, como se observa en la figura 2.19.3.(b).

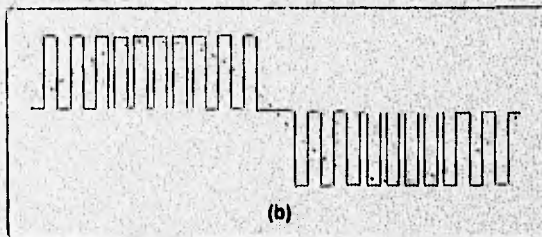


FIGURA 2.19.2 (b) FRECUENCIA DIVIDIDA POR UN NÚMERO DOBLE DE PULSOS.

El voltaje de salida del inversor también se puede ajustar, siempre y cuando la magnitud del voltaje de entrada de C.D. no varíe. Esto se lleva a cabo cambiando la amplitud de cada pulso, como se puede observar en la figura 2.19.3. (c).

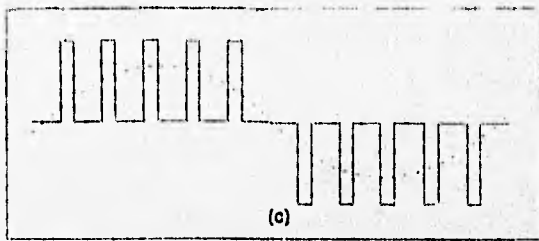


FIGURA 2.19.2 (c) VOLTAJE DIVIDIDO A LA MITAD POR UN REDUCTOR DE LA AMPLITUD DEL PULSO.

En el inversor alimentado por voltaje, tanto la frecuencia como el voltaje serán variados para controlar la velocidad del motor de inducción. Esto se lleva a cabo completamente en la sección del inversor, cambiando a ambos el número y la amplitud de los pulsos de voltaje.

Para reducir la velocidad del motor a la mitad, el número de pulsos por medio ciclo se duplica para reducir la frecuencia. Al mismo tiempo, los pulsos deben ser la mitad del ancho para reducir el voltaje, como se ilustra en la figura 2.19.2(d).

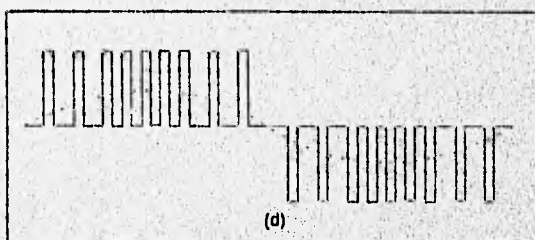


FIGURA 2.19.2 (d) VELOCIDAD DIVIDIDA POR UN NÚMERO DOBLE DE PULSOS Y AMPLITUD DEL PULSO REDUCIDA A LA MITAD SIMULTÁNEAMENTE.

El controlador de modulación del ancho del pulso es un controlador de tipo voltaje variable, frecuencia variable, como lo es el controlador inversor alimentado por voltaje. El controlador alimentado por voltaje varía el este con un rectificador thyristor y varía la frecuencia con el inversor. En un controlador del ancho del pulso, tanto la frecuencia como el voltaje se varían en la sección del inversor de conmutación forzada.

Una ventaja importante del controlador de modulación del ancho del pulso es la economía del uso de un puente de diodo sencillo antes que thyristores en la sección de rectificador. Sin

Existencia en el circuito rectificador no existirá retraso en el ángulo de fase de la corriente de C.A. De este modo, de la red de C.A., el controlador de modulación del ancho del pulso luce como una carga constante con alto factor de potencia.

2.20 ARMÓNICAS DEL CONTROLADOR DEL MOTOR EN EL ESLABÓN DE C.D.

Se han visto, tres tipos diferentes de controladores del eslabón de C.D. para el control de motores de C.A. de tamaño medio, éstos son:

- 1.- Controlador Inversor Alimentado por Voltaje.
- 2.- Controlador Inversor de Carga Conmutada.
- 3.- Controlador Inversor de Modulación del Ancho del Pulso.

Existen otras variedades de controladores de motor de C.A. que emplean un rectificador e inversor, conectados por un eslabón de C.D.

Todos los controladores con eslabón de C.D., tienen una cosa en común, la sección inversor está aislada efectivamente de la sección rectificador por el filtro LC en el eslabón de C.D. del sistema de potencia de C.A., todos estos dispositivos lucen como rectificadores de seis pulsos. Si estos componentes no son lo suficientemente grandes para aislar al inversor del rectificador, todas las características armónicas del inversor se reflejan dentro del sistema de C.A.

Las armónicas generadas por cualquier tipo de controlador de eslabón de C.D., son las mismas que para un puente de seis pulsos. Las corrientes de línea en la red de C.A. están compuestas predominantemente de armónicas de orden 5^o, 7^o, 11^o, 13^o y de más alto orden, que son todas las armónicas impares excepto los múltiplos de tres.

Si la carga contiene una gran cantidad de inductancia, la corriente de línea de C.A. contará con pulsos cuadrados positivos y negativos, como se muestra en la figura 2.20.1.

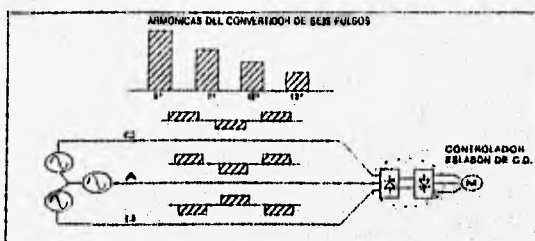


FIGURA 2.20.1 CORRIENTE DE LÍNEA DE C.A. RESULTADO DE EL CONTROLADOR DE MOTOR DE ESABÓN DE C.D. SUMINISTRANDO UNA GRAN CARGA INDUCTIVA.

Para motores más pequeños, los cuales son más resistivos, la corriente de línea de C.A. se asemeja a porciones positivas y negativas de onda senoidal, como se ilustra en la figura 2.20.2.

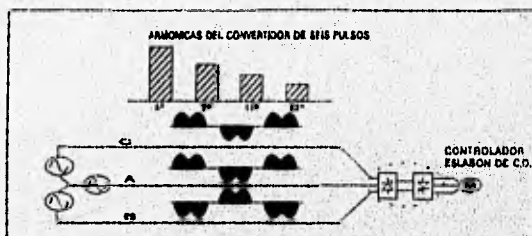


FIGURA 2.20.2 CORRIENTE DE LÍNEA DE C.A. RESULTADO DE EL CONTROLADOR DE MOTOR DE ESABÓN DE C.D. SUMINISTRANDO UNA PEQUEÑA CARGA INDUCTIVA.

2.21 CICLOCONVERTIDORES.

Un tipo completamente diferente y controlador de motor de C.A., se muestra en la figura 2.21.1., al cual se le conoce como Cicloconvertidor. Como su nombre lo dice, el cicloconvertidor es un dispositivo que convierte la potencia de C.A. de una frecuencia (típicamente 60 Hz) a una potencia de C.A. en menor frecuencia. Diferente al convertidor de eslabón de C.D., el cual primero convierte la potencia de línea a C.D. y entonces a una frecuencia variable a través de un inversor, el cicloconvertidor opera en un proceso de conversión de un paso.

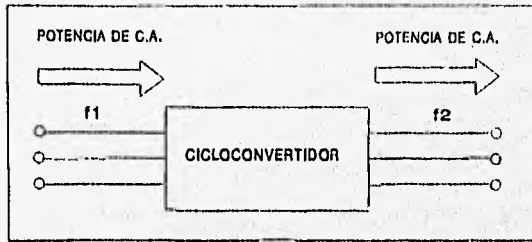


FIGURA 2.21.1 REPRESENTACION DE UN CICLOCONVERTIDOR.

En la figura 2.21.2., cada fase contiene dos agrupaciones de thyristores, arregladas con polaridad opuesta. En un cicloconvertidor de tres pulsos, trifásico, cada uno de los seis grupos consta de tres thyristores, para un total de dieciocho thyristores. Similarmemente, un cicloconvertidor de seis pulsos contiene doce grupos de tres thyristores, para un total de 36 thyristores.

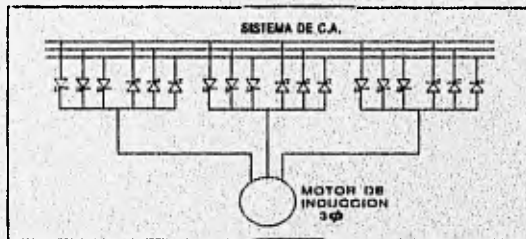


FIGURA 2.21.2 CIRCUITO CICLOCONVERTIDOR SIMPLIFICADO.

La frecuencia de salida de un cicloconvertidor puede controlarse por una detallada sincronización de los pulsos de disparo en las compuertas del thyristor. El disparo de la compuerta se realiza frecuentemente por una computadora de control.

La figura 2.21.3., ilustra los voltajes de entrada de tres fases en 60 Hz, y el voltaje y la corriente de salida del cicloconvertidor en una frecuencia de 10 Hz.



FIGURA 2.21.3 VOLTAJES DE ENTRADA DEL CICLOCONVERTIDOR Y FORMAS DE ONDA DE VOLTAJE Y CORRIENTE DE SALIDA.

Para cambiar la velocidad de un motor de inducción mientras desarrolla un momento de torsión completo, el suministro de voltaje del motor así como la frecuencia serán variados. El voltaje de salida del convertidor será variado cambiando los ángulos de disparo de los thyristores. Aplicando pulsos de compuerta apropiados, el cicloconvertidor puede variar el voltaje en proporción a la frecuencia. Estos cambios de velocidad del motor mantienen un flujo constante en la máquina.

Los controladores cicloconvertidores se utilizan en aplicaciones con grandes caballos de potencia, ya que el costo relativamente alto y la complejidad del circuito de control de los cicloconvertidores, hacen que otros tipos de controladores sean preferidos en aplicaciones con motores pequeños.

Una aplicación del cicloconvertidor era en ferrocarriles eléctricos, donde el suministro de 60 Hz. tenía que escalonarse a una baja frecuencia, típicamente de 25 Hz. Los cicloconvertidores son aplicados también en molinos de cemento y controladores para molinos de bolas, donde se requiere una baja velocidad con mayor potencia.

2.22 ARMONICAS DEL CICLOCONVERTIDOR.

Las corrientes armónicas introducidas por controladores cicloconvertidores son totalmente diferentes que las del rectificador de seis pulsos. Las frecuencias características generadas por un cicloconvertidor forman la siguiente expresión general:

$$f_h = f_1(k, q \pm 1) \pm 6k_2 f_0$$

donde:

f_n = frecuencia armónica de la corriente de línea de C.A. en Hz.

f_i = frecuencia de entrada de C.A. del cicloconvertidor en Hz.

q = número de pulsos del cicloconvertidor.

f_o = frecuencia de salida del cicloconvertidor en Hz.

k_1, k_2 = enteros: 1, 2, 3, 4...

El primer término en esta expresión especifica las armónicas de un convertidor estático convencional. Para un convertidor de seis pulsos con un suministro de 60 Hz, este término produce frecuencias armónicas dominantes en 300 Hz (armónica de 5º orden) 420 Hz (armónica de 7º orden) y así sucesivamente.

El segundo término representa las bandas laterales de cada una de las armónicas dominantes. Si la frecuencia de salida de el cicloconvertidor es 5 Hz, este segundo término tiene valores de ± 30 Hz, ± 60 Hz, ± 90 Hz, y así sucesivamente. De este modo, para una armónica dominante de 300 Hz, las frecuencias de banda lateral son relativamente pequeñas y usualmente no causen problemas a menos que una resonancia del sistema de potencia de sintonización aguda ocurra en esa frecuencia.

A diferencia de un controlador de eslabón de C.D., las frecuencias armónicas de un cicloconvertidor dependen de la frecuencia de salida, la cual se varía en operación para controlar la velocidad del motor.

De este modo, las armónicas varían con la velocidad del motor, y es imposible mitigarlas completamente usando filtros sintonizados.

CONVERTIDORES DE POTENCIA PEQUEÑOS Y OTRAS FUENTES.

2.23 INTRODUCCION.

Los convertidores pequeños se emplean en aplicaciones comunes de todo tipo, tal como controles de horno, circuitos de control para herramientas de mano, circuitos de suministro para estereos, TV's y computadoras personales.

Las otras fuentes de armónicas descritas en este segmento caen dentro de tres categorías:

- 1.- Equipo con núcleos magnéticos, tales como transformadores, motores y generadores.
- 2.- Dispositivos con descarga de arco, tal como hornos de arco y lámparas fluorescentes.
- 3.- Controladores de voltaje, tales como compensadores estáticos de VARS y controladores de motor de arranque suave.

CONVERTIDORES DE POTENCIA PEQUEÑOS.

2.24 APARATOS CONSUMIDORES.

Los convertidores de potencia pequeños se emplean en toda clase de equipo electrónico consumidor. Algunos de estos convertidores de baja potencia son rectificadores de onda completa, de fase sencilla, como el que se muestra en la figura 2.24.1.

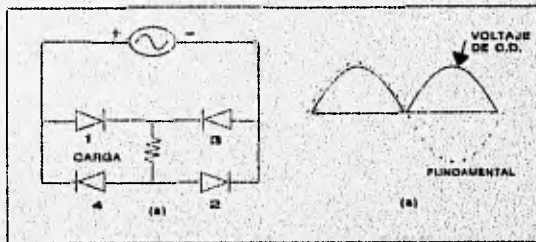


FIGURA 2.24.1 CONVERTIDOR DE POTENCIA PEQUEÑO: (a) RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA, FASE SENCILLA, (b) VOLTAJE DEL RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA.

Como en los convertidores de tres fases, las armónicas de C.A. producidas por un convertidor monofásico dan una expresión general:

$$h = kq \pm 1$$

donde:

h = orden armónico.

k = un entero 1, 2, 3...

q = número de pulsos de el circuito.

Si bien, existen cuatro diodos en el rectificador de onda completa, monofásica, este circuito es actualmente un convertidor de dos pulsos porque dos diodos están siempre conduciendo simultáneamente. Los diodos 1 y 2 conducen durante los ciclos medios positivos en el voltaje de la fuente de C.A. y los diodos 3 y 4 conducen durante los ciclos medios negativos. El rizo en el voltaje es la armónica de 2° orden, porque tiene 2 ciclos para cada ciclo de la fundamental.

Sustituyendo a q por un número 2 en la expresión, es claro que las armónicas de la corriente de línea de C.A. incluyen las armónicas de orden 3°, 5°, 7°, 9°, 11°, 13° y 15° y así sucesivamente, con la armónica de 3° orden como dominante. Mientras el convertidor de seis pulsos, monofásico genera todas las armónicas impares excepto las múltiples de tres, el convertidor de onda completa monofásica genera todas las armónicas impares, incluyendo los múltiplos de tres.

2.25 RECTIFICADORES DE MEDIA ONDA.

Algunos aparatos monofásicos utilizan rectificadores de media onda, como por ejemplo viejas TVs y conmutadores reductores de luz. En el caso de un conmutador reductor de luz, el voltaje suministrado al artefacto de iluminación se reduce, retrazando el ángulo de disparo del thyristor en el rectificador. Como el voltaje se reduce, las luces se debilitan. El rectificador de media onda utilizado en este tipo de dispositivo es actualmente un circuito de pulso sencillo, como se muestra en la figura 2.25.1, las armónicas estarán dadas por la misma expresión de un convertidor monofásico.

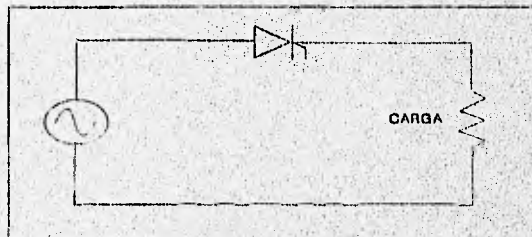


FIGURA 2.25.1 RECTIFICADOR DE MEDIA ONDA O CIRCUITO DE PULSO SENCILLO.

Con un número de pulso q , igual a 1, las armónicas incluyen 0 (C.D.) la 2ª, 3ª, 4ª, 5ª, 6ª y así sucesivamente. De este modo, la corriente dibujada por un rectificador de media onda incluye armónicas igual que una componente de C.D. Estas armónicas ordenadas y de C.D. pueden producir ruido molesto al oído, en la línea de C.A. y saturar los núcleos magnéticos de los transformadores.

EQUIPOS CON NUCLEO MAGNETICO.

2.26 TRANSFORMADORES.

Antes del enorme incremento en la aplicación de convertidores estáticos de potencia, las armónicas en el sistema de potencia se debían a la corriente de excitación requerida por los transformadores de potencia. Siempre que un voltaje senoidal se aplica al devanado primario del transformador (figura 2.26.1), una pequeña cantidad de corriente fluirá, aunque el transformador está descargado. Esta corriente, conocida como corriente de excitación, es necesaria para establecer el campo magnético en el núcleo del transformador, y de este modo, inducir un voltaje en el lado del secundario.

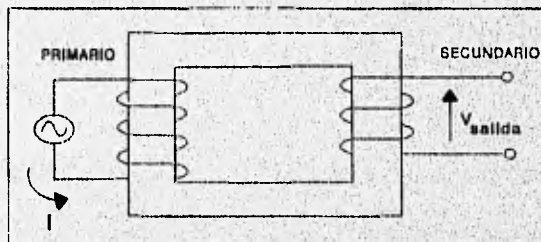


FIGURA 2.26.1 CORRIENTE DE EXCITACION PROVOCADA POR UN VOLTAGE SENOIDAL APLICADO AL DEVANADO PRIMARIO DE UN TRANSFORMADOR.

La relación entre el voltaje aplicado y la corriente de excitación es extremadamente no lineal, como se ilustra en la figura 2.26.2:

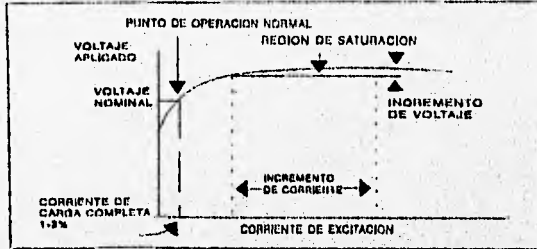


FIGURA 2.26.2 CORRIENTE DE EXCITACION DEL TRANSFORMADOR vs. VOLTAJE APLICADO.

La corriente de excitación resultante dibujada por el transformador, mostrada en la figura 2.26.3, no es senoidal y contiene muchas armónicas. Esta forma de onda de la corriente de excitación es abundante en la armónica de 3^{er} orden, la cual se acerca al 50% de la corriente de frecuencia fundamental. Las armónicas de 5^o, 7^o y 9^o orden están también presentes pero en un grado menor.

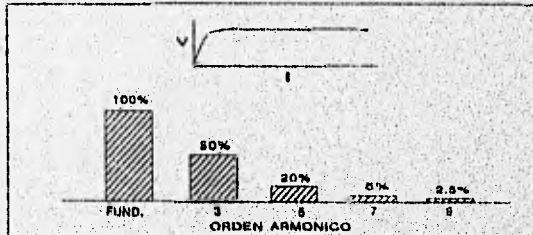


FIGURA 2.26.3 CORRIENTE DE EXCITACION DEL TRANSFORMADOR Y SU CONTENIDO ARMONICO.

Afortunadamente, los transformadores se diseñan para operar cerca del codo de la curva de saturación, donde la corriente de excitación es la mayor parte del 1 o 2% de la corriente de carga completa. De este modo, aunque el número de transformadores en el sistema de potencia sea grande, su corriente de excitación no provocará problemas armónicos.

De otra manera, la contribución armónica de los transformadores podría ser considerable si existiera un sobrevoltaje en el sistema, pues el voltaje aplicado al transformador se incrementará sobre su capacidad normal, y por lo tanto el campo magnético se incrementaría al punto donde el núcleo se satura.

En este estado de saturación, un incremento muy pequeño de voltaje produce un enorme incremento en la corriente de excitación para producir el campo magnético requerido. El contenido armónico también se incrementará agudamente. Para el caso, la magnitud de la armónica de 3^{er} orden de la corriente de excitación puede incrementarse de 50% de la fundamental en el voltaje nominal sobre 75% de la fundamental cuando el 115% del voltaje nominal se aplica.

Cuando una línea como la de la figura 2.26.4 se interrumpe, existe un alta tensión no prevista en el transformador. El sobrevoltaje se provoca por la combinación de dos efectos diferentes, el primero es la interrupción transitoria que desaparece dentro de algunos ciclos y el segundo es el aumento de voltaje a largo plazo a través de la inductancia de la línea, conocido como el aumento Ferranti.

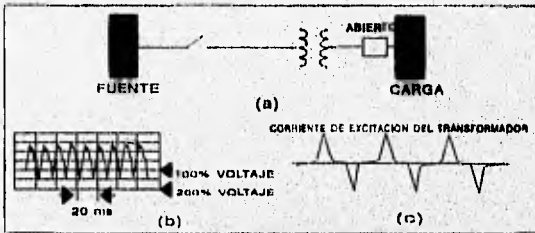


FIGURA 2.26.4 ARMÓNICAS Y SATURACIÓN DEL TRANSFORMADOR: (a) ENERGIZANDO UN TRANSFORMADOR CON CARGA FINAL, INTERRUPTOR ABIERTO; (b) VOLTAJE EN EL TRANSFORMADOR MOSTRANDO LA INTERRUPTOR TRANSITORIA; (c) CORRIENTE DE EXCITACION DEL TRANSFORMADOR CON ALTO CONTENIDO ARMÓNICO.

Esta alta tensión forzará al transformador a la saturación y provocará una corriente de excitación alta a fluir. Grandes componentes armónicos aparecen en la forma de onda de voltaje. Después de la desaparición de la interrupción transitoria inicial, existe aún un sobrevoltaje en el transformador debido a el aumento Ferranti a través de la línea, por esto, aparecen considerables armónicas en la corriente de excitación hasta que el sobrevoltaje se reduce, cerrando el interruptor de la carga final.

2.27 TRANSFORMADORES ESTRELLA-ESTRELLA Y DELTA-ESTRELLA.

Los sistemas de distribución de servicio público utilizan transformadores estrella-estrella aterrizados en ambos lados para minimizar las fallas línea a tierra. También tienen la ventaja de minimizar la ferro-resonancia, provocada por el fusible de explosión en el lado de alta. La corriente de excitación de esta conexión fluye dentro del sistema de potencia y puede provocar una distorsión considerable de la onda de voltaje en el lado de baja. En contraste, la conexión delta-estrella tiene una trayectoria de baja impedancia para la corriente de excitación armónica de 3^{er} orden, representada por el devanado delta. El resultado de esta trayectoria es una forma de onda del voltaje secundario no distorsionada, pero es una onda senoidal aceptable.

En la práctica en las plantas industriales se utilizan conexiones de transformadores delta-estrella, las cuales eliminan el problema de voltajes secundarios armónicos distorsionados de 3^{er} orden.

2.28 CORRIENTE DE MAGNETIZACION DEL TRANSFORMADOR.

La corriente de excitación armónica dibujada por un transformador, es una corriente periódica continua. Esta no debe confundirse con una corriente transitoria que puede también contener algunas frecuencias armónicas. El mejor ejemplo de esta corriente transitoria es la magnetización de la corriente de excitación que ocurre cuando el transformador está energizado.

El peor caso se muestra en la figura 2.28.1., en donde la corriente de magnetización del transformador podría ser de 8 a 10 veces la corriente nominal completa del transformador y durará más de un segundo. Después de este corto período, la corriente de excitación decrecerá a su nivel normal en más de uno o dos por ciento de la corriente nominal.

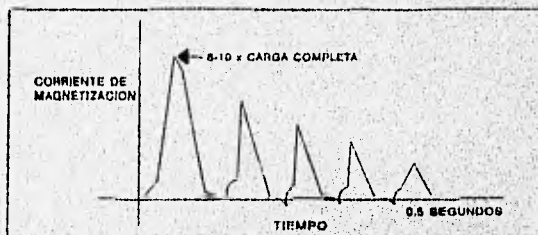


FIGURA 2.28.1 CORRIENTE DE MAGNETIZACION DEL TRANSFORMADOR APROXIMADAMENTE 8-10 VECES LA CAPACIDAD DE LA CARGA COMPLETA.

La corriente de magnetización se parece a la de un rectificador de media onda con picos decrecientes, la cual contiene frecuencias armónicas pares e impares, teniendo como dominante la armónica de 2° orden. Como sea, esta magnetización de la corriente de excitación tampoco es continua ni periódica, y en realidad no es un problema armónico. Aunque existen frecuencias armónicas presentes en la forma de onda transitoria éstas desaparecen rápidamente cuando la corriente de excitación se extiende en un estado fijo menor que la corriente de magnetización que excita una resonancia armónica en el sistema.

En contraste, la corriente de excitación normal, transportada por un transformador es desde luego un fenómeno armónico, porque las componentes de corriente armónica son periódicas y están siempre presentes cuando el transformador se energiza.

Los transformadores de mediana y gran potencia, se protegen por un relevador diferencial. El relevador, mostrado en la figura 2.28.2., opera con la diferencia entre corrientes medidas por transformadores de corriente en el primario y secundario del transformador. El relevador diferencial es sensible a las fallas internas y operaciones rápidas del transformador.

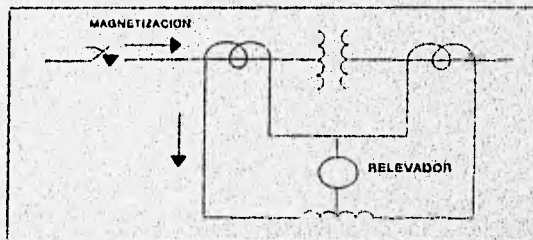


FIGURA 2.28.2 ESQUEMA TÍPICO DE RELEVADOR DIFERENCIAL DE PROTECCIÓN PARA TRANSFORMADORES DE GRAN Y MEDIANA POTENCIA.

Puesto que la corriente de magnetización es muchas veces mayor que la corriente de carga medida, el relevador podría dispararse en falso cuando el transformador se energiza. Este problema será resuelto con embobinados de limitación de porcentaje, como se indica en la figura anterior.

2.29 MOTORES Y GENERADORES.

En suma a los transformadores, existen numerosos tipos de equipo con núcleos magnéticos que generan armónicas. Los más notables son los motores y generadores. Como un transformador, un motor requiere del sistema una corriente de excitación armónica de 3^{er} orden para establecer un campo magnético en su núcleo. En el caso de un motor, el campo magnético se requiere para girar el rotor de la máquina. La curva de saturación de un motor es mucho más lineal que un transformador, dicha comparación se muestra en la figura 2.29.1., de este modo las armónicas producidas no son tan grandes.

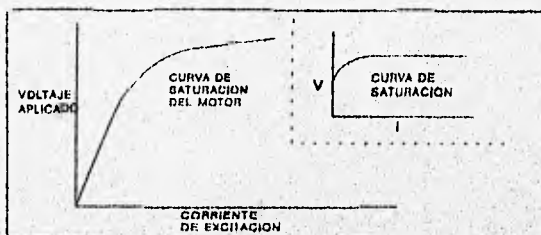


FIGURA 2.29.1 CURVA DE SATURACION DEL MOTOR COMPARADA CON UNA CURVA DE SATURACION DE UN TRANSFORMADOR.

El embobinado de un motor pueda contribuir también a corrientes armónicas. Los devanados típicos de un motor tienen cinco o siete ranuras por polo, por lo tanto se producen corrientes armónicas de 5^o y 7^o orden, éstas son menores que las corrientes armónicas producidas por convertidores de potencia estática, por ejemplo grandes controladores de motor de 30 mil caballos de potencia y mayores, pueden provocar considerables efectos armónicos en el sistema de potencia.

Las armónicas son producidas por un generador de C.A. porque, desde un punto de vista económico y práctico, es imposible distribuir los devanados del estator, de este modo, estos generarán un voltaje de onda senoidal perfecto. El voltaje inducido en el estator es un poco distorsionado y tiene una componente armónica de 3^{er} orden dominante, esto provoca una corriente armónica de 3^{er} orden a fluir cuando el generador está cargado.

Bajo las condiciones de operación, las armónicas provocadas por motores y generadores no son muy significativas en comparación al total de la producción armónica en el sistema de potencia. En algunos casos, los problemas aumentan cuando una frecuencia armónica de una gran máquina giratoria excita un circuito resonante en el sistema de potencia.

2.30 DISPOSITIVOS DE ARCO.

Otra categoría de fuentes armónicas, son los dispositivos de descarga de arco. El sistema de potencia está lleno de estos dispositivos de arco. Algunos ejemplos incluyen hornos de arco, soldadoras de arco e iluminación fluorescente.

Todo este equipo muestra un comportamiento no lineal. El voltaje aumenta a través de un entrehierro hasta que los gases en el entrehierro se ionizan, previniendo un incremento adicional en el voltaje. Como se muestra en la figura 2.30.1 los dispositivos actúan con un voltaje fijo en serie con una reactancia que limita la corriente para algunos valores. El voltaje a través del entrehierro reemplaza una onda cuadrada, y esto produce una onda de corriente distorsionada con numerosas componentes armónicas.

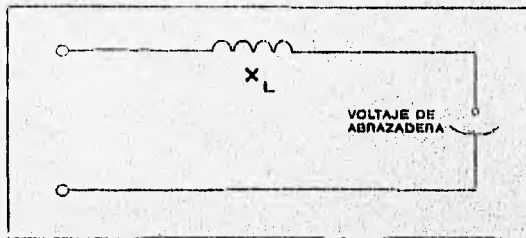


FIGURA 2.30.1 DISPOSITIVO DE DESCARGA DE ARCO ACTUANDO COMO UN VOLTAJE DE ABRAZADERA.

De todos los dispositivos de arco en el sistema de potencia, la producción total más grande de armónicas probablemente viene de las cargas de iluminación, las cuales se distribuyen por todas partes de la red. Los hornos de arco pueden provocar los más severos problemas, porque éstos representan una fuente armónica de gran capacidad, concentrada en un sólo lugar.

2.31 HORNOS DE ARCO.

En un horno de arco, como el que se muestra en la figura 2.31.1, se funden y refinan acero y otros tipos de metal de deshecho por medio de un arco de gran potencia. Para comenzar el proceso, tres electrodos de grafito, cada uno controlado en forma individual se introducen dentro del horno, haciendo contacto con el acero. Los electrodos se elevan o sumergen para regular la corriente en el

arco. La ruta de la corriente va del electrodo a través del acero al otro electrodo, entonces la corriente pasa a través del carbón del electrodo al acero que tiene una impedancia diferente en la dirección positiva que en la dirección negativa, de este modo, muestra una acción rectificadora débil entre los dos elementos diferentes. Esta simple acción de fase rectificadora produce las armónicas en la corriente de arco.

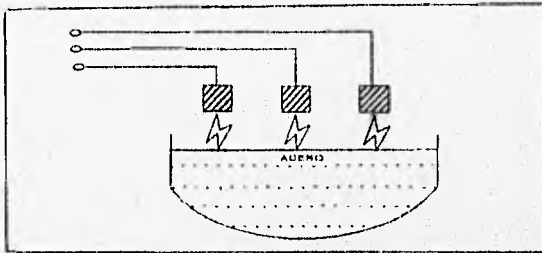


FIGURA 2.31.1 HORNO DE ARCO MOSTRANDO EL AUMENTO DE LOS ELECTRODOS HASTA QUE LOS ARCOS ESTAN UBICADOS ENTRE CADA ELECTRODO Y EL ACERO.

Una gran corriente (medida generalmente en kiloamperes), fluye a través de los electrodos de grafito y del acero de desecho. La corriente es limitada por la reactancia del plomo del horno y por el transformador del horno. En las etapas subsiguientes de la fundición, la ruta del arco no es la correcta, ya que el acero se funde y por lo tanto la ruta se pierde dentro del horno.

La carga del horno se suministra del transformador del horno que tiene una construcción especial, con un devanado secundario conectado en delta, debido a la característica de fase sencilla del arco se producen todas las armónicas, incluyendo las pares e Impares.

La figura 2.31.2 muestra el espectro típico de frecuencia para el horno de arco, la corriente durante el periodo inicial cuando el acero de desecho se funde. Las armónicas de 2^o y 3^o orden son dominantes, cada cantidad es más del 25% de la magnitud de la frecuencia fundamental.

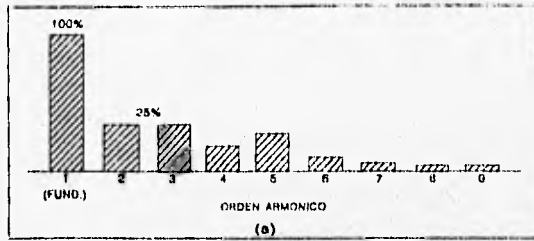


FIGURA 2.31.2 ARMÓNICAS PRODUCIDAS DURANTE LA OPERACION DE UN HORNO DE ARCO: (a) DURANTE EL PERIODO INICIAL DE FUNCION EXISTEN CORRIENTES ARMÓNICAS DE 2º Y 3er ORDEN.

Durante el periodo más largo, cuando el metal de deshecho se refina, la superficie del metal es relativamente plana y el arco es más estable. El segundo espectro en la figura 2.31.3 muestra el contenido armónico de la corriente del horno durante el refinamiento o el periodo de baño plano.

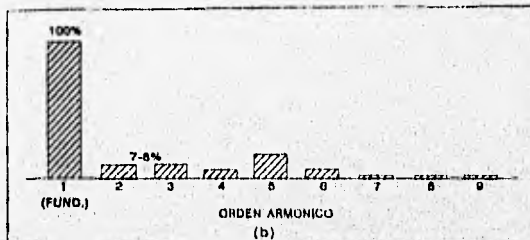


FIGURA 2.31.3 ARMÓNICAS PRODUCIDAS DURANTE LA OPERACION DE UN HORNO DE ARCO: (b) DURANTE EL PERIODO DE REFINAMIENTO LAS ARMÓNICAS DE 2º Y 3er ORDEN AUN DOMINAN, PERO REDUCIDAS UN 74%.

De este modo, las armónicas de 2º y 3º orden aún predominan, sus magnitudes se reducen a 7-8% de la magnitud de la frecuencia fundamental.

2.32 ILUMINACION FLUORESCENTE.

Las lámparas fluorescentes son otro tipo de carga de arco más comunes en los sistemas de potencia. En este dispositivo, la luz se produce por el paso de corriente eléctrica a través de vapor o gas para lámparas fluorescentes, y a través de un alambre de tungsteno para lámparas incandescentes.

Como en cualquier dispositivo de arco, una gran corriente fluirá cuando el arco se produce, de este modo algún tipo de reactancia limitante de corriente se requiere en el circuito. En iluminación fluorescente, la corriente se limita por medio de un balastro que consta de conductores enrollados alrededor de un núcleo de hierro.

La corriente transportada por una lámpara fluorescente está trazada en la figura 2.32.1. Las armónicas generadas incluyen una fuerte componente armónica de corriente de 3^{er} orden, porque las balastres son dispositivos ferromagnéticos que requieren una corriente de excitación armónica de 3^{er} orden. La distorsión armónica provocada por una descarga de arco en sistemas de iluminación es de tomarse en cuenta, especialmente en áreas donde la iluminación es una porción mayor a la de la carga comercial.

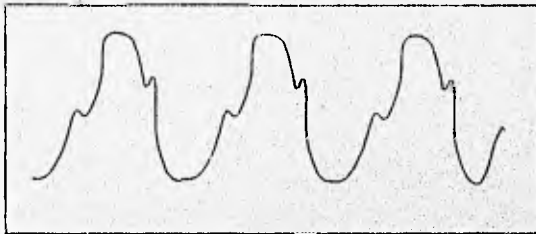


FIGURA 2.32.1 CORRIENTE TRANSPORTADA POR UNA LAMPARA FLUORESCENTE GRANDE.

CONTROLADORES DE VOLTAJE.

2.33 CONTROLADORES DE ARRANQUE DE MOTOR.

Otra categoría de fuentes de armónicas consta de controladores de voltaje. Estos dispositivos generan armónicas porque su mecanismo de control incluye algún tipo de thyristor interruptor.

Un ejemplo de tal dispositivo es el controlador de arranque de motor mostrado en la figura 2.33.1. Este es un thyristor interruptor que limita la corriente de arranque transportada por un motor, el cual decremента el voltaje del motor durante el arranque. El voltaje suministrado al motor se controla variando los ángulos de disparo de los thyristores por medio del interruptor. El principio es el mismo que el empleado en reductores de luz, excepto que el controlador del motor es un dispositivo trifásico.

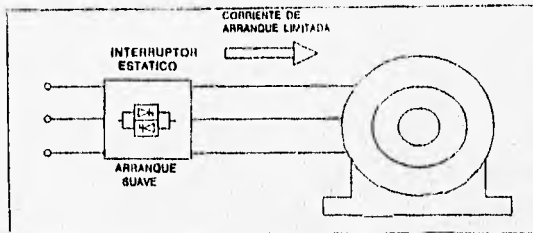


FIGURA 2.33.1 REPRESENTACION SIMPLIFICADA DE UN CONTROLADOR DE MOTOR DE ARRANQUE SUAVE.

Estos dispositivos sólo operan para un tiempo reducido, durante el arranque del motor, y generalmente no provocan problemas armónicos. Si las armónicas de tales controladores excitan al sistema de resonancias, éstos pueden provocar problemas armónicas.

2.34 COMPENSADORES ESTATICOS DE VAR.

El principal uso de un controlador de voltaje en un sistema de potencia es el compensador estático de volt amperes reactivos o compensador estático de var. El compensador estático de var, controla el voltaje ajustando la cantidad de potencia reactiva o vars suministrada al sistema o absorbida por él. El compensador estático de var utiliza reactores y capacitores en combinación con uno o más thyristores interruptores. El compensador estático de var puede cambiar la magnitud y dirección del flujo de potencia reactiva rápidamente (dentro de medio ciclo) en respuesta a los cambios necesarios.

Existen dos aplicaciones generales para el compensador estático de var. La primera, en cargas industriales que varían rápidamente y significativamente, tales como, un horno de arco, un compensador estático de var se puede utilizar para suministrar potencia reactiva local a la carga. Esto reduce los parpadeos e incrementa la eficiencia del horno. La segunda aplicación es en sistemas de compañías suministradoras de energía, un compensador estático de var puede operar continuamente para regular el voltaje y mejorar la capacidad de transferencia a través del sistema de transmisión. El compensador estático de var será también interrumpido en fallas posteriores del sistema para ayudar a mantener la estabilidad suministrando vars y manteniendo voltajes.

Existen muchos diseños de compensador estático de var. El diseño más común, consta de capacitores derivados con un reactor controlado por thyristor conectados en paralelo, como se muestra en la figura 2.34.1.

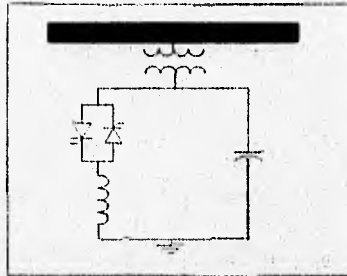


FIGURA 2.34.1 CONFIGURACION TIPICA DE UN COMPENSADOR DE VAR ESTATICO.

La figura 2.34.2 muestra un ejemplo de una aplicación industrial, con un gran horno de arco, representado una carga de 1000 MVA. Un compensador estático de var está conectado al primario del transformador del horno o al bus principal de la planta de distribución. El compensador estático de var consta de un reactor derivado controlado por un thyristor interruptor, con un complemento de filtros LC derivados. Los filtros se sintonizan para eliminar las armónicas de 2º, 3º, 4º y 5º orden. En algunas aplicaciones, también es necesario instalar un filtro paso altas para eliminar los niveles más altos de armónicas.

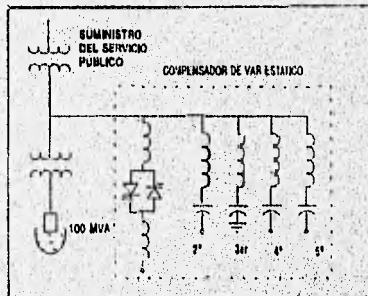


FIGURA 2.34.2 COMPENSADOR DE VAR ESTATICO EN UNA APLICACION INDUSTRIAL, TAL COMO UN HORNO DE ARCO.

El filtro armónico de 3^{er} orden debe estar aterrizado para permitir que fluyan las corrientes de 3^{er} orden de secuencia cero. Los reactores controlados por el thyristor están conectados en delta, y los otros filtros y capacitores están conectados en estrella sin ser aterrizados.

El propósito del compensador estático de var de la figura anterior, es suministrar continuamente vars los cuales se requieren para el cambio rápido de la carga del horno. Estos vars se suministran por los capacitores que están fijos en los filtros. Ya que, el compensador estático de var suministra los vars necesarios en la localidad de la carga, esta potencia reactiva necesita no ser suministrada por la compañía suministradora de energía. La caída de voltaje a lo largo del alimentador se minimiza y esto reduce cualquier problema de parpadeo que podría ocurrir en circuitos adyacentes a la carga del horno.

CAPITULO III

MEDICION ARMONICA

3.1 INTRODUCCION.

Las mediciones armónicas se llevan a cabo en un sistema de potencia por diferentes razones:

1.- Las simulaciones con un programa de flujo de carga armónica sólo puede reproducir condiciones en un tiempo particular. A menudo, es necesario determinar como el espectro de las corrientes del sistema varia a través de un periodo extenso, durante el cual, las cargas, la generación y la configuración del sistema cambian considerablemente.

2.- Es necesario para confirmar los resultados de una simulación.

3.- Algunos problemas se localizan en un sitio específico, por ejemplo, las fallas de capacitor pueden ocurrir constantemente en una subestación particular.

4.- Se desconoce el espectro armónico de las corrientes generadas por una carga en particular, por lo tanto para propósitos de análisis, sería necesario determinar el espectro sobre un rango de condiciones de carga.

5.- Es necesario verificar los estudios previos del diseño de las especificaciones de los filtros que han sido determinadas.

6.- Las especificaciones para sistemas de control SVC (Compensador Estático de VARS) están diseñadas para evitar la ejecución no lineal y para estar libres de características no armónicas. Las mediciones pueden llevarse a cabo para confirmar el diseño del control.

En este capítulo se estudian las técnicas de medición y equipo generalmente empleado para la realización de la medición. El equipo se divide en dos grupos. Uno comprende transductores de medición, que incluye transformadores de corriente (TC's) y transformadores de potencial (TP's). El otro grupo comprende aparatos de análisis y registro tales como osciloscopios y analizadores de espectro.

3.2 TRANSFORMADORES DE CORRIENTE.

Los transformadores de corrientes instalados en un sistema, para protección y medición, generalmente se utilizan para realizar mediciones de corriente armónica, ya que éstos tienen una respuesta adecuada en frecuencia, esto significa que, sobre el rango de frecuencias de interés para el estudio armónico, los TC's no introducirán errores dentro de las mediciones ya que tienen una sensibilidad a la frecuencia en la que estén trabajando. La figura 3.2.1 muestra la precisión de un TC sobre un amplio rango de frecuencias. Aquí, la precisión del TC se define en términos de su Relación de Factor de Corrección (RCF). La RCF se define como una corriente primaria dividida por el producto de la relación de vueltas y la corriente de carga del secundario. El término "carga" se refiere a un transformador de instrumento, que muestra la impedancia del circuito conectado al devanado del secundario. Idealmente, el RCF es 1.0 (100%); la desviación del 100%, significa, que un error se introdujo dentro de la lectura del transformador de instrumento. La curva indica que arriba de 10 kHz el error es insignificante. El rango de interés para estudios armónicos va de 3 a 5 kHz.

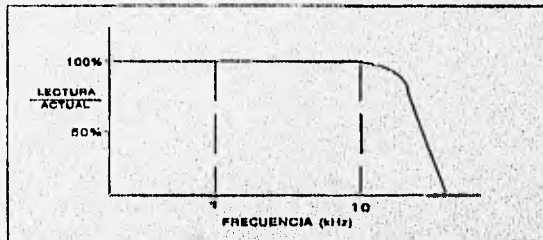


FIGURA 3.2.1 PRECISION DE UN TC vs FRECUENCIA.

Un circuito equivalente para un TC se muestra en la figura 3.2.2. La característica de saturación del núcleo y la capacitancia son de primordial interés. La característica de saturación es importante ya que cuando existe una componente de C.D., ésta puede provocar la saturación del núcleo en medios ciclos alternantes. El núcleo saturado tendrá una baja impedancia y una derivación en la carga del secundario. Si las componentes de C.D. fueran una parte de la corriente medida, un TC con un entrehierro en el núcleo podría utilizarse para mantener en niveles altos el flujo en el núcleo en forma lineal. Las capacitancias del TC afectan la respuesta en frecuencias mayores.

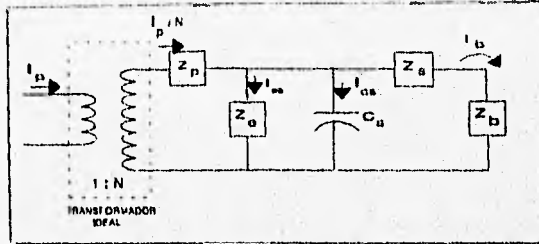


FIGURA 3.2.2 CIRCUITO EQUIVALENTE DE UN TRANSFORMADOR DE CORRIENTE.

Uso de transformadores de corriente.

En general, las siguientes recomendaciones se aplican al uso de TC's para mediciones de armónicas en el sistema de potencia:

- 1.- Para mediciones de frecuencias arriba de 3000 Hz (armónica de orden 50 en sistemas de 60 Hz), los TC's para medición y protección en dispositivos de distribución dan buenos resultados.
- 2.- Si el ángulo de fase de la corriente es considerable, la carga del TC debe ser resistiva. Las cargas inductivas, tales como bobinas del relevador provocarán desfases en el ángulo de fase.
- 3.- Para una mayor precisión, la relación más grande de derivación se empleará para minimizar la corriente de magnetización. La carga del secundario del TC al ser minimizada para reducir el voltaje del secundario consecuentemente reduce la corriente de magnetización, si es posible, el secundario del TC debe ser corto circuitado.

Existen muchos transformadores de corriente disponibles comercialmente que se pueden utilizar alrededor de los cables conductores del secundario del TC. El efecto medio del dispositivo de sujeción puede alimentar la señal de corriente directamente dentro de un osciloscopio o analizador de onda.

3.3 TRANSFORMADORES DE POTENCIAL.

Existen dos tipos de transformadores de potencial o voltaje (TP's) que se utilizan para mediciones en 60 Hz en sistemas de potencia: magnéticos y capacitivos. Generalmente estos transformadores son suficientemente precisos para mediciones armónicas. La figura 3.3.1 muestra la Relación de Factor de Corrección para un TP magnético sobre un amplio rango de frecuencias. La RCF para un TP se define en forma similar que para un TC, la RCF es el voltaje primario dividido por el producto de la relación de vueltas y el voltaje secundario. Se puede observar, que dependiendo de la carga (R_b) el error se puede mantener por debajo del 2% para arriba de los 5 kHz. El TP magnético es el más utilizado en aplicaciones de dispositivos de distribución.

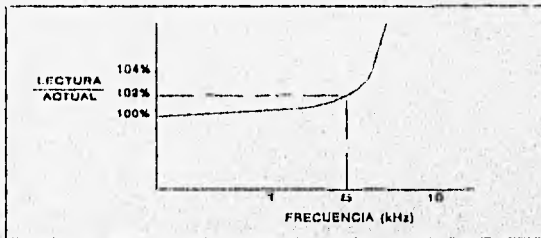


FIGURA 3.3.1 PRECISION DE UN TP vs FRECUENCIA.

El circuito equivalente para un TP se muestra en la figura 3.3.2. Se puede observar que la impedancia del transformador será tan pequeña como sea posible mientras la impedancia de la carga (Z_b) y la impedancia de magnetización (Z_0) deben ser grandes.

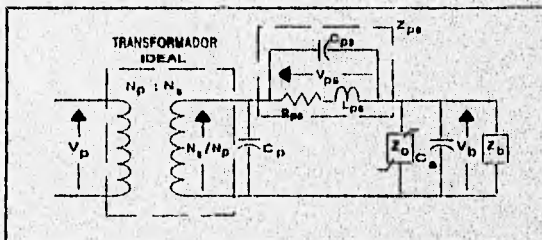


FIGURA 3.3.2 CIRCUITO EQUIVALENTE DE UN TRANSFORMADOR DE POTENCIAL.

3.4 DISPOSITIVOS DE POTENCIAL CAPACITIVO.

Existen dos tipos de dispositivos capacitivos: uno utiliza un divisor de voltaje capacitivo, el otro utiliza boquillas tipo condensador. Estos se muestran en la figura 3.4.1. El divisor es simplemente un tubo vertical de capacitores conectados en serie, los cuales incluyen el capacitor de acoplamiento, el cual sirve como un capacitor auxiliar. Estos siempre forman los circuitos derivados de alto y bajo voltaje de un divisor capacitivo.

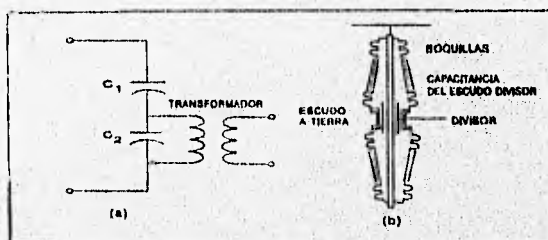


FIGURA 3.4.1 DISPOSITIVOS DE POTENCIAL CAPACITIVO; (a) ESQUEMA DEL DIVISOR DE VOLTAJE CAPACITIVO; (b) CAPACITANCIA DE BOQUILLAS DIVISORAS.

El divisor reduce el voltaje en de su capacitor de acoplamiento en proporción al de la capacitancia total. Este tipo de dispositivo de potencial se utiliza para frecuencias mayores que son normalmente de interés en mediciones armónicas.

Las derivaciones en diseños especiales de boquillas de tipo condensador se emplean para proveer tensión para protección o para examinar el factor de potencia de la boquilla dieléctrica. Si una capacitancia auxiliar se conecta de la derivación a tierra, formará el circuito derivado de bajo voltaje de un divisor capacitivo.

Las derivaciones de potencial y de factor de potencia se encuentran usualmente en boquillas de tipo condensador de capacidad nominal de 60 kV y mayores. Con cualquier tipo de derivación, la capacitancia de la boquilla forma el circuito derivado de alto voltaje del divisor. La relación del divisor será seleccionada y una señal de por lo menos 5 volts pico será aplicada a la instrumentación.

3.5 ANALIZADOR DE ESPECTROS.

Un analizador de espectros caracteriza una forma de onda en el dominio de la frecuencia así como un osciloscopio caracteriza la forma de onda en el dominio del tiempo. La figura 3.5.1 muestra la variación de la magnitud de la corriente contra tiempo y frecuencia. El analizador produce un espectro de corrientes de tal forma que es útil para el análisis del funcionamiento del filtro.

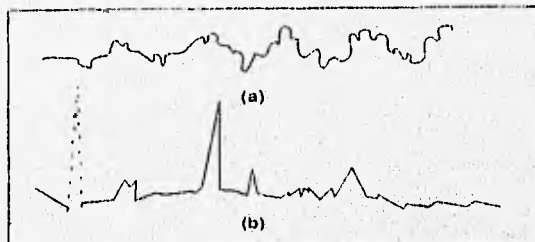


FIGURA 3.5.1 ANALIZADOR DE ESPECTROS: (a) FORMA DE ONDA DE CORRIENTE DE ENTRADA; (b) ESPECTRO ARMÓNICO RESULTANTE.

Un analizador de espectros es un banco de filtros como se muestra en la figura 3.5.2. Cada filtro se sintoniza para medir el contenido de una estrecha banda de frecuencias. Las salidas de los filtros están conectadas a voltímetros rms que indican el nivel de cada armónica filtrada. La desventaja de este tipo de instrumento es el gran número de filtros requeridos. La limitación en el número de filtros empleados da como resultado una limitada frecuencia de resolución.

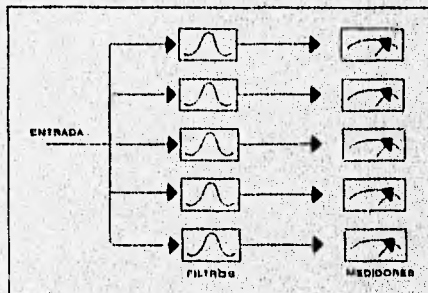


FIGURA 3.5.2 BANCO DE FILTROS UTILIZADO COMO UN ANALIZADOR DE ESPECTROS.

Otro tipo de analizador es el medidor de onda, mostrado en la figura 3.5.3, el cual tiene un filtro sencillo que puede ser sintonizado a diferentes frecuencias. Este aparato no calcula todas las frecuencias simultáneamente y por lo tanto no es conveniente para mediciones de muchas armónicas que varían rápidamente. El filtro sintonizado sencillo puede dar una buena frecuencia de resolución, pero es difícil diseñar un filtro sintonizado que mantenga el mismo perfil de respuesta sobre un amplio rango de frecuencias sintonizadas.

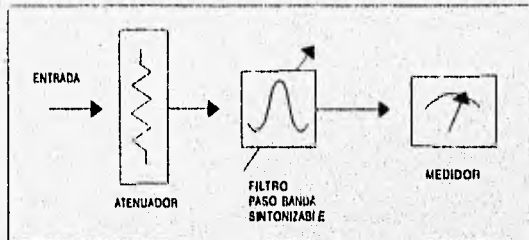


FIGURA 3.5.3 MEDIDOR DE ONDA UTILIZADO COMO ANALIZADOR DE ESPECTROS.

El analizador de espectros, mostrado en la figura 3.5.4, emplea una técnica superheterodina para variar automáticamente la frecuencia sintonizada. La señal de entrada se analiza mezclándola con la salida de un oscilador controlado de voltaje (VCO). El resultado de la mezcla será la suma y la diferencia de frecuencias de la entrada y salida del VCO. Esta mezcla pasa a través de un filtro de frecuencia inmediata de alta calidad.

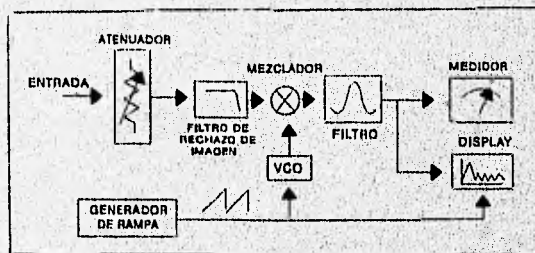


FIGURA 3.5.4 ANALIZADOR DE ESPECTROS.

El analizador de Transformada Rápida de Fourier (FFT) mostrado en la figura 3.5.5 emplea un convertidor analógico-digital (A/D) que almacena una forma de onda en memoria. El software en el analizador calcula el espectro armónico por medio de la FFT. Un filtro paso-bajas se requiere frente al convertidor A/D para prevenir datos falsos por altas frecuencias. Un analizador de FFT típico produce una muestra del espectro de 400 a 1000 puntos. El ancho de banda se varía fácilmente cambiando la muestra del convertidor. En el presente, la tecnología del convertidor A/D limita este tipo de analizador a un rango de 0 a 100 kHz, el cual es más adecuado para mediciones armónicas en sistemas de potencia.

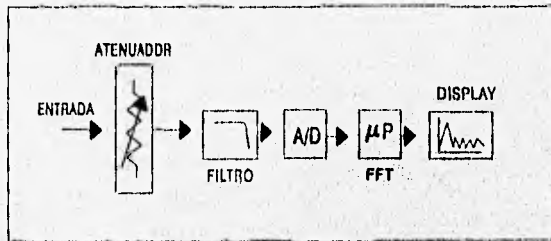


FIGURA 3.5.5 ANALIZADOR FFT.

3.6 OSCILOSCOPIOS DIGITALES Y REGISTRADOR DE TRANSITORIOS.

Un osciloscopio digital es un instrumento que continuamente muestrea una forma de onda de entrada y la coloca en la memoria digital. Esta función requiere un amplificador delantero analógico alimentando un convertidor analógico digital (A/D). Como el proceso de muestreo es continuo y la memoria digital es limitada, es necesario para el dispositivo mantener al día el contenido de la memoria. Esto se lleva a cabo escribiendo sobre la información previamente registrada una nueva información.

Para obtener un registro permanente de datos muestreados, es necesario congelar la memoria y que el último dato se conserve y no se escriba sobre él. Esto se lleva a cabo "disparando" la rutina de almacenamiento en un punto específico en el tiempo. El aparato seguirá registrando después del disparo hasta que la memoria esté llena. Es posible registrar una muestra la cual no llena por completo la memoria, para este caso sólo algo de información se conservaría. Esperando por un número de muestras antes de comenzar el último ciclo de la memoria, un disparo retardado puede llevarse a cabo.

El tipo de disparo se puede seleccionar. Para mediciones armónicas, el osciloscopio se puede disparar manualmente, o también podría ser disparado por un disturbio eléctrico tal como el cierre o apertura de un relevador de contacto o por un sobrevoltaje.

Las formas de onda capturadas serán almacenadas en un disco externo (floppy) para posteriores análisis. Algunos programas serán cargados dentro del osciloscopio, a través del disco, para procesar datos. Algunos procesos comunes incluirían: datos trazados, cálculo de valores promedio, análisis de armónicas y registro de valores máximos y mínimos.

Un ejemplo de lo anterior es el trazo en la figura 3.6.1 el cual muestra la distorsión armónica total (THD) en porción de la fundamental contra tiempo. El voltaje fue medido y la distorsión calculada en intervalos de 15 minutos para 30 días. La gráfica muestra el promedio de 30 datos.

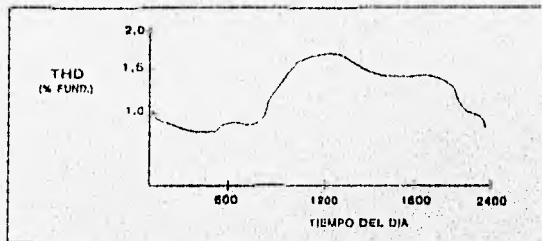


FIGURA 3.6.1 PERFIL DE THD PROMEDIO vs TIEMPO DEL DIA.

Requisitos del aparato.

Debido a su capacidad inherente de almacenamiento, los osciloscopios son muy convenientes para capturar formas de onda transitorias no repetitivas. Cuando se combinan con un software de computadora para efectuar el análisis de Fourier de las formas de onda, los osciloscopios digitales se pueden utilizar para mediciones armónicas. El "bit de resolución" de los convertidores A/D limita la posible precisión del análisis.

El bit de resolución se determina por el número de bits binarios usados para registrar el dato. Por ejemplo, con 8 bits existen 256 divisiones disponibles. Un rango de 5 volts por lo tanto puede ser dividido dentro de 5/256 partes, para una forma de onda altamente solo la mitad de los bits están

disponibles para la medición de pico-cero. Asumiendo que la entrada de los amplificadores se puede escalonar y la forma de onda registrada emplea un rango completo de el convertidor A/D, la mejor resolución estaría dada por:

$$R = 100 * (1 / 2^{b-1})$$

donde b es el número de bits. La tabla 3.6.1 lista la resolución de escala-completa comunmente empleada por bit de resolución de A/D.

Resolución de Escala - Completa comunmente utilizada por el Bit de Resolución en A/D	
Bits A/D	% de Resolución
8	0.76
10	0.20
12	0.05
16	0.003

Algunos aparatos emplean técnicas para calcular el término medio para mejorar la resolución de las formas de onda repetitivas. Como sea, la tabla muestra que instrumentos de 8 bit son inadecuados para mediciones armónicas de formas de onda de voltaje en sistemas de potencia. Las resoluciones de 16 bits y 12 bits son adecuadas, mientras la resolución de 10 bits es aceptable sólo si la entrada es escalada para usar el rango completo del convertidor.

Los Registradores Digitales de Transitorios son similares a los osciloscopios y pueden tener varios canales pero usualmente no tienen display, capacidad de copiado o almacenamiento. Estos deben usarse con una microcomputadora y un software asociada.

Control del Cálculo en Instrumentos.

Algunos osciloscopios digitales tienen funciones de análisis o tienen programas que son descargados a los aparatos a través de un disco (floppy). Como sea, el control del cálculo de los osciloscopios es más efectivo, especialmente si una gran cantidad de datos se registra. Los

analizadores de espectro y otros tipos de aparatos también serán controlados por una microcomputadora. El análisis y opciones de salidas gráficas disponibles son mejoradas con la adición de una computadora al sistema de medición. La computadora también puede supervisar el disparo y la captura de datos por los instrumentos.

Algunas funciones realizadas por el software:

- 1.- Trazo de espectros armónicos.
- 2.- Cálculo de parpadeo de voltaje.
- 3.- Cálculo de rms.
- 4.- Tiempo de trazo del perfil de un día de distorsión armónica y magnitudes rms.

3.7 MEDICIONES DE CAMPO E INTERFERENCIA.

Los transductores de corriente y voltaje estarán separados de los aparatos de registro en por lo menos cien pies por cable coaxial o algún otro medio de transmisión de señal, tal como cable de fibra óptica. El sistema de transmisión de la señal puede afectar la precisión de la medición y puede existir ruido no deseado dentro del dato medido. Los cables de la señal continuamente pasan a través de una playa de distribución de alto voltaje, la cual es un medio productor de ruido, especialmente durante operaciones de desviación. Muchas instalaciones comerciales e industriales operan a bajo voltaje, pero altos niveles de corriente pueden introducir interferencia electromagnética.

La interferencia electrostática será reducida por un escudo electrostático o capacitivo, como se muestra en la figura 3.7.1. Si el escudo no es bueno, el conductor de alto voltaje inducirá un voltaje en la señal del conductor. Idealmente, el sistema de medición, incluyendo el transductor, el cable de la señal, el instrumento y el suministro de potencia, deben estar encerrados en el escudo. El escudo estará conectado al punto de referencia de la señal para asegurar que el voltaje no esté inducido en la señal del conductor de referencia.

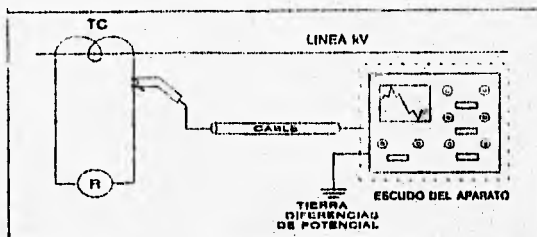


FIGURA 3.7.1 SISTEMA DE MEDICION QUE MUESTRA UNA CONEXION A TIERRA SENCILLA.

Aterrizaje del Escudo.

Un correcto aterrizaje es el que se lleva a cabo en un sólo punto, idealmente se encuentra en el punto de referencia de la señal. Si existen dos conexiones a tierra, como en la figura 3.7.2, la diferencia de potenciales a tierra puede provocar un voltaje de inducción en el punto de referencia de la señal. Este voltaje de modo común aparecería en la entrada del aparato y afectaría la señal medida.

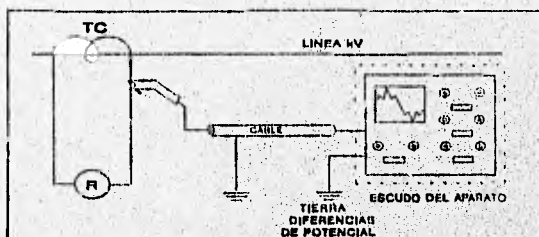


FIGURA 3.7.2 SISTEMA DE MEDICION CON DOS TIERRAS, SUJETO A UN ERROR DE MEDICION.

Si los aparatos están conectados para medir señales con diferentes puntos de referencia, las conexiones a tierra al estar separadas pueden introducir voltajes de modo común no deseados en la entrada del aparato. Esto se puede evitar teniendo escudos separados o en segmentos para cada señal que será medida. En general, el número de escudos separados requeridos es igual al número de señales medidas más el número de conexiones de suministros de potencia externos.

Si el aparato se aterriza por razones de seguridad, algunas corrientes circulantes se introducirán dentro del circuito cerrado a tierra por acoplamiento electromagnético. Esta corriente del

circuito cerrado puede ser fuerte durante condiciones de falla en el sistema de potencia y puede reducirse pasando las corazas y los cables de la señal a través de núcleos de ferrita los cuales introducirán una impedancia dentro del circuito cerrado.

3.8 LIMITES DE CORRIENTE ARMONICA.

Los límites de distorsión armónica establecidos en esta norma son para establecer la máxima distorsión de corriente permisible para un usuario; éstas recomendaciones son relacionadas con el siguiente índice:

THD I: Distorsión de la demanda total en corriente. Es la distorsión de corriente armónica en % de la demanda máxima de la corriente de carga (15 o 30 min. de demanda)

El THD I está definido como:

$$\text{THD I} = \left(\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V^2 n} \right) / V_1$$

La aplicación de los límites de corriente armónica se basa en el tamaño de la planta consumidora con respecto al tamaño de la red de suministro. Este tamaño se define como la relación de corto circuito (SCR), el el punto de acoplamiento común (PCC), en el cual la carga del consumidor se conecta a otras cargas en el sistema de potencia. El tamaño de la planta consumidora se define por la corriente en la carga a la frecuencia fundamental total, I_L , la cual incluye todas las cargas lineales y no lineales. El tamaño del sistema de suministro se define por el nivel de corriente de corto circuito, I_{sc} , en el PCC. Estas dos corrientes definen la relación de corto circuito SCR:

$$\text{SCR} = I_{sc} / I_L$$

Una relación alta significa que la carga es relativamente pequeña y por lo tanto los límites de corriente no serán tan estrictos como cuando se tiene una relación baja.

Los límites individuales de corriente se expresan en porcentaje de la corriente de carga máxima de los usuarios y tienen como finalidad para un determinado voltaje de suministro limitar en

el PCC las armónicas de voltaje en cada frecuencia individual a un valor expresado en porcentaje respecto a la fundamental, así como la distorsión armónica total THD expresada en porcentaje respecto a la misma referencia.

Los límites enlistados en las siguientes tablas se utilizan para el diseño de un sistema para el "peor caso", en operación normal (para condiciones mayores de una hora). Para períodos más cortos tales como puesta en marcha o condiciones inusuales, los límites pueden excederse en un 50%.

LÍMITES DE DISTORSIÓN DE CORRIENTE PARA SISTEMAS DE DISTRIBUCIÓN (120 V A 69 kV)						
MÁXIMA CORRIENTE ARMÓNICA DE DISTORSIÓN EN % DE I ORDEN ARMÓNICO INDIVIDUAL (IMPARES)						
I_{sc}/I_L	<11	11≤h<17	17≤h<23	23≤h<35	35≤h	THD
<20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20<50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50<100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100<1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

LÍMITES DE DISTORSIÓN DE CORRIENTE PARA SISTEMAS DE SUBTRANSMISIÓN (69.1 kV A 161 kV)						
MÁXIMA CORRIENTE ARMÓNICA DE DISTORSIÓN EN % DE I ORDEN ARMÓNICO INDIVIDUAL (IMPARES)						
I_{sc}/I_L	<11	11≤h<17	17≤h<23	23≤h<35	35≤h	THD
<20	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
20<50	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4.0
50<100	5.0	2.25	2.0	0.75	0.35	6.0
100<1000	6.0	2.75	2.5	1.0	0.5	7.5
>1000	7.5	3.5	3.0	1.25	0.7	10.0

LIMITES DE DISTORSION DE CORRIENTE PARA SISTEMAS DE SUBTRANSMISION (> 161 KV)						
MAXIMA CORRIENTE ARMONICA DE DISTORSION EN % DE I ORDEN ARMONICO INDIVIDUAL (IMPARES)						
I_{sc}/I_L	<11	11≤h<17	17≤h<23	23≤h<35	35≤h	THD
<50	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
>50	3.0	1.5	1.15	0.45	0.22	3.75

Estas tablas se aplican a rectificadores de seis pulsos y en situaciones de distorsión general. Cuando existen transformadores desfasados o convertidores con un número de pulsos (q) mayores de seis, se utilizan los límites para el orden de la característica armónica afectada por un factor igual a q/6 con tal de que las amplitudes del orden de la característica no armónica sea menor del 25% de los límites especificados en las tablas.

3.9 LIMITES DE VOLTAJE.

Los límites de distorsión de voltaje recomendados en la siguiente tabla se relacionan con el siguiente índice:

THD V: Distorsión de voltaje armónico total en porcentaje del voltaje de frecuencia fundamental nominal.

El THD está definido como:

$$THD V = \left(\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 \right)^{1/2} / I_1$$

La segunda serie de criterios establecidos por la norma IEEE-519 es para los límites de distorsión de voltaje. Esta norma establece la cantidad de voltaje de distorsión que es aceptable en el voltaje de la compañía suministradora en el PCC con un consumidor. Los límites de voltaje armónico recomendados se basan en niveles muy bajos para asegurar que el equipo de los consumidores opere satisfactoriamente.

Los límites listados en la siguiente tabla deben utilizarse para el diseño de un sistema para el "peor caso" en operación normal (para condiciones mayores de una hora), para periodos más cortos, tales como puesta en marcha o condiciones inusuales, los límites se pueden exceder en un 50%.

LÍMITES DE DISTORSIÓN DE VOLTAJE		
VOLTAJE DEL BUS EN EL PCC	VOLTAJE DE DISTORSIÓN INDIVIDUAL (%)	VOLTAJE TOTAL DE DISTORSIÓN THD (%)
69 kV Y MENORES	3.0	5.0
69.001 kV A 161 kV	1.5	2.5
161 kV Y MAYORES	1.0	1.5

Como para la corriente, los límites están dados para componentes individuales y para una distorsión total de todos los voltajes armónicos combinados (THD). La diferencia en esta tabla es que se muestran tres límites diferentes, estos representan tres clases de voltaje, arriba del de 69 kV, entre 69 kV y 161 kV e igual o mayor que 161 kV. Se puede ver que los límites decrecen cuando el voltaje aumenta, lo mismo sucede para los límites de corriente.

Frecuentemente los alimentadores de la compañía suministradora de energía abastecen a más de un consumidor. Estos límites de distorsión de voltaje muestran que no deben ser excedidos por todos los consumidores, cualquier consumidor que degrada el voltaje en el PCC debe corregir el problema.

Si los límites de distorsión de voltaje son excedidos, se debe llevar a cabo lo siguiente:

- 1.- Realizar mediciones armónicas en puntos seleccionados dentro del circuito del sistema incluyendo el PCC y observar los usuarios que operan los convertidores provocando una distorsión de corriente arriba de los límites permitidos. Si se identifican tales clientes se les pedirá mantener la distorsión armónica dentro de los límites recomendados mediante filtros, para la reducción de la generación armónica o a través de otros medios.
- 2.- Instalación de filtros para el control de armónicas.

3.- Instalación de un nuevo alimentador. Esto se hace robusteciendo la fuente y aislando los problemas armónicos. Sin embargo no siempre es factible económicamente.

Es posible que para incrementar nuevas cargas no lineales en circuitos ya contaminados con armónicas que se encuentran dentro de los límites recomendados también se diseñarán filtros para ese incremento de carga.

CAPITULO IV

FILTROS ARMONICOS

4.1 INTRODUCCION.

El filtrado es una técnica de mitigación armónica muy común, que se utiliza en sistemas industriales y compañías suministradoras de energía. La aplicación de filtros no elimina las corrientes armónicas que se generan por cargas no lineales, el objetivo de éstos es desviar el flujo de la corriente armónica del sistema de potencia o de porciones específicas de un sistema de potencia, es decir, tratar de tener el control del flujo de corrientes armónicas, ya que frecuentemente, éstas fluyen libremente en las redes sin alguna restricción.

En algunas situaciones donde las corrientes armónicas viajan a través de grandes distancias sobre redes de alto voltaje, pueden existir líneas telefónicas, las cuales se pueden ver afectadas, por diferentes factores, tales como: el tipo de cable, distancia del circuito de alto voltaje, la configuración de conductores, resistividad del terreno y ángulo entre líneas. El análisis de este tipo de problema es complicado, costoso y generalmente infructuoso, debido a la falta de datos confiables.

En zonas donde existe un alto crecimiento de cargas comerciales e industriales, es fácil identificar los problemas de potencial, y planear la corrección de éstas. Las fuentes armónicas han existido por muchos años sin detección, hasta que el cambio de la red se lleva a cabo, por lo tanto diseñadores y operadores del sistema cuentan con la mayor información acerca de las cargas productoras de armónicas. Se ha estimado que del 30 al 60% de la carga nueva en un proceso industrial es productora de armónicas.

4.2 CARACTERISTICAS DE FILTRADO.

Existen dos tipos de filtros que generalmente se utilizan, los cuales son: los filtros armónicos serie y derivados. El filtro serie es resonante paralelo, conocido también como tipo "bloqueo" el cual tiene una impedancia alta en su frecuencia sintonizada. El filtro derivado es resonante serie, conocido también como tipo "trampa", el cual tiene una impedancia baja en su frecuencia sintonizada. El filtro derivado se sintoniza para una o más frecuencias discretas o sobre un ancho de banda de frecuencia. La figura 4.2.1 muestra estos dos tipos de filtros.

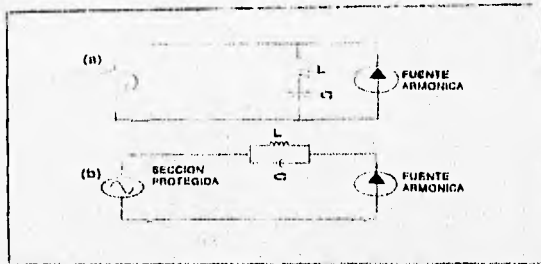


FIGURA 4.2.1 TIPOS DE FILTROS MAS COMUNES: (a) FILTRO SEPARADOR O DERIVADO, (b) FILTRO DE BLOQUEO O S E R I E.

4.3 FILTROS DERIVADOS.

Los filtros derivados se utilizan frecuentemente en sistemas de potencia. El diseño más común, es el filtro de sintonía sencilla que se muestra en la figura 4.3.1, así como su característica de impedancia. La resistencia que se muestra generalmente es la resistencia del reactor, donde las pérdidas del capacitor son insignificantes.

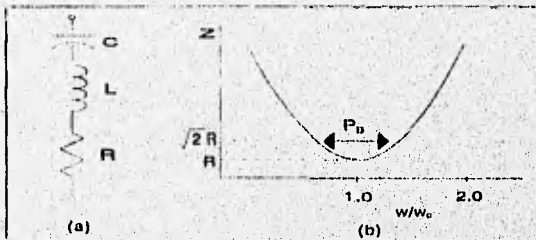


FIGURA 4.3.1 FILTRO DERIVADO SENCILLO: (a) DIAGRAMA ESQUEMATICO; (b) CARACTERISTICAS DE IMPEDANCIA.

La frecuencia resonante del filtro está dada por la siguiente expresión:

$$f_0 = 1 / [2\pi\sqrt{LC}]$$

donde:

f_0 = frecuencia resonante

L = inductancia del filtro

C = capacitancia del filtro

Alternativamente, la frecuencia se puede expresar en términos de las reactancias en la frecuencia fundamental:

$$f_0 = 60 \sqrt{(X_C / X_L)}$$

donde:

X_L = reactancia inductiva del filtro

X_C = reactancia capacitiva del filtro

El valor de la resistencia determina el factor de calidad Q del filtro y es igual a la relación de la reactancia capacitiva o inductiva en resonancia, con la resistencia:

$$Q = [X_{L(f_r)}] / R = [X_{C(f_r)}] / R$$

donde:

Q = factor de calidad

R = resistencia del filtro

$X_{L(f_r)}$ = reactancia inductiva en frecuencia resonante.

$X_{C(f_r)}$ = reactancia capacitiva en frecuencia resonante

Los valores de Q más altos indican las pérdidas más pequeñas y una sintonización aguda, la cual se define como "paso banda", y está en un rango de frecuencias definido por los puntos donde la reactancia del filtro es igual a la resistencia del filtro. En estos límites el ángulo de la impedancia es de 45°. El paso banda (PB), se define como:

$$PB = \omega_0 / Q$$

donde:

PB = paso banda

$\omega_0 = 2\pi f_0$

Los valores típicos de Q para un filtro sintonizado en el rango de 20 a 150, son valores cercanos a los 50.

4.4 FILTROS SINTONIZADOS DOBLES.

Cuando se emplean dos filtros sintonizados sencillos, en su lugar puede utilizarse un filtro de sintonización doble. La impedancia característica de este tipo de filtro se muestra en la figura 4.4.1. Un filtro doble sintonizado ofrece dos ventajas sobre filtros sintonizados sencillos:

- 1.- La pérdida de potencia es menor en la frecuencia fundamental.
- 2.- Un inductor, en lugar de dos, se sujeta a un voltaje de un impulso completo.

Los filtros sintonizados dobles son económicos en grandes tamaños pero no se utilizan en aplicaciones industriales y comerciales.

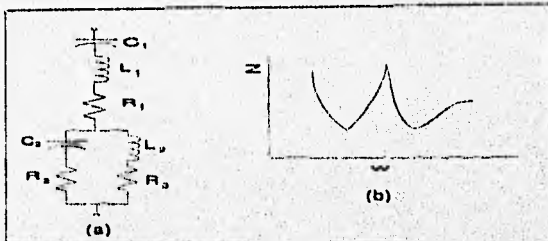


FIGURA 4.4.1 FILTRO SINTONIZADO DOBLE: (a) DIAGRAMA ESQUEMATICO; (b) CARACTERISTICAS DE IMPEDANCIA.

4.5 FILTROS PASO ALTAS.

Un tercer tipo de filtro derivado es el filtro paso altas. El circuito y la impedancia característica se muestran en la figura 4.5.1. Con este filtro, las frecuencias más altas pueden pasar a través del resistor paralelo y del capacitor. En frecuencias altas la reactancia inductiva es alta y la reactancia capacitiva es baja, dando como resultado en el filtro una impedancia aproximadamente igual a la de la resistencia en paralelo. El valor de Q para un filtro paso altas es el recíproco que para un filtro de sintonización sencilla:

$$Q = R / X$$

donde:

Q = factor de calidad

R = resistencia de filtro

X = reactancia del filtro (en resonancia)

En contraste al de sintonización sencilla, este filtro tiene una banda de paso relativamente amplia y una Q típicamente en el rango de 0.5 a 5.0. Este se utiliza frecuentemente en unión con filtros de sintonización sencilla para atrapar las armónicas más grandes, tales como del 11^{mo} orden y mayores. El ejemplo que se muestra en la figura 4.5.1 es un filtro paso altas de segundo orden.

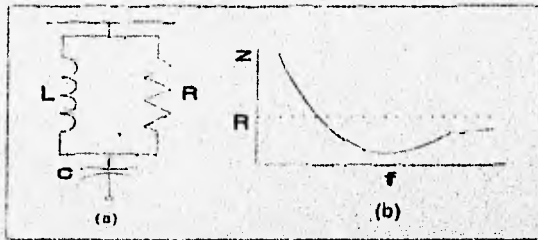


FIGURA 4.5.1 FILTRO PASO ALTAS; (a) DIAGRAMA ESQUEMATICO; (b) CARACTERISTICAS DE IMPEDANCIA.

La figura 4.5.2 muestra otros diseños de filtros paso altas amortiguados. El filtro de 1^{er} orden no se utiliza frecuentemente, porque requiere una gran capacitancia y tiene pérdidas considerables. El de 3^{er} orden se prefiere al de 2^o orden porque tiene pérdidas mucho menores. El filtro tipo C tiene mejor filtrado que el de 3^{er} orden, con pérdidas menores, pero es más sensible a variaciones de frecuencias y cambios en los valores de las componentes.

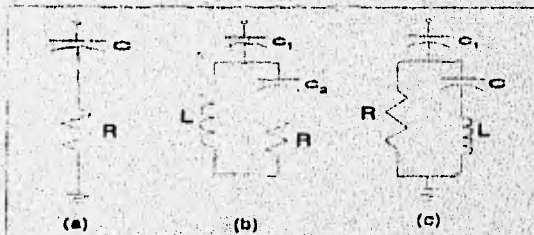


FIGURA 4.5.2 FILTRO PASO ALTAS; (a) 1er ORDEN; (b) 3er ORDEN; (c) TIPO C.

Las pérdidas en un filtro paso altas pueden ser considerables, de este modo, éstos se utilizan sólo en sistemas industriales donde las corrientes armónicas provocan interferencia telefónica.

4.6 DISEÑO DE UN FILTRO DERIVADO.

La clave para el diseño de un filtro derivado es reconocer la interdependencia de la red del sistema de potencia y el filtro. Como se puede ver en la figura 4.6.1, las corrientes armónicas generadas por cargas no lineales se dividirán entre el filtro y la impedancia. Esto significa que el filtrado nunca será perfecto a menos de que la impedancia del filtro en el orden armónico de interés sea cero, lo cual es difícil que suceda.

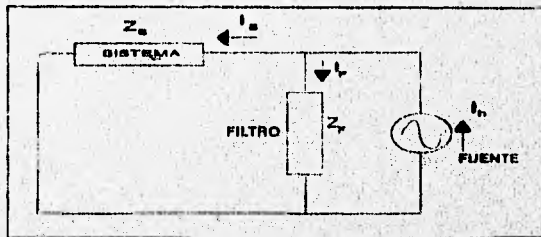


FIGURA 4.6.1 CIRCUITO EQUIVALENTE DE LA RED DE POTENCIA Y FILTRO.

El proceso de diseño es uno de los compromisos entre la sintonía aguda y las pérdidas, ambos están determinados por la Q del filtro. Con filtros de sintonización aguda existe un problema de desintonización provocado por varios factores:

- La frecuencia del sistema no siempre es de 60 Hz.
- Las tolerancias de fabricación de las componentes resultan de valores diferentes a los de las especificaciones.
- Los valores de las componentes cambian con la temperatura.
- La impedancia del sistema cambia continuamente.

La variación en la frecuencia resonante debido a estos factores se considera para una Q que permite una tolerancia en el filtrado sin incurrir en grandes pérdidas. Estas desventajas se toman en cuenta en los tres pasos que normalmente se toman para el diseño del filtro:

a) Las corrientes armónicas producidas por una carga no lineal se inyectan dentro de un circuito lineal como se muestra en el diagrama anterior, entonces los voltajes armónicos y la penetración de corrientes armónicas se calculan.

b) Los factores de ejecución se calculan, incluyendo, distorsión armónica, el producto I-T (Medición de Interferencia Telefónica) y TIF (Factor de Influencia Telefónica) y se comparan con el criterio de diseño.

c) Los esfuerzos y clasificaciones de las componentes del filtro se calculan considerando las pérdidas.

La impedancia del sistema se variará sobre el rango de valores esperado. Ese rango debe reconocer las condiciones de contingencia en la red, tales como cortes de energía forzados o planeados de líneas y equipo.

4.7 SELECCION DE LAS COMPONENTES DE UN FILTRO (EJEMPLO).

El valor de capacitancia seleccionado para un filtro, se debe basar en la cantidad de potencia reactiva que se requiere para el mejoramiento del factor de potencia. El valor de esta capacitancia generalmente es grande para proveer al filtro de una amplia sintonía, de este modo se eliminan los problemas de desintonización, provocados por la variación de la temperatura y otras variables. Tal filtro tendrá también una impedancia baja para armónicas mayores del sistema de potencia, también controlará el flujo de estas corrientes armónicas.

En la figura 4.7.1, se determina que insertando 600 KVAR de capacitancia por fase en el bus de la planta, se mejorará el factor de potencia de la planta a un nivel económicamente deseable del 0.95 (notar que dos o más capacitores se pueden instalar en cada fase para producir los 600 KVAR). Por lo tanto, se selecciona un capacitor con una capacidad de 2770 volts rms, la cual es típica para sistemas que operan a 4160 volts línea a línea.

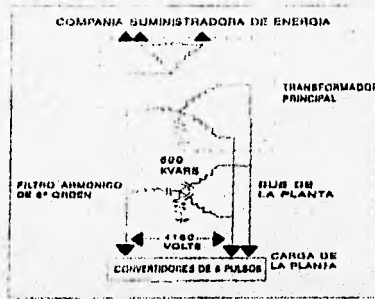


FIGURA 4.7.1 APLICACION DE UN FILTRO ARMÓNICO DE 5º ORDEN AL BUS DE UNA PLANTA.

Considerando que existen capacitores para el mejoramiento del factor de potencia, los cuales están en aguda resonancia con el sistema de inductancia, donde la carga de la planta contiene una fuente armónica de 5º orden, entonces se aplicará un filtro de 5º orden, como se muestra en la figura anterior. La selección de las componentes del filtro, consiste básicamente en seleccionar un reactor para la resonancia serie con los capacitores que se aplican para el mejoramiento del factor de potencia en la armónica de 5º orden.

En cada fase, las reactancias capacitivas en 60 Hz (la 1ª armónica) y en 300 Hz (la 5ª armónica) se calculan como sigue:

$$X_{C1} = V^2 / \text{vars} = (2770)^2 / 600,000 = 12.8 \text{ ohms}$$

$$X_{C5} = 1 / 5 X_{C1} = 2.6 \text{ ohms}$$

donde:

X_{C1} = reactancia capacitiva en 60 Hz

X_{C5} = reactancia capacitiva en 300 Hz

Para que el filtro esté en sintonía serie en la armónica de 5º orden, necesitamos:

$$X_{L5} = X_{C5} = 2.6 \text{ ohms}$$

de este modo:

$$X_{L1} = 1/5 X_{L5} = 0.5 \text{ ohms}$$

donde:

X_{L1} = reactancia inductiva del reactor en 60 Hz

X_{L5} = reactancia inductiva del reactor en 300 Hz

Obteniendo los valores del capacitor e inductor a frecuencia fundamental y a frecuencia armónica:

$$C_1 = 1/(2\pi f_1 X_{C1}) = 1/[2\pi(60)(12.8)] = 0.207 \text{ mF}$$

$$C_5 = 1/(2\pi f_5 X_{C5}) = 1/[2\pi(300)(2.6)] = 0.204 \text{ mF}$$

$$L_1 = X_{L1}/(2\pi f_1) = 0.5/[2\pi(60)] = 1.32 \text{ mH}$$

$$L_5 = X_{L5}/(2\pi f_5) = 0.5/[2\pi(300)] = 1.38 \text{ mH}$$

Los parámetros críticos para la capacidad de la componente del filtro son:

- a) Voltaje pico a través del capacitor, y
- b) Carga térmica en el reactor

Después de que las componentes del filtro han sido seleccionadas, es necesario verificar el rendimiento del voltaje y la corriente en el capacitor y reactor (incluyendo armónicas) para asegurar que estos parámetros estén dentro de las capacidades continuas de los parámetros del filtro.

Función del Capacitor del Filtro.

El voltaje máximo aplicado al dieléctrico del capacitor provoca una descarga parcial o "corona" en el borde de la película entre las capas de aluminio. El voltaje pico máximo a través del

capacitor es la suma aritmética del voltaje pico de 60 Hz y el voltaje pico armónico de 5° orden. El voltaje pico máximo a través del capacitor se calculará por los siguientes pasos:

En 60 Hz:

El voltaje línea a neutro máximo a través del filtro, V_{L-N} , es:

$$V_{L-N} = (1.05 V_{L-L}) / \sqrt{3} = (1.05(4160)) / \sqrt{3} = 2522 \text{ volts rms}$$

donde V_{L-L} = voltaje línea a línea a través del filtro.

La corriente a través del capacitor, I_{C1} , es:

$$I_{C1} = V_{L-N} / (X_{C1} - X_{L1}) = 2522 / (12.8 - 0.5) = 205 \text{ amp rms}$$

El voltaje a través del capacitor, V_{C1} , es:

$$V_{C1} = X_{C1} I_{C1} = (12.8) (205) = 2624 \text{ volts rms}$$

En 300 Hz:

Aquí se asume que la componente armónica de 5° orden de corriente máxima vista por el filtro ha sido calculada o medida para estar en 80 amp. Así, I_{C5} , la corriente a través del capacitor en la armónica de 5° orden es:

$$I_{C5} = 80 \text{ amp rms}$$

El voltaje a través del capacitor, V_{C5} , es:

$$V_{C5} = X_{C5} I_{C5} = (2.6) (80) = 208 \text{ volts rms}$$

Por eso, el voltaje pico a través del capacitor, V_{pico} , es:

$$V_{pico} = \sqrt{2} V_{C1} + \sqrt{2} V_{C5} = \sqrt{2} (2624 + 208) = \sqrt{2} (2832) \text{ volts}$$

Comparando el valor rms de este voltaje pico (2832 volt rms), con la capacidad del capacitor (2770 volts rms), da una relación de 102.2%. De acuerdo a los patrones aplicables en la industria, los capacitores están diseñados para resistir 120% del voltaje medido, incluyendo armónicas. Así, el capacitor seleccionado es capaz de resistir el voltaje provocado por las armónicas.

Función del Reactor del Filtro.

El reactor del filtro debe ser capaz de mejorar la corriente rms total, incluyendo armónicas, sin sobrecalentamiento, la corriente rms total a través del reactor es:

$$I_L = \sqrt{\{(I_{L1})^2 + (I_{L5})^2\}} = \sqrt{(205)^2 + (80)^2} = 220 \text{ amp rms}$$

(notar que $I_{L1} = I_{C1} = 205 \text{ amp}$ e $I_{L5} = I_{C5} = 80 \text{ amp}$)

Comparando el valor rms de la corriente (220 amp rms) con la corriente del capacitor (205 amp rms), se tiene una relación de 107.3%, por lo tanto no se excede el 180% de la corriente de los capacitores.

Entonces el circuito quedaría de la siguiente forma:

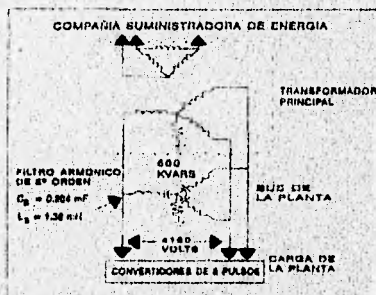


FIGURA 4.7.2 COMPONENTES DEL FILTRO DE 5º ORDEN.

Resumen para la selección de componentes del Filtro.

a) Seleccionar los capacitores para el mejoramiento del factor de potencia para conocer los VARS requeridos en la planta.

b) Seleccionar un reactor sintonizado serie con el capacitor en la armónica apropiada.

c) Calcular el voltaje pico a través del capacitor y la corriente rms total a través del reactor, verificar el funcionamiento contra capacidades de cada componente.

Factor de Calidad Q.

La calidad del filtro es una medida de precisión de sintonía. La cual está dada por la siguiente expresión:

$$Q = \omega_0 / (\omega_1 - \omega_2)$$

donde:

ω_0 = Frecuencia de sintonía

ω_1 y ω_2 = valores de -3 dB

Esto se simplifica a:

$$Q = \sqrt{L/C} / R = X_{Lr} / R = X_{Cr} / R$$

Donde las reactancias en la frecuencia de resonancia son dadas por X_{Lr} y X_{Cr} .

Los siguientes puntos son relevantes para un factor de calidad Q de un filtro de sintonización sencilla a una frecuencia armónica de interés:

a) Los valores de Q son raramente considerados para la acción de filtrado. Esto es porque los valores de R se utilizan para variar la respuesta de los filtros pero se incrementan las pérdidas dentro de los mismos.

b) Los valores grandes de Q, son más pronunciados en el valle de la frecuencia de sintonía.

c) Típicamente, los valores de resistencia R consisten solamente de la resistencia del inductor. En este caso la Q del filtro es igual a n veces la razón de X/R del reactor sintonizado. Esto usualmente resulta en un valor muy grande de Q y una acción de filtrado muy aguda.

Capacidad del Capacitor del Filtro.

Los capacitores operan a esfuerzos de voltaje relativamente altos. Como sucede con otros equipos de potencia, los sobrevoltajes temporales o transitorios pueden romper el dieléctrico. De acuerdo a IEEE standard 18-1992, los capacitores de potencia derivados se diseñan para operar sin pérdidas durante su vida bajo las siguientes condiciones:

- 1.- El voltaje rms no debe exceder el 110% del voltaje de placa nominal.
- 2.- El voltaje pico no debe exceder el 120% del voltaje de placa incluyendo armónicas pero excluyendo transitorios.

$$1.2 \times \sqrt{2} \times \text{voltaje nominal rms}$$

- 3.- La corriente rms no debe exceder el 180% de la corriente rms nominal incluyendo la frecuencia fundamental y las corrientes armónicas.
- 4.- La potencia reactiva (kVAR) no debe exceder en operación continua el 135% de la potencia reactiva nominal, tomando en cuenta sobrevoltajes, corrientes armónicas o tolerancia de fabricación.
- 5.- La capacitancia no debe ser mayor del 115% de la capacitancia nominal en voltaje y frecuencias nominales.

El estudio del diseño de un filtro debe verificar los niveles esperados de voltaje y corriente armónicas, así como el nivel total de potencia reactiva incluyendo armónicas.

Aunque el límite de corriente es al 180% por norma, puede ser menor en las unidades individuales del capacitor, usualmente deben ser protegidos con fusibles de un 125 a 165% de su corriente nominal.

Cuando se diseña un filtro, los límites del voltaje y corriente rms y la suma aritmética de los voltajes pico en un banco de capacitores, deben ser diseñados a un 100% de condiciones normales para valores nominales, si las disposiciones económicas de la empresa lo permiten.

Esto es con el propósito de que la capacidad de sobrecarga está dispuesta para proteger el sistema de sobrevoltajes y condiciones de desbalance del banco. Las componentes armónicas pueden incrementarse significativamente por condiciones del desbalance del banco.

Capacidad del Reactor del Filtro.

Los reactores utilizados en el diseño de filtros, se fabrican generalmente con un núcleo de aire, que produce características lineales con respecto a frecuencia y corriente. Una reactancia con una tolerancia de $\pm 5\%$ es aceptable en la aplicación a sistemas de potencia industriales.

El reactor debe ser diseñado para resistir las corrientes de falla del capacitor antes de que intervenga el dispositivo de protección. El aislamiento del reactor es similar al de los transformadores conectados en un nivel de voltaje igual.

Los parámetros que se toman en cuenta para que un reactor forme parte de un filtro son:

- Corriente a 60 Hz.
- Espectro de corriente armónico.
- Corriente de corto circuito.
- Voltaje del sistema.
- Nivel Básico de Aislamiento.

OTRAS TECNICAS DE MITIGACION.

4.6 CONEXIONES DEL TRANSFORMADOR A TIERRA.

Las conexiones del transformador a tierra se utilizan para reducir el flujo de corrientes armónicas dentro de redes de potencia, ya que las luces fluorescentes y los transformadores generan corrientes armónicas de 3^{er} orden.

Los usuarios más grandes están conectados a la compañía suministradora de energía a través de un transformador delta-estrella a tierra, como se muestra en la figura 4.8.1. La armónica balanceada de 3^o orden y otras armónicas triples están en secuencia cero, el uso de conexiones del transformador delta-estrella sin aterrizar, prevendrá su flujo en las líneas. Las armónicas de secuencia cero generadas en el lado de la estrella del transformador circularán en los devanados de la delta y no aparecerán en las líneas en ese lado.

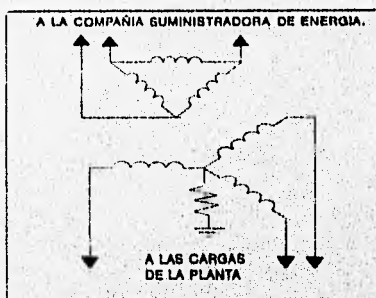


FIGURA 4.8.1 TRANSFORMADOR TÍPICO DELTA-TIERRA-ESTRELLA PARA GRANDES SUMINISTROS INDUSTRIALES.

Se debe recordar, que estos sistemas no siempre son balanceados. Incluso con una carga conectada en delta, las armónicas triples pueden aparecer en el sistema de potencia si cualquier desbalance se presenta, si éste es pequeño, entonces no se requerirá de un filtro de 3^o orden. Muchas cargas industriales están balanceadas si éstas operan correctamente.

Las armónicas triples fluyen en circuitos neutros o circuitos conectados a tierra y éstas pueden provocar problemas de interferencia en teléfonos o circuitos de control.

4.9 TÉCNICA MULTIFASE O MULTIPULSANTE.

El aumento del uso de convertidores estáticos en aplicaciones domésticas y en el control industrial han incrementado el índice de la generación armónica. Mientras las conexiones en delta del devanado del transformador y algunos aterizados prácticos reducen los efectos de las corrientes

de secuencia cero, éstas no tienen efecto en la familia de las armónicas impares que se generan por convertidores de seis pulsos. En grandes instalaciones, una técnica conocida como multifase o multipulsante se emplea para reducir la generación de armónicas.

En la figura 4.9.1 se muestran dos puentes de seis pulsos, cada uno suministra la mitad de la carga del motor pero tienen diferentes conexiones en el transformador. El resultado es un desfase de 30° entre las dos corrientes de carga. Si el espectro armónico se analiza se verá que las armónicas de 5^o, 7^o, 17^o, 19^o orden, son iguales en magnitudes en las dos corrientes de carga, pero signo opuesto. Esto da como resultado la cancelación de estas armónicas en la corriente de carga total. Los dos puentes de seis pulsos forman un puente de 12 pulsos y se muestra que el espectro armónico está definido como:

$$h = kq \pm 1$$

donde:

- h = orden armónico
- k = entero 1, 2, 3,...
- q = número de pulsos de los puentes

Este arreglo de 12 pulsos se utiliza continuamente en grandes instalaciones industriales y en convertidores de alto voltaje de C.D. El resultado es una considerable reducción en la cantidad de filtrado que se requiere.

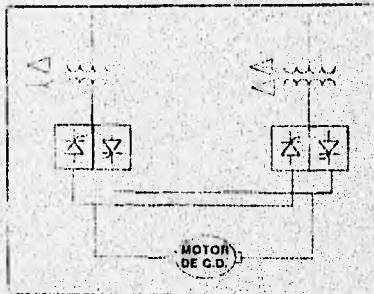


FIGURA 4.9.1 PUENTES DE SEIS PULSOS SUMINISTRANDO A LA CARGA DEL MOTOR.

4.10 MULTIFASE DE ALTO ORDEN.

Conectando dos convertidores de seis pulsos en paralelo se tiene un convertidor de 12 pulsos, con la cual se realiza la cancelación de importantes armónicas. El mismo principio se puede utilizar para la operación de 24 pulsos. Una gran planta química puede utilizar 4 puentes de seis pulsos con conexiones del transformador que tienen desfases de 15° entre ellos, como se muestra en la figura 4.10.1. La corriente total de los cuatro rectificadores será casi senoidal con armónicas dominantes de orden 23 y 25. Existirán algunas armónicas de muy bajo orden, tales como las de 5° y 7° orden, debido a desbalances en componentes y controles, por lo tanto el uso de filtros se puede eliminar. Similarmente un arreglo de 48 pulsos se puede obtener usando ocho puentes de seis pulsos separados eléctricamente por 7.5° .

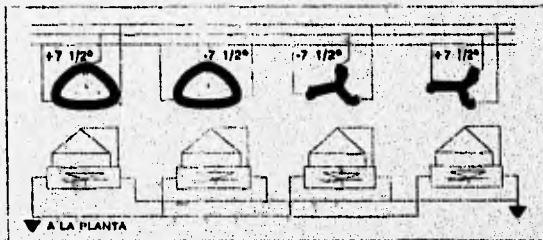


FIGURA 4.10.1 DIAGRAMA ESQUEMATICO DE UN CONVERTIDOR DE 24 PULSOS.

La operación del convertidor multifase puede reducir o eliminar el uso de filtros armónicos en una instalación. La cancelación armónica es completamente efectiva sólo si todas las unidades del convertidor estático están en servicio e igualmente cargadas y si los voltajes e impedancias del sistema están balanceadas. Cuando estas condiciones no se aplican, la cancelación armónica será imperfecta. Un estudio armónico debe considerar los efectos de un grupo convertidor de seis pulsos fuera de servicio y otras condiciones de operación anormales. Con un convertidor de seis pulsos fuera de servicio, las corrientes armónicas normales de seis pulsos de ese convertidor aparecerán en el sistema de potencia.

4.11 REDUCCION DE INTERFERENCIA TELEFONICA.

La interferencia telefónica se puede reducir por medidas tomadas, ya sea en el sistema telefónico o en el sistema de potencia. El ruido acoplado al circuito telefónico se puede reducir incrementando la separación física de los circuitos empleando técnicas de comunicación digital o usando en su lugar comunicaciones de fibra óptica de circuitos metálicos. Los cables de teléfono protegidos también, serán menos susceptibles al ruido. Todas estas medidas son costosas, especialmente para instalaciones ya existentes.

En circuitos de distribución con capacitores empleados para el control del voltaje, sumando reactores al banco de capacitores desintonizarán el circuito de la frecuencia que está provocando el problema. Otra técnica, mostrada en la figura 4.11.1 es la que utiliza un filtro en la fuente de las corrientes armónicas para mantenerlas fuera del sistema de potencia de tres fases, así se elimina la causa de la interferencia.

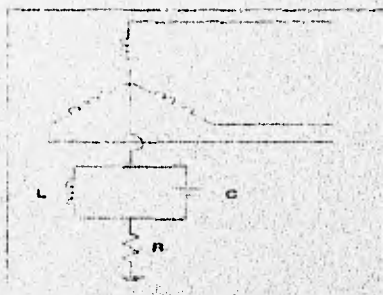


FIGURA 4.11.1 FILTRO DE BLOQUEO NEUTRAL UTILIZADO PARA REDUCIR LA INTERFERENCIA TELEFONICA.

4.12 CANCELACION ARMONICA POR INYECCION ARMONICA.

Las corrientes armónicas inyectadas por convertidores de potencia estáticos pueden ser reducidas por medio de inyección de corriente armónica. En la figura 4.12.1 una corriente armónica de 3^{er} orden se agrega a la onda cuadrada del rectificador para producir una forma de onda combinada con un contenido armónico más bajo.

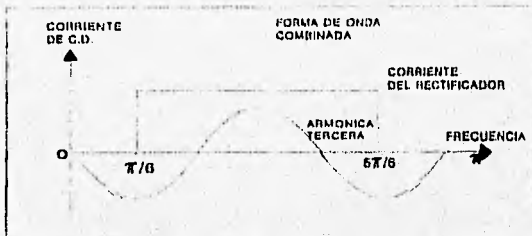


FIGURA 4.12.1 CORRIENTE ARMÓNICA DE 3er ORDEN INYECTADA DENTRO DE UNA ONDA CUADRADA DE UN RECTIFICADOR PARA REDUCIR EL CONTENIDO ARMÓNICO.

Esta técnica se implementa en el sistema de la figura 4.12.2 la cual muestra un rectificador de seis pulsos con una fuente de corriente armónica de 3^{er} orden conectada al neutro del transformador convertidor. Los capacitores evitan la corriente de C.D. que fluye en el circuito del neutro.

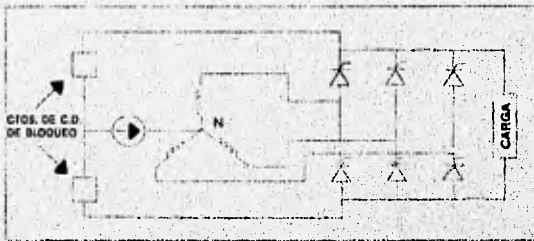


FIGURA 4.12.2 DIAGRAMA ESQUEMÁTICO MOSTRANDO LA FUENTE DE CORRIENTE ARMÓNICA DE 3er ORDEN CONECTADA AL SISTEMA NEUTRAL.

Otras ideas similares, tales como la reinyección de rizo de C.D., están siendo desarrolladas. Por lo tanto estas se encuentran en un estado experimental y por eso aún no están en uso.

CONCLUSIONES

Por medio de este trabajo de tesis, pudimos darnos cuenta como las condiciones de un sistema de potencia ideal son muy diferentes a las de un sistema de potencia real. Estas condiciones varían por el uso de cargas no lineales, las cuales provocan distorsión en las ondas de voltaje y/o corriente. Este desvío de la onda senoidal se expresa en términos de distorsión armónica, la cual provocará reducción de la eficiencia en la generación, transmisión y utilización de potencia, errores en las lecturas de equipos de medición e instrumentación, calentamientos inesperados de transformadores, interferencia telefónica, etc.

Las principales fuentes de armónicas están representadas por los convertidores estáticos de potencia, los cuales se pueden dividir en grandes, medianos y pequeños convertidores de potencia.

La mejor forma de determinar la existencia de armónicas en una red es la medición directa en algunos puntos de la misma, donde se hayan presentado problemas o se crea que éstos puedan aparecer. Para lograr identificar la distorsión armónica es necesario realizar mediciones con equipos tales como analizadores de espectro, osciloscopios digitales, registradores de transitorios, etc.

La principal herramienta para reducir la distorsión armónica es la utilización de filtros, los cuales no eliminan el problema armónico, su objetivo es desviar el flujo de la corriente armónica del sistema de potencia, es decir tratar de tener el control de este flujo.

A su vez se pueden tomar en cuenta otras técnicas de mitigación armónica tales como, conexión del transformador a tierra, técnica multifase o multipulsante, multifase de alto orden, etc, las cuales pueden considerarse como una buena opción para atacar el problema de armónicas, como es el caso de la multifase de alto orden la cual puede reducir o eliminar el uso de filtros armónicos.

Para el ejemplo de este trabajo se consideró el diseño de un filtro de 5° orden. Las componentes de este filtro se calcularon de acuerdo a la norma IEEE standard 18-1992 y se observó que éstas no fueran rebasadas. Posteriormente, el usuario supervisará la instalación del filtro y monitoreará los niveles de distorsión armónica de voltaje y corriente para que los límites establecidos por la norma IEEE-519-1992, tampoco sean excedidos.

Una recomendación a la solución de este problema podría ser, que el usuario fuera el primero en tomar medidas correctivas para resolver el problema de distorsión armónica por medio de la instalación de filtros y posteriormente la compañía suministradora de energía eléctrica estará en posibilidades de tomar las medidas correspondientes para reducir los niveles armónicos dentro de sus instalaciones.

BIBLIOGRAFIA

1.- Ing. Zamudio Grave, J. Ramón. "Distorsión Armónica". Unidad de Ingeniería Especializada, C.F.E., 1994.

2.- Subjak, Joseph S. Mcquilkín, John S. "Harmonics - Causes Effects, Measurements, and Analysis: An Update". IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. 26, No. 6, November/December 1990.

3.- Stratford, R.P., Stambach, M.R. "Power System Harmonics: Video Training Program Reference Manual". Power Technologies, Inc. 1989.

4.- J. Arrillaga, D.A., Bradley and P.S. Bodger. "Power Systems Harmonics". John Wiley and Sons, 1985.

5.- IEEE-519-1992 Recommended Practices and Requirements for Harmonics Control in Electrical Power Systems., IEEE, Inc., 345 East 47 th Street, New York, NY 10017, USA.

6.- IEEE-18-1992 Standard for Shunt Power Capacitors, IEEE, Inc., 345 East 47 th Street, New York, New York, NY 10017, USA.

7.- Zheng, Fang Peng, Akagi Hirofumi, Nabae Akira. "A New Approach to Harmonic Compensation in Power Systems - A Combined System of Shunt Passive and Series Active Filters". IEEE Transactions on Industry Applications on Industry Applications, Vol. 26, No. 6, November/December 1990.

6.- Calderón González, Jorge Isaac. "Armónicas en Sistemas Eléctricos de Hornos de Arco". Tesis ITESM. 1988.

9.- Stratford, R.P. "Analysis and Control of Harmonic Current in Systems with Static Power Converters". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27 - IA, No. 1, January/February 1981.

10.- Narro, Crespo Alfredo. "Corrientes Armónicas en Sistemas Eléctricos de Potencia". Técnica Salgar, Noviembre 1993.