

58
Zej



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA
DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

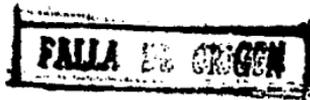
CONTROL DE ARMONICAS EN SISTEMAS
ELECTRICOS INDUSTRIALES

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
P R E S E N T A N :
LUIS MANUEL FLAMENCO LOPEZ
ALBERTO PAEZ FRANCO



MEXICO, D. F.



1991

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 está 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.

INDICE

INTRODUCCION.....	2
CAPITULO I	
ARMONICAS.....	4
DEFINICION DE ARMONICAS.....	5
CARACTERISTICAS DE DISTORSION ARMONICA.....	6
DESCOMPOSICION DE UNA ONDA DISTORSIONADA.....	8
POTENCIA FUNDAMENTAL Y ARMONICA.....	9
ARMONICAS Y COMPONENTES SECUENCIALES.....	10
FACTOR DE DISTORSION ARMONICO.....	12
FORMAS DE ONDA DISTORSIONADA.....	13
LA IMPORTANCIA DE LA COMPRESION DE ARMONICAS EN LOS SISTEMAS ACTUALES.....	14
CAPITULO II	
FUENTES DE ARMONICAS.....	19
TERMINALES HVDC.....	19
GENERACION Y ALMACENAMIENTO DISPERSO.....	25
RECTIFICADORES ELECTRICOS Y METALURGICOS.....	27
CONTROLADORES DE MOTORES DE CD.....	29
CONVERTIDORES DE POTENCIA MEDIA.....	30
ARMONICAS GENERADAS POR LOS CONTROLADORES DE MOTOR DE C. D.....	34
CONTROLADORES MONOFASICOS DE MOTORES DE CD.....	35
INVERSORES DE CONMUTACION FORZADA.....	39
CONTROLADOR INVERSOR DE MODULACION DE ANCHO DE PULSO..	39
ARMONICAS PRODUCIDAS POR EL CONTROLADOR DE MOTOR DE ENLACE DE CD.....	42
CICLOCONVERTIDORES.....	44
CONVERTIDORES DE BAJA POTENCIA.....	46
EQUIPO DE NUCLEO MAGNETICO.....	49
APARATOS DE ARCO ELECTRICO.....	53
ALUMBRADO FLUORESCENTE.....	56
CONTROLADOR DE VOLTAJE.....	56

CAPITULO III

EFFECTOS DE LAS ARMONICAS.....	58
MEDIDA DE LA DISTORSION DE VOLTAJE Y CORRIENTE.....	58
ESFUERZOS TERMICOS DEBIDOS A LAS ARMONICAS.....	59
EFFECTOS DE LAS ARMONICAS EN LOS APARATOS DEL SISTEMA DE POTENCIA.....	62
EFFECTOS DE LAS ARMONICAS EN LOS CIRCUITOS DE COMUNICACIONES.....	79
CONFIGURACION HORIZONTAL DE LA LINEA DE TRANSMISION... ..	80
SUSCEPTIBILIDAD DEL SISTEMA TELEFONICO.....	82
PROPAGACION DE LAS ARMONICAS Y CAUSAS PRINCIPALES DE LA INTERFERENCIA.....	84
INTERFERENCIA CON CIRCUITOS PROGRAMADOS Y PORTADORES..	94
CAPITULO IV	
ESTANDARES INDUSTRIALES Y GUIAS DE PLANEACION.....	96
NORMAS DEL IEEE.....	96
LIMITES RECOMENDADOS.....	97
RESULTADOS DEL ANALISIS: PROBLEMAS EN PLANTA.....	107
ESPECIFICACIONES INTERNACIONALES.....	108
RANURAS EN LA SEÑAL DE VOLTAJE.....	109
LIMITES ESTANDARIZADOS.....	116
CONDICIONES DE RESONANCIA.....	119
TAMAÑO Y LOCALIZACION DE LOS CAPACITORES.....	123
ESTUDIO DE UN SISTEMA GRANDE.....	124
CAPITULO V	
METODOLOGIA PARA EL ANALISIS ARMONICO.....	128
RAZONES PARA REALIZAR ESTUDIOS DE ARMONICAS.....	128
MODELOS.....	133
SIMULACION NO LINEAL EN EL DOMINIO DEL TIEMPO.....	137
MODELOS LINEALIZADOS: LA TECNICA DE INYECCION DE CORRIENTE.....	140
EXPERIENCIAS CON EL ANALISIS DE ARMONICAS.....	152
CAPITULO VI	
CALCULO DE UN FILTRO DE ARMONICAS.....	155
CONCLUSIONES.....	163
BIBLIOGRAFIA.....	166

INTRODUCCION

Con la nueva política del gobierno y ante un inminente tratado de libre comercio, se han originado las condiciones suficientes para que en México se realicen nuevas inversiones nacionales y extranjeras que reforzarán en forma importante a la industria nacional. Como consecuencia de tal medida las empresas tendrán que mejorar su competitividad para poder penetrar en el mercado internacional; por lo que es necesario realizar cambios radicales dirigidos hacia la modernización industrial.

Sin duda un aspecto importante para que una industria sea eficiente, es la continua actualización de sus sistemas de producción y la aplicación de nuevas tecnologías. Dentro de éstas, la electrónica de potencia se presenta como una herramienta de suma importancia por su gran aplicación y bajo costo. El continuo desarrollo y difusión de esta área de la electrónica, aunado a la característica no lineal de la carga industrial, ha provocado serios problemas a las compañías suministradoras de energía eléctrica, distorsionando las señales de voltaje y de corriente. Esta distorsión consiste de una señal a frecuencia fundamental con otras ondas similares a frecuencias que son múltiplos de la anterior, este fenómeno es conocido en los sistemas eléctricos de potencia como distorsión armónica.

La presencia de esta distorsión armónica en el sistema eléctrico provoca principalmente daños en el equipo de generación, distribución y de consumo e interferencia telefónica.

En países industrializados como E.U., Alemania, Japón, etc., los problemas causados por la distorsión armónica han alcanzado niveles preocupantes, por lo que se han avocado a investigar la proliferación y mitigación de las armónicas en los sistemas eléctricos de potencia. Tomando en cuenta estos antecedentes y las características industriales de México, podemos darnos cuenta

que estamos propensos a tener problemas similares a los de estos países.

Así la finalidad del presente trabajo es conjuntar analizar y sintetizar la información más relevante en el campo de las armónicas desde su generación, y los fenómenos que provoca, hasta su análisis y control.

Esperamos que la investigación realizada sea de utilidad práctica y sirva de base para el desarrollo posterior de trabajos afines al tema.

ARMONICAS

En este primer capitulo se darán los conceptos necesarios para entender lo que son las armónicas y los efectos que producen en los sistemas eléctricos de potencia.

En un sistema ideal de potencia, el voltaje suministrado y la corriente de carga son dos señales senoidales perfectas. En la práctica, sin embargo, las condiciones nunca son ideales, por lo que existen algunas formas de onda que presentan distorsiones. Esta deformación de la senoidal perfecta usualmente suele expresarse en términos de distorsión armónica de las señales de voltaje y de corriente.

En los sistemas de potencia la distorsión armónica no es un fenómeno nuevo, ya que los esfuerzos por mantener dicho efecto dentro de valores aceptables han aparecido desde los inicios de los sistemas eléctricos de potencia. En esos tiempos la distorsión fué causada por la saturación magnética de los transformadores o por ciertas cargas de tipo industrial, tales como hornos eléctricos o soldadoras. Los mayores efectos que producen las armónicas, se presentan en las máquinas sincronas y en las de inducción, en los teléfonos provocando interferencia y dañando los capacitores de potencia de cualquier sistema eléctrico. En el pasado, los problemas con las armónicas se encontraban, frecuentemente dentro de cierta tolerancia, debido a que el equipo era diseñado conservadoramente con grandes márgenes de diseño y además se tenía a los transformadores conectados en estrella aterrizada-delta, conexión que servía para confinar algunas de las armónicas.

Ahora, sin embargo, en los modernos sistemas eléctricos de potencia las armónicas acompañan con mucha frecuencia a la utilización de la energía eléctrica, principalmente porque han aumentado enormemente las cargas no lineales que producen armónicas. El más importante de estos mecanismos no lineales es el convertidor estático de potencia, utilizado en controladores

de velocidad, periféricos de computadoras, controles de equipo de computo, vías de tren electrificadas, utensilios de consumo, etc. Además de los dispositivos generadores de armónicas, el problema algunas veces se ve agravado por la instalación de capacitores en plantas industriales para la corrección del factor de potencia o la utilización de capacitores para el control de voltaje en sistemas de distribución. La combinación del capacitor y una fuente de armónicas, puede llevar a una resonancia en paralelo entre la reactancia capacitiva y la reactancia inductiva del sistema de potencia, resultando una larga oscilación de corriente y consecuentemente altos voltajes armónicos.

Reconociendo que muchas de las cargas conectadas al sistema de suministro (tales como computadoras) son más sensitivas a la distorsión armónica, es obvio que los problemas de las armónicas, hoy en día deben ser estudiados y tomados en cuenta en la planeación del circuito a utilizar. Los sistemas armónicos de potencia y los métodos para su mitigación son de gran interés para la ingeniería industrial y la de suministro de energía eléctrica.

Reconociendo primeramente los efectos dañinos en las cargas de consumo y en las redes de potencia se puede obtener resultados satisfactorios en la confinación de armónicas.

DEFINICION DE ARMONICAS

El término de armónicas se originó en el campo de la acústica, en donde se refiere a la vibración de una señal a una frecuencia que es múltiplo de la frecuencia básica o fundamental. Similarmenete para señales eléctricas, una armónica esta definida como "una componente senoidal de una onda periódica o como una cantidad de frecuencia que es un múltiplo entero de la frecuencia fundamental."

Para sistemas de potencia a 60 Hz, una onda armónica senoidal tiene una frecuencia expresada por:

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

donde n es un número entero.

La figura 1.1 ilustra la onda senoidal de frecuencia fundamental (60 Hz) y la 2^a, 3^a, 4^a y 5^a armónicas.

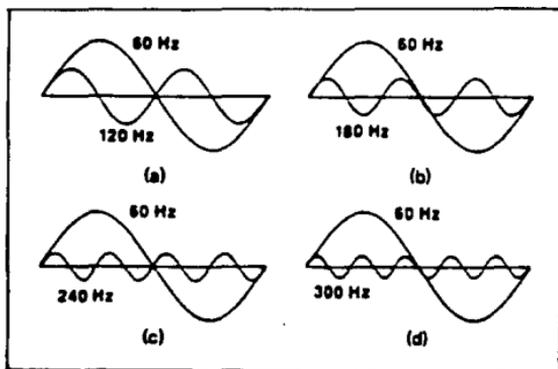


Figura 1.1 Onda senoidal a frecuencia fundamental (60 Hz) y las armónicas: a) 2^a armónica (120 Hz); b) 3^a armónica (180 Hz); c) 4^a armónica (240 Hz) y d) 5^a armónica (300 Hz).

CARACTERISTICAS DE DISTORSION ARMONICA

COMPOSICION DE UNA ONDA DISTORSIONADA.

La figura 1.2 muestra el efecto de superposición que tiene una onda armónica sobre la onda de frecuencia fundamental. Cuando la onda (1.0 en por unidad) de 60 Hz e_1 es combinada con la onda e_2 , que es la 3^a armónica en fase (y tiene un valor aproximado de 0.3 de la amplitud fundamental); el resultado es una onda cuadrada distorsionada e_r , que tiene una frecuencia igual a la fundamental (60 Hz).

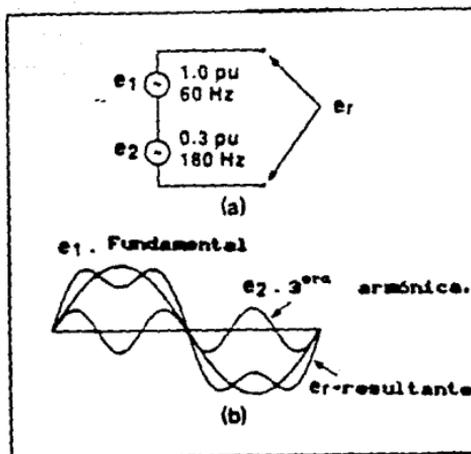
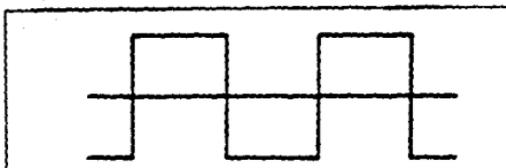


Figura 1.2 Composición de una onda distorsionada: (a) diagrama del circuito; (b) onda resultante (e_r) obtenida por superposición de la fundamental (e_1) sobre la 3^a armónica en fase (e_2).

Por efecto de otras armónicas de frecuencias y amplitudes diferentes, nosotros podemos producir una onda distorsionada de cualquier forma concebible. Por ejemplo la onda periódica cuadrada de la figura 1.3 es creada por superposición de un número infinito de armónicas de orden impar (con amplitudes decrecientes) sobre el 1.0 en por unidad de la onda fundamental. La n -ésima armónica (donde n es un entero impar) tiene una frecuencia de $50n$, una amplitud de $1/n$ en por unidad de la amplitud de la onda fundamental. Podría pensarse que las armónicas de mayor orden, por sus pequeñísimas amplitudes, son de poca importancia, sin embargo, dichas armónicas son necesarias para producir las esquinas y los lados verticales de la onda cuadrada.



Orden de la armónica.	Frecuencia (Hz)	Amplitud en p.u. de la fundamental
Fundamental	60	1.0
3 ^{er}	180	1/3
5 ^{to}	300	1/5
7 ^{mo}	420	1/7
9 ^{no}	540	1/9
n-ésima	60n	1/n

Amplitud armónica = 1/orden de la armónica

Figura 1.3 Generación de una onda cuadrada por superposición de la fundamental y las armónicas impares.

DESCOMPOSICION DE UNA ONDA DISTORSIONADA

Justo como cualquier onda periódica distorsionada puede ser compuesta, ésta también puede ser descompuesta en una onda fundamental y una serie de armónicas. La figura 1.4 ilustra una onda periódica distorsionada la cuál puede ser disociada en una fundamental y dos componentes armónicas en fase (la 3^a y la 5^a).

La precisión para descomponer cualquier forma de onda periódica, independientemente de su grado de distorsión, es importante desde el punto de vista del análisis del sistema. Utilizando esta técnica podemos considerar separadamente cada componente senoidal de la onda distorsionada, utilizando métodos normales para la resolución de circuitos y aplicando en ellos la superposición; podemos analizar sistemáticamente el efecto de la inyección de una onda distorsionada dentro de un sistema de potencia.

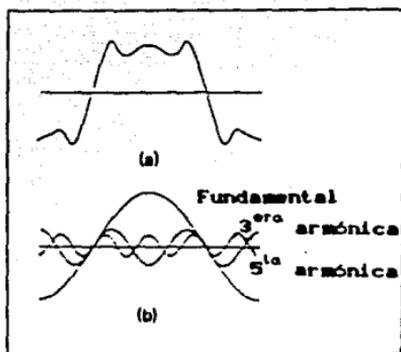


Figura 1.4 Descomposición de una onda distorsionada:
 (a) onda distorsionada; (b) descomposición de la onda
 distorsionada en la fundamental y sus componentes armónicas

A la descomposición de cualquier onda periódica en sus componentes fundamental y armónicas se le refiere como, "Análisis de Fourier", debido al matemático francés Jean Baptiste Fourier, quien estableció las bases para el cálculo moderno de las armónicas.

POTENCIA FUNDAMENTAL Y ARMÓNICA

En circuitos de corriente alterna, la corriente junto con el voltaje fundamental, producen la potencia fundamental:

$$P_{fund} = V_{fund} I_{fund} \cos \phi_1$$

donde ϕ_1 es el ángulo de fase entre el voltaje y la corriente fundamental.

La potencia fundamental representa la potencia de utilización, por ejemplo la potencia que hace girar a los motores.

Similarmente, un voltaje armónico y su correspondiente corriente armónica producen la potencia armónica.

$$P_{arm} = V_{arm} I_{arm} \cos \phi_2$$

donde ϕ_2 es el ángulo entre V_{arm} e I_{arm} .

La potencia armónica es usualmente disipada en forma de calor en los circuitos de CA, este es normalmente un efecto indeseable excepto en ciertos procesos industriales en los que se requiere calor.

ARMONICAS Y COMPONENTES SECUENCIALES

Cuando las armónicas son producidas sobre tres fases básicas, existe la posibilidad de analizarlas sobre componentes secuenciales, de manera similar a cantidades en 60 Hz, en una red completamente balanceada donde todas las armónicas son directamente el resultado de una distorsión trifásica de secuencia positiva, existe una simple relación entre una armónica y la correspondiente secuencia como se ilustra en la tabla 1.1.

Tabla 1.1 Relación entre secuencia de fase y orden de la armónica

Secuencia de fase	Positiva	Negativa	Cero
Orden de la armónica.	1	2	3
	4	5	6
	7	8	9
	10	11	12
		(etc.)	

Como un ejemplo, la tercera armónica puede ser mostrada para tener una cantidad de secuencia cero como referencia. Para la figura 1.5 las componentes fundamentales de fase A, B y C de voltaje o corriente son balanceadas como se muestra. Sin embargo,

nosotros podemos mostrar graficamente que la fase A de 3^a armónica, la B de 3^a armónica y la C de 3^a armónica están todas en fase con cada una de las fases fundamentales, y en igual magnitud (secuencia cero). De la misma manera nosotros podemos mostrar que la 5^a componente armónica de las tres fases (trifásico) se encuentran fuera de fase (separadas) por 120°, en una rotación negativa (A, C y B).

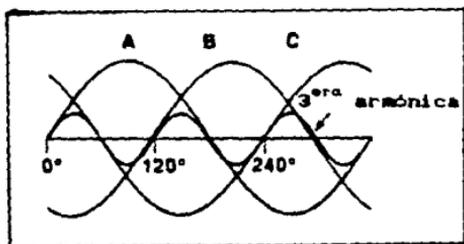


Figura 1.5 Voltaje o corriente trifásica balanceada con 3^a armónica.

La tabla 1.1 ilustra que la 5^a armónica es importante cuando se considera el buen desempeño de los motores y generadores, esto es debido a que la secuencia negativa causa calentamientos en el rotor y esfuerzos contrarios en las máquinas. Actualmente la tabla muestra la secuencia correspondiente a cada armónica dominante. Debería enfatizarse en que cada armónica aparece contenida en las tres secuencias.

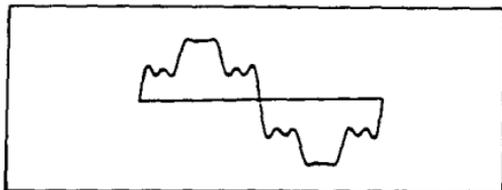
FACTOR DE DISTORSION ARMONICO

El factor de distorsión (FD) o factor armónico, proviene de la cantidad de armónicas contenida en una onda distorsionada. Está definido como "la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de las armónicas contenidas en la onda, dividido entre el valor rms de la cantidad fundamental; siendo expresada como un porcentaje de la fundamental".

FD esta dado por la siguiente ecuación:

$$FD(\%) = \frac{\sqrt{\text{(Sumatoria de los cuadrados de todas las amplitudes de las armónicas)}}}{\text{amplitud de la fundamental}} \times 100$$

Para la aplicación de esta ecuación, se considera la forma de onda de la figura 1.6.



Orden de la armónica	Frecuencia (Hz)	Amplitud en p.u. de la fundamental.
Fundamental	60	1 = 1.000
5	300	1/5 = 0.200
7	420	1/7 = 0.143
11	660	1/11 = 0.091
13 ^{avo}	780	1/13 = 0.077

Figura 1.6 Contenido armónico de una onda distorsionada

El contenido de armónicas de la onda es resumido en la tabla correspondiente, presentada en la figura 1.6. Entonces el factor de distorsión de la onda es:

$$DF = \frac{\sqrt{((.2)^2 + (.143)^2 + (.091)^2 + (.077)^2)}}{1.0} \times 100$$

$$DF = 27\%$$

FORMAS DE ONDA DISTORSIONADA

La forma de onda distorsionada, está influenciada por el porcentaje de distorsión armónica, como se ilustra en las curvas a) y b) de la figura 1.7. Cada onda consiste de la fundamental más una armónica en fase (0° de translación), pero la curva b) tiene el doble de distorsión armónica de la curva a).

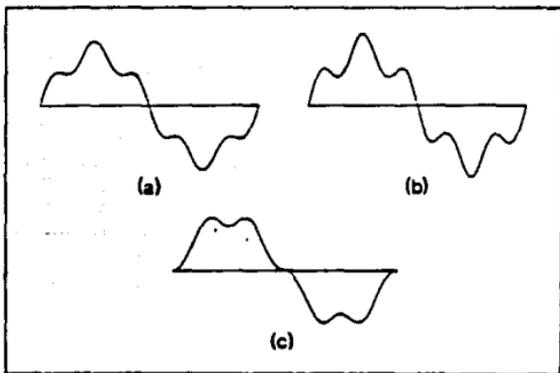


Figura 1.7 Forma de onda con varios factores de distorsión y diferentes fases: (a) 15% de 5ª armónica, 0° de defasamiento; (b) 30% de 5ª armónica 0° de defasamiento; (c) 15% de 5ª armónica 180° de defasamiento.

Además la relación de fase entre la fundamental y la onda distorsionada en la figura 1.7 c) muestra una forma de onda

distorsionada con el 15% de componente de 5^a armónica que esta 180° defasada con respecto a la fundamental. Por comparación de la onda c) con la onda a) podemos ver que los 180° de traslación producen una onda distorsionada de forma completamente diferente de la producida por la armónica que se encuentra en fase con la fundamental.

LA IMPORTANCIA DE LA COMPRESION DE ARMONICAS EN LOS SISTEMAS ACTUALES

Como se ha mencionado los problemas de la distorsión armónica no son nuevos en los sistemas eléctricos de potencia de servicio e industriales. En efecto, tal distorsión fué observada por el personal que operaba los sistemas de la primera década de este siglo. Típicamente, la distorsión fué causada por las cargas no lineales conectadas en los sistemas de distribución de servicio. Por ejemplo, un horno de arco es una carga no lineal que después de un tiempo de operar podría inducir una corriente no senoidal (rica en armónicas) cuando un voltaje senoidal es aplicado, para un horno de este tipo, la forma de onda generada se muestra en el inciso a) de la figura 1.8. La corriente de carga causa distorsión en el voltaje del bus, apareciendo dicha distorsión en todo el sistema, como se muestra en la curva b). Pero en el pasado, tales fuentes de armónicas no eran tan usadas, por lo que frecuentemente se les mitigaba de manera efectiva usando una conexión de transformador estrella aterrizada-delta.

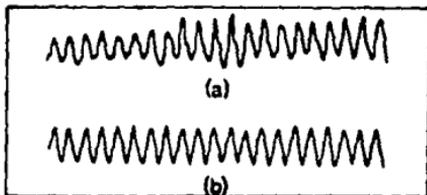


Figura 1.8 Forma de onda del horno de arco: (a) corriente de fase tomada por el horno de arco; (b) voltaje en el bus.

Hoy en día , sin embargo, es necesario crear más métodos de mitigación, principalmente por tres razones:

- 1.-El uso de convertidores estáticos de potencia que recientemente han proliferado.
- 2.-Las redes resonantes que tienden a aumentar.
- 3.-Los equipos del sistema de potencia y cargas que son sensibles a las armónicas.

La introducción normal y la relación costo-eficiencia de los convertidores estáticos de potencia han, causado un gran incremento en el número de armónicas generadas , y ello ha traído consigo sobredispersión por entero en el sistema de potencia. El término "convertidor estático de potencia" se refiere a los dispositivos semiconductores que convierten potencia de una frecuencia en potencia de otra frecuencia. Los convertidores más usados en la industria son del tipo rectificador, convertidores de potencia de CA a CD, y los inversores, convertidores de CD a CA.

La mayor aplicación de los convertidores estáticos es en el control de velocidad de motores. Estos controles estáticos ahora son utilizados en todos los tipos de motores industriales, con eficiencias muy altas, como mejores controladores de velocidad y con mantenimiento y operación más simples que los otros convencionales.

En muchas aplicaciones, las cargas de convertidores estáticos inducen corrientes que consisten en pulsos positivos y negativos, separados por intervalos de corriente cero. La forma de onda de CA esta mostrada en la figura 1.9. Se puede mostrar que al descomponer la onda cuadrada de corriente, ésta se forma de la fundamental más las siguientes armónicas: 5^a, 7^a, 11^{ava} y 13^{ava}.

Generalmente las armónicas generadas por las cargas de convertidores estáticos pueden propagarse a voluntad por todo el sistema, apareciendo distorsión en los voltajes de buses alejados y distorsionando las corrientes de flujo en algunos circuitos lejos de la carga.

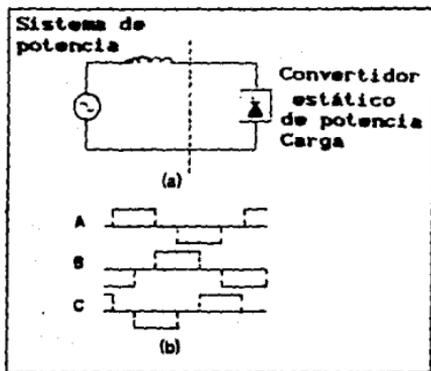


Figura 1.9 Efecto de las cargas en el convertidor estático de potencia: (a) diagrama de línea del sistema; (b) corriente de CA en las tres fases.

La figura 1.10 ilustra el efecto no local introducido por una fuente de armónicas en el sistema.

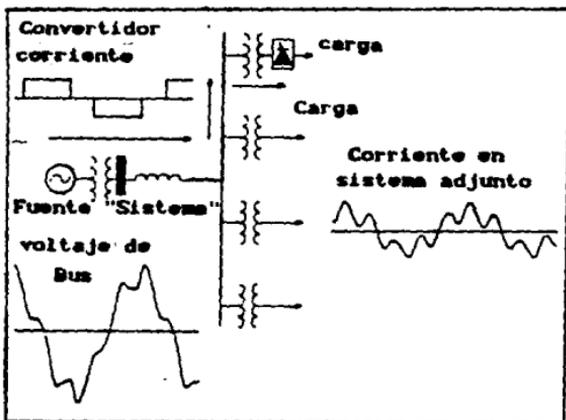


Figura 1.10 Propagación de voltajes armónicos y corrientes a través del sistema de potencia.

Además, el problema de las armónicas frecuentemente se ve agravado por la tendencia de las plantas industriales de instalar capacitores de potencia para mejorar el factor de potencia o para controlar el voltaje. La instalación de los capacitores queda en paralelo con la inductancia del sistema de potencia, como se muestra en la figura 1.11, una condición de resonancia existe a la frecuencia dada por:

$$f_{reson} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}}$$

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

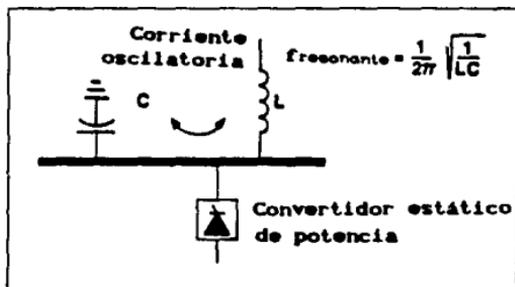


Figura 1.11 Excitación de un circuito paralelo resonante

Si una corriente armónica es inyectada (por un convertidor estático de potencia) a una frecuencia cercana a la frecuencia de resonancia, podría fluir una alta corriente de oscilación fundiendo los fusibles del capacitor y produciendo altos voltajes armónicos.

Junto con el incremento de los generadores de armónicas y los puntos de resonancia, en algunos casos los sistemas eléctricos y las cargas se han hecho más sensibles a las armónicas. Algunas áreas en las que las armónicas afectan a la carga se enumeran a continuación:

- 1.-Las computadoras, máquinas controladas por computadoras y varios tipos de controladores digitales son especialmente susceptibles a las armónicas, así mismo como a otro tipo de interferencias.
- 2.-Las armónicas pueden causar daños en los aislamientos de los cables subterráneos por calentamiento.
- 3.-La medición inductiva puede ser afectada de manera adversa por las armónicas.
- 4.-El banco de capacitores puede presentar fallas que son frecuentes por las armónicas.
- 5.-Los diseños conservadores de las máquinas rotatorias y de los transformadores pueden afectar a estas por calentamientos producidos por las armónicas.
- 6.-Las armónicas producen muchos problemas especialmente en sistemas de comunicaciones.

En este primer capítulo se ha desarrollado principalmente la definición de las armónicas, las características básicas de la distorsión armónica y la importancia del estudio de este fenómeno, por lo que consideramos que se han entendido perfectamente los problemas que pueden ocasionar las armónicas si no son controladas adecuadamente.

FUENTES DE ARMONICAS

Los grandes convertidores estáticos de potencia han sido una fuente importante de armónicas en los sistemas eléctricos de potencia por muchos años. Esos grandes convertidores tienen potencia nominal en el rango de MW e incluyen terminales de alto voltaje de corriente directa (HVDC) en el convertidor, los grandes rectificadores usados en las industrias electroquímicas y electrometalúrgicas, y los grandes controladores de motores de CD usados en una gran variedad de aplicaciones industriales, son algunas de las fuentes de armónicas más importantes que debemos estudiar.

En México se han hecho algunos proyectos de transmisión de corriente directa a alto voltaje, así como otros de conexión espalda con espalda, aunque todavía no se tiene ninguno en operación, se considera posible que en un futuro próximo estos proyectos se lleven a cabo.

TERMINALES HVDC

Una aplicación común para los grandes convertidores estáticos de potencia es en los grandes sistemas de transmisión de corriente HVDC.

Por ejemplo, grandes grupos de sistemas utilizados en los E.U. y Canadá son conectados con HVDC para hacer más fácil la operación de todos los sistemas en sincronismo. En algunos casos, la instalación del HVDC podría estar "espalda con espalda" con distancia pequeña o no, entre el rectificador y el inversor.

La transmisión HVDC puede ser generalmente más económica que la transmisión en CA, bajo distancias muy grandes, subterráneas o cables submarinos. El sistema de transmisión de HVDC es una fuente significativa de armónicos porque los convertidores estáticos de gran potencia se usan para convertir potencia de CA a CD y después a potencia de CA nuevamente.

La figura 2.1 presenta un sistema simple de HVDC con dos convertidores a base de tiristores, uno opera como rectificador y el otro lo hace como inversor. La corriente de CD fluye en un circuito de dos conductores o línea de transmisión, referida como un doble polo o línea bipolar. El nivel de potencia de CD puede cambiar rápidamente por cambios en el ángulo de encendido del convertidor.

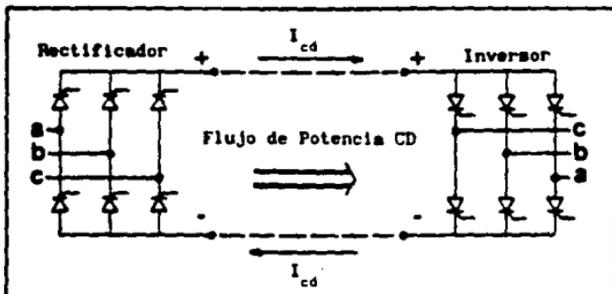


Figura 2.1 Sistema HVDC simplificado

El sentido del flujo de potencia puede ser invertido ajustando el ángulo de encendido. En la figura 2.2 la polaridad del voltaje a través de los tiristores del convertidor ha sido cambiada por el control de los ángulos de encendido.

Así el inversor se ha convertido en un rectificador y el rectificador en inversor; por lo que la potencia fluye en el sentido inverso, pero la corriente no experimenta cambio alguno.

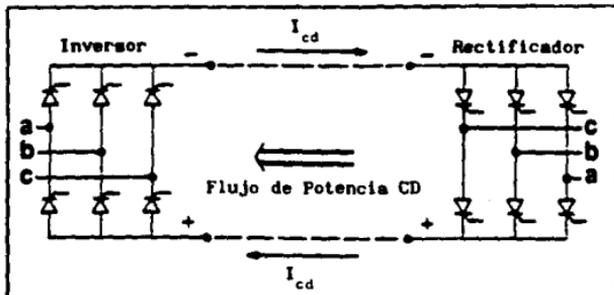


Figura 2.2 Sistema HVDC mostrando el flujo de potencia inversa.

En la figura 2.3 se presenta una terminal práctica HVDC que emplea un puente rectificador de 12 pulsos en vez de un puente simple de 6 pulsos. Dos de los puentes de 6 pulsos son conectados en serie y alimentados por dos transformadores convertidores estrella-estrella y produce el voltaje de rizo pulsante de 6^a armónica como se presenta en la figura 2.4.

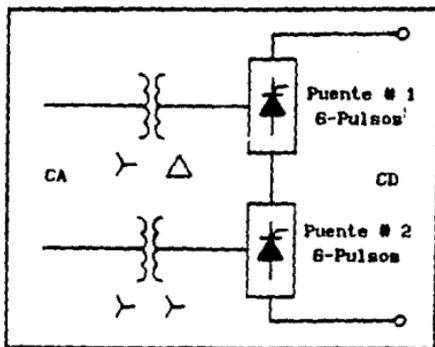


Figura 2.3 Puente de 12 pulsos compuesto por dos puentes de 6 pulsos conectados en serie.

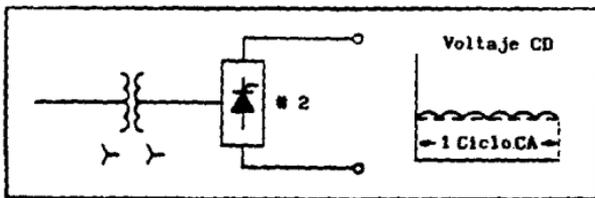


Figura 2.4 Sexta armónica pulsante producida por el puente 2.

El puente número 1 produce voltaje de rizo de 6^a armónica presentado en la figura 2.5. El cual es defasado 180° con respecto al rizo producido por el puente número 2.

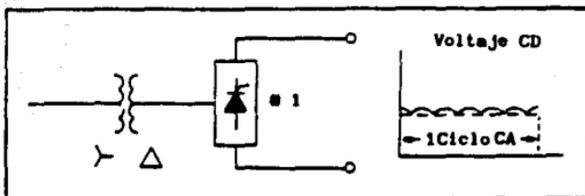


Figura 2.6 Sexta armónica pulsante producida por el puente 1.
 Note los 180° de defasamiento comparado con la figura 2.4.

La conexión estrella-delta del puente número 1 del transformador convertidor defasa el voltaje de la línea de CA en 30 grados, produciendo así al defasamiento del rizo. Cuando los puentes de 6 pulsos y los transformadores convertidores son conectados en serie, el voltaje de salida de CD en la figura 2.6 se duplica y lo más importante es que el voltaje de rizo se reduce cerca de la cancelación por las componentes del defasamiento. Estos 12 períodos de conducción para varios ciclos de la frecuencia fundamental son productores de la 12^{ava} armónica en el voltaje de CD.

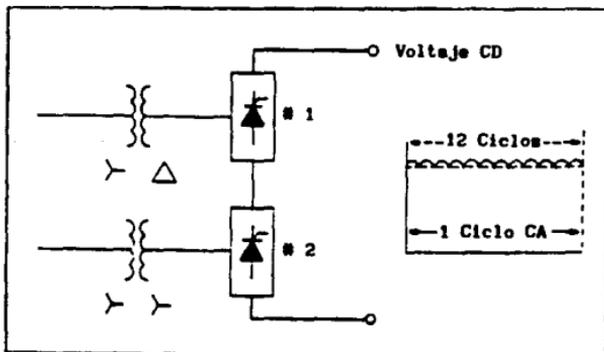


Figura 2.6 El voltaje de salida de CD resultante se duplica y la 12^{ava} armónica se presenta con amplitud reducida.

Siguiendo con este análisis el total de la corriente suministrada al puente de 12 pulsos es la suma instantánea de las 2 corrientes de CD del puente. Esta corriente, presentada en la figura 2.7 es muy parecida a la senoidal, siendo esta diferencia la causa de que el puente de 12 pulsos produzca pequeñas armónicas de bajo orden en la señal de CA como las producidas por un puente simple de 6 pulsos. La característica armónica es de la siguiente forma:

$$h=12k+1$$

$$k=1,2,3,4,\dots$$

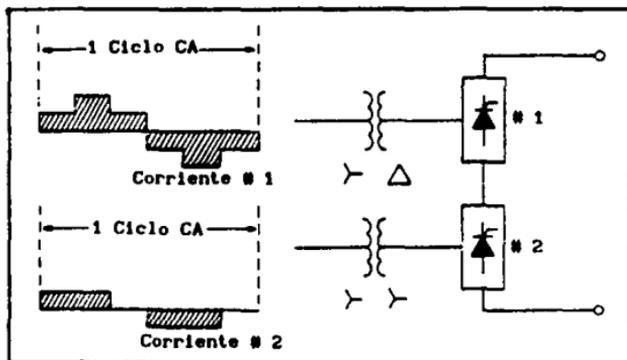


Figura 2.7 Corriente de CA tomada por cada puente de 6 pulsos

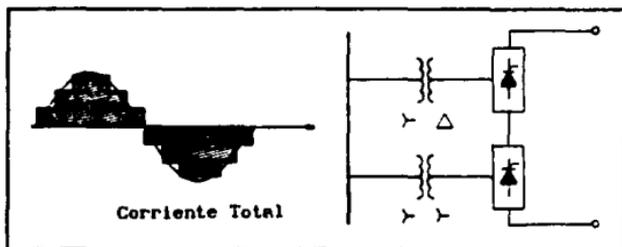


Figura 2.8 Sumatoria de corriente tomada por el puente de seis pulsos.

Las armónicas 11^{va} , 13^{va} , 23^{va} y 25^{va} son predominantes. En teoría la 5^{a} y 7^{a} armónica son canceladas, pero en la operación práctica el número de 5^{a} y 7^{a} armónicas puede ser presentado como un resultado de desbalances entre los 2 puentes sin producir su perfecta cancelación.

Las magnitudes típicas de corriente armónica para un convertidor de 12 pulsos son presentadas en la figura 2.9.



Figura 2.9 Armonicas típicas en la corriente de CA para el convertidor de 12 pulsos.

En la figura 2.10 se presenta una típica terminal de convertidor HVDC, la cual usa un puente de 12 pulsos por polo, cada uno alimentado por un transformador convertidor estrella-estrella y un delta-estrella conectado en paralelo. Los filtros armónicos son necesarios a ambos lados en CA como en CD.

Un reactor de aplanamiento es insertado en serie con la línea de CD a cada terminal.

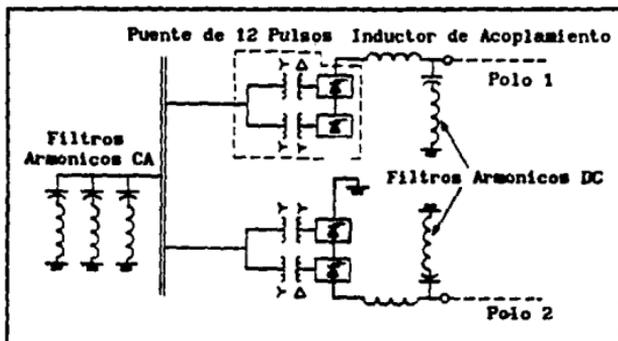


Figura 2.10 Terminal del convertidor HVDC con filtros en lados en CA y en CD.

Como las terminales del convertidor HVDC controlan grandes cantidades de potencia, cada puente de 12 pulsos está realmente compuesto de varios tiristores, conectados en combinaciones serie y paralelo para obtener el voltaje requerido y la corriente nominal. Esas agrupaciones de tiristores, con sus divisores de voltaje asociados sus circuitos snubber y los circuitos de protección son llamados válvulas. Cada terminal de convertidor puede tener varios cientos de tiristores.

Los transformadores de los convertidores están especialmente diseñados para soportar niveles importantes de corrientes armónicas. Las armónicas producidas por el convertidor de 6 pulsos, en particular la 5ª y 7ª, circulan entre los dos transformadores, aunque no penetran al resto del sistema de potencia de CA. Las impedancias del transformador pueden balancearse precisamente para reducir las armónicas de característica non y para mantener la simetría del puente de 12 pulsos.

GENERACION Y ALMACENAMIENTO DISPERSO

En algunos sistemas eléctricos, se generan valores pequeños de potencia de CD y con un inversor estático se convierte la potencia a CA para su conexión a la red de servicio. Este proceso es ilustrado en la figura 2.11.

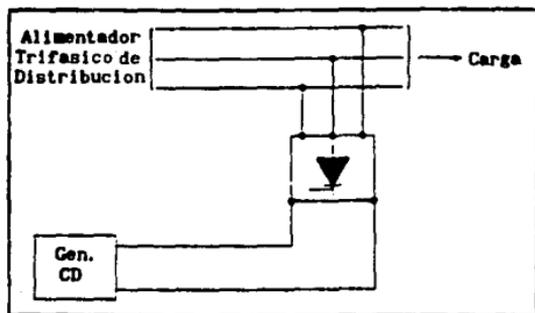


Figura 2.11 Generador de CD que alimenta al sistema de servicio a través de un convertidor estático.

Ejemplos de generación de CD y almacenaje disperso son los sistemas fotovoltaicos que utilizan energía solar, ciertos sistemas de viento que emplean máquinas de CD, celdas solares y sistemas de almacenaje de batería. Algunas de esas facilidades de generación son de varios MW en tamaño y se conectan directamente a la red de transmisión del sistema, pero muchos están en el rango de kW y están conectados a los sistemas de distribución.

Esos sistemas de pequeña generación pueden ser apropiados para el servicio o para una producción independiente. Ellos pueden ser referidos como generación y almacenaje disperso (DSG) Dispersed Storage and Generation o como facilidades de cogeneración. Debido al proceso de inversión estática, todos los aparatos del DSG que generan potencia de CD son fuentes posibles de distorsión armónica.

Como los puentes de 6 pulsos son a menudo usados para moderar el tamaño de los inversores de DSG, las armónicas generadas incluyen la 5^a, 7^a, 11^a y 13^a como se presenta en la figura 2.12. Las magnitudes de las armónicas mostradas son obtenidas del inverso del orden de la armónica correspondiente. Además de que son expresadas como un porcentaje de la magnitud de la frecuencia fundamental.

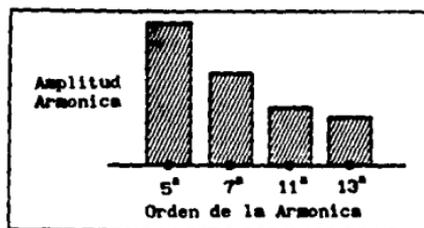


Figura 2.12 Armónicas típicas en la corriente de CA debida al inversor de 6 pulsos.

RECTIFICADORES ELECTRICOS Y METALURGICOS

Otra aplicación de los convertidores de gran potencia se presenta en la industria electroquímica y electrometalúrgica. Los rectificadores son usados en la reducción del aluminio, refinamiento del cobre, producción química y otros procesos industriales.

Al principio de la aplicación de los convertidores estáticos, los usuarios electroquímicos reconocieron que las configuraciones de pulsos múltiples limitarían las corrientes armónicas inyectadas al sistema de suministro de potencia. En los sistemas HVDC, se usan 2 transformadores con defasamientos de 30 grados y 2 puentes de seis pulsos para reducir las magnitudes de las armónicas 5ª y 7ª (fig 2.3). Es posible reducir la amplitud armónica agregando transformadores y puentes de seis pulsos, con defasamientos más pequeños entre los transformadores.

Por ejemplo el arreglo de 24 pulsos de la figura 2.13 usa 4 transformadores convertidores operando con 15 grados de defasamiento uno del otro. Los transformadores alimentan por separado a cuatro puentes rectificadores de 6 pulsos.

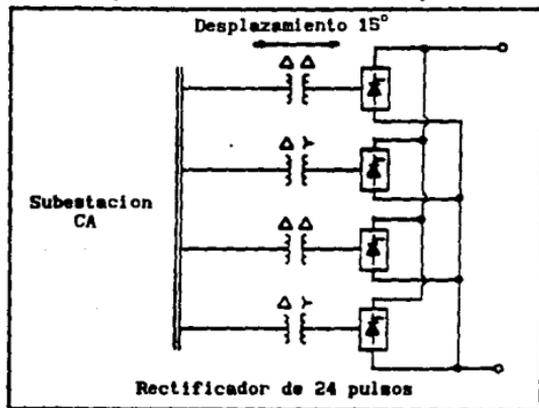


Figura 2.13 Rectificador típico de 24 pulsos con 2 transformadores.

En la figura 2.14 se ilustra la corriente alterna que fluye dentro de cada rectificador de 6 pulsos y puede observarse que tiene características de forma escalonada debida a la conexión delta del transformador, con aproximadamente el 20% de la corriente de 5ª armónica. Estas corrientes estan defasadas 15 grados en cada rectificador de 6 pulsos. Así, el total de la corriente inducida por el rectificador de 24 pulsos, como se muestra en la figura 2.15 se asemeja muchísimo a una onda senoidal. La corriente de 5ª armónica es típicamente reducida alrededor del 2 por ciento.

Pero también se tiene información acerca de procesos electroquímicos más grandes que usan arreglos de 24, 36 o 48 pulsos para mitigar el efecto de las armónicas. Esta técnica referida como multidefasamiento, ha sido exitosamente aplicada en procesos industriales por algunas décadas.

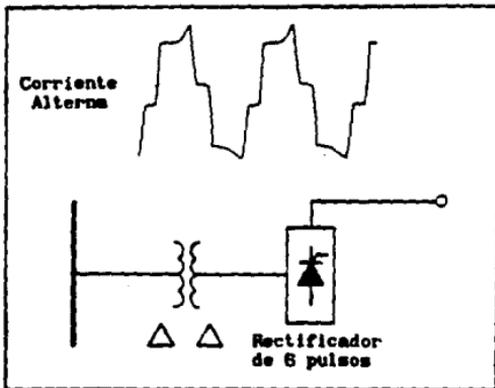


Figura 2.14 Corriente de CA dentro de cada rectificador de 6 pulsos con 20% de corriente de quinta armónica.

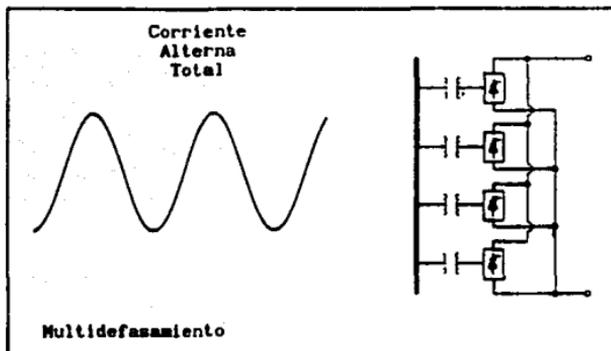


Figura 2.15 Corriente total de CA dentro del rectificador con aproximadamente el 2% de quinta armónica.

CONTROLADORES DE MOTORES DE CD

Otra aplicación para los convertidores de gran potencia es el control ajustable de velocidad para grandes motores de CD. Como se presenta en la figura 2.16. Los motores de CD son empleados en maquinaria pesada porque ellos pueden proveer un sobrepase en un amplio rango de velocidad. Por ejemplo en los rodillos de una gran plancha de metal, una inversión en la fábrica fuerza a usar dos grandes motores de CD de 6000 caballos de potencia para controlar los rodillos principales.

El circuito de control consiste en un rectificador estático típicamente de 12 pulsos, el cual alimenta el voltaje ajustable para la armadura del motor. La velocidad del motor puede incrementarse, decrementarse, o igualmente invertirse por ajuste del voltaje de armadura. Por lo anterior bastantes controladores de motor son de tamaño mediano.

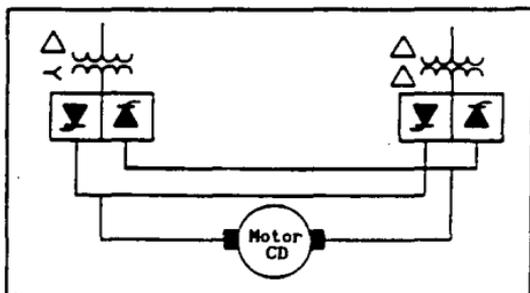


Figura 2.18 Convertidor de potencia usado como un controlador de velocidad ajustable para un gran motor de CD.

CONVERTIDORES DE POTENCIA MEDIA

INTRODUCCION A LOS MOTORES DE CD

Prácticamente toda la energía eléctrica producida comercialmente es generada, transmitida y distribuida en corriente alterna, una buena porción de esta energía es utilizada en forma de corriente directa. Motores de CD son usados en toda la industria en muchas aplicaciones especiales. Ellos son preferidos sobre motores de CA cuando la carga del motor requiere un par alto.

Los motores de CD operan relativamente a baja velocidad. Estos motores son idealmente adaptados para aplicaciones en maquinaria pesada, incluyendo fábricas de rodillos de acero, extracción pesquera, gruas, barcos a propulsión, locomotoras eléctricas, etc. En todas esas aplicaciones el control flexible de velocidad es importante. El motor puede funcionar a cualquier velocidad, en ambas direcciones hacia adelante o atrás. La velocidad del motor de CD esta dada por la expresión :

$$n = \frac{60E}{Na\phi}$$

donde:

n.- Velocidad del motor en r.p.m.

E.- Voltaje aplicado a la rotación de armadura.

Na.- Número total de conductores de armadura en el rotor.

ϕ .- Flujo magnético por polo.

El número de conductores de armadura es constante para cualquier máquina dada, la velocidad entonces se puede ajustar en dos formas. La primera, ajustando el voltaje de armadura mientras se mantiene constante el flujo por polo.

La segunda, ajustando el flujo por polo mientras se mantenga constante el voltaje de armadura. El primer método es referido como "control de armadura" y el último es comúnmente llamado "debilitamiento de campo".

CONTROLADORES TRIFASICOS PARA MOTORES DE CD

El típico controlador de motor se muestra en la figura 2.17, es simplemente un rectificador estático de 6 pulsos para proporcionar el voltaje E de CD, para la armadura del motor.

Históricamente el campo del motor se conectaba a través de suministro de potencia a la armadura, con un reostato para el ajuste de la corriente de campo. Este fué llamado motor SHUNT. En la tecnología moderna, el campo giratorio del motor es excitado separadamente por un puente monofásico de tiristores. Este es, por mucho, el tipo de motor de CD más común usado en la industria.

A continuación se describirán las dos formas de control de velocidad de un motor.

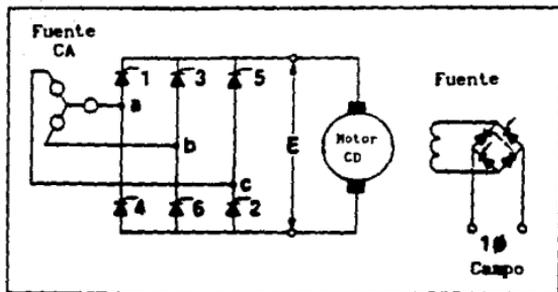


Figura 2.17 Rectificador estatico de 6 pulsos suministrando voltaje de CD a la armadura del motor.

CONTROL DE ARMADURA

Si la excitación de campo se mantiene constante, el flujo del motor por polo será también constante. En este caso la velocidad del motor sólo depende del voltaje de armadura E . En la práctica, el puente monofásico proporciona un voltaje fijo de CD al campo. Este a su vez causa corriente de excitación de CD constante que fluye en el devanado del campo. Mostrado en la figura 2.18.

Con excitación fija, sólo se necesita ajustar el ángulo del encendido de tiristor en el circuito de la armadura para controlar la velocidad del motor. La velocidad varilará en proporción directa al voltaje de armadura E .

A este método de control de velocidad se le llama "control de armadura" y es particularmente usado en elevadores de gran altura, tiro de minas y manejo de fábricas de papel y acero.

CONTROL DE CAMPO O CAMPO DEBILITADO

La velocidad del motor también puede ser controlada variando el flujo y manteniendo constante el voltaje de armadura.

En el circuito de la figura 2.17, se muestra un controlador por medio de ajuste del ángulo del tiristor en el puente monofásico

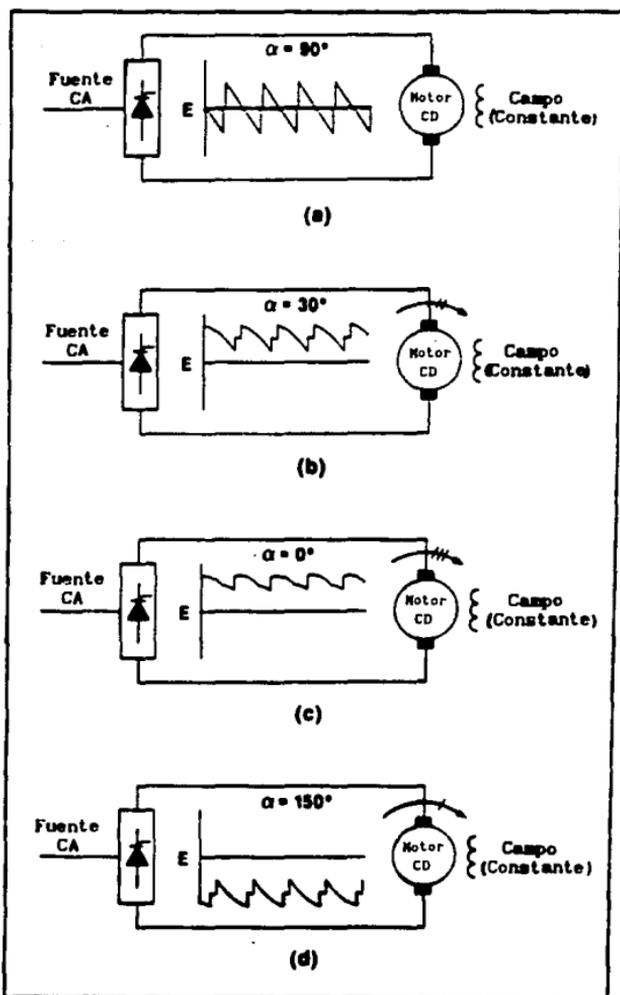


Figura 2.18 Ajuste de velocidad de un motor de C.D. variando el ángulo de disparo del tiristor: a) Paro del motor a 90° , b) Rotación en el sentido horario a 30° , c) Rotación a máxima velocidad en sentido horario a 0° , d) La máquina actúa como generador para obtener un frenado dinámico.

de alimentación del campo del motor se regula la velocidad. Con una reducción del voltaje de CD aplicado en el campo, la corriente de excitación y el flujo tenderán a disminuir de manera proporcional. Para desarrollar el mismo voltaje con un flujo más débil el motor debe girar más rápido. Por consiguiente la velocidad del motor puede elevarse de su valor nominal disminuyendo la excitación.

Este método de control de velocidad es conocido como "control de campo" o "debilitación del campo" y es usado principalmente en el manejo de alimentación de procesos de enrollamiento. Como ejemplo tenemos los molinos de papel y los trenes de laminación de metal.

ARMONICAS GENERADAS POR LOS CONTROLADORES DE MOTOR DE CD

Las corrientes armónicas requeridas del sistema por este tipo de control de velocidad ajustable de CD son las mismas que las generadas por los diversos rectificadores estáticos de 6 pulsos. Las armónicas 5^a , 7^a , 11^{ava} y 13^{ava} predominan en las corrientes del sistema de CA. La magnitud teórica de las armónicas es igual a uno dividido por el orden de la armónica. La magnitud práctica de las armónicas es menor como se observa en la gráfica de la figura 2.18 porque la inductancia de la fuente del sistema CA se encarga de redondear las esquinas puntiagudas de los pulsos de corriente.

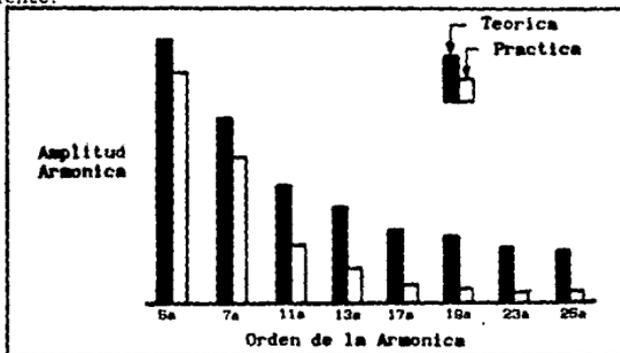


Figura 2.18 Amplitudes de corrientes armónicas teóricas vs prácticas.

CONTROLADORES MONOFASICOS DE MOTORES DE CD

Los controladores trifásicos de motores de CD son típicamente usados en maquinaria industrial pesada. Los controladores monofásicos de CD en el rango de tamaño mediano se pueden conectar también al sistema de suministro. Un ejemplo es el motor de tracción de CD para locomotoras eléctricas (metro).

En el motor de tracción que se presenta en la figura 2.20 el campo giratorio sobre el estator se conecta en serie con la armadura giratoria en el rotor. Este se conoce como motor serie. El campo soporta el total de la corriente de armadura.

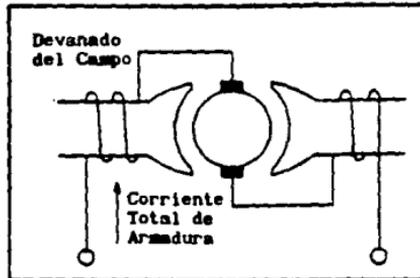


Figura 2.20 Motor de tracción de CD (motor serie).

Cuando se arranca un motor serie, el flujo por polo es bastante grande, porque la corriente de arranque requerida por el motor es grande. Entonces el par de arranque de un motor serie es mucho mayor que el de un motor en derivación (SHUNT). Como se ve en la figura 2.21 esta característica de un motor serie, lo hace apropiado para su uso en trenes eléctricos, porque el par desarrollado a baja velocidad es grande, un tren pesado puede acelerar rápidamente al estar completamente parado.

La locomotora eléctrica se conecta a un conductor monofásico llamado catenaria por medio de una estructura flexible conocida como pantógrafo. El circuito equivalente de la figura 2.22 nos presenta la alimentación de CA a un puente rectificador monofásico, dentro del tren, para convertirla a CD, controlando

el voltaje de armadura, el rectificador ajusta la velocidad de un motor serie de CD para acelerar y desacelerar la locomotora. En la práctica distintos motores de CD pueden ser utilizados para mover una locomotora.

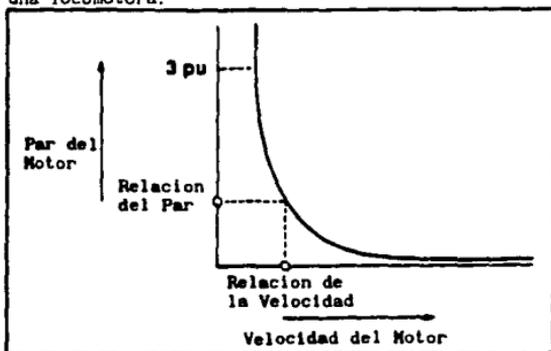


Figura 2.21 Curva de par-velocidad para un motor serie.

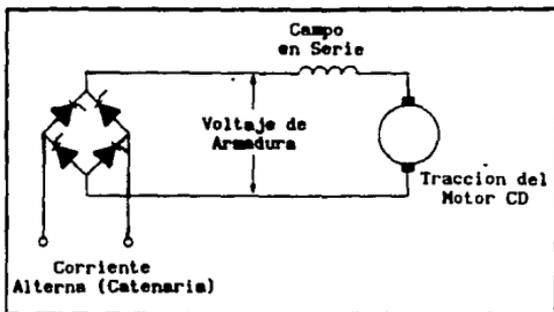


Figura 2.22 Circuito equivalente de un puente rectificador que suministra potencia de CD a un motor de tracción.

Las armónicas introducidas en el sistema de potencia por la locomotora eléctrica son similares a las producidas por un puente rectificador monofásico como puede verse en la figura 2.23. Todas las armónicas impares están representadas, con la 3ª armónica mostrando la magnitud mayor. A diferencia del convertidor trifásico de 6 pulsos, el convertidor monofásico produce armónicas que incluyen los múltiplos de 3.

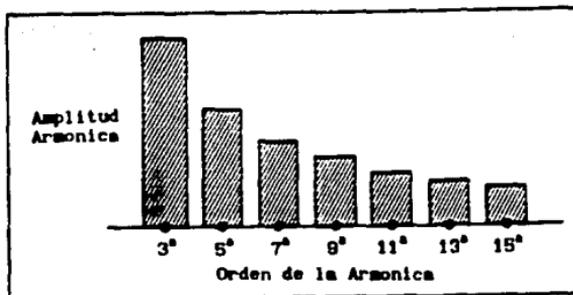


Figura 2.23 Armonicas de corriente monofasica inyectadas en el sistema de CA; por el controlador de la locomotora electrica.

CONTROLADORES DE MOTORES DE CA

Los controladores de motores de CA de velocidad ajustable son también usados en la industria. De hecho, los motores de inducción trifásicos son los más frecuentemente encontrados. Mientras que los motores de CD son preferidos cuando se requieren bajas velocidades y altos pares, los motores de CA son empleados en aplicaciones de alta velocidad como son bombas, compresores y ventiladores. Estos motores de inducción típicamente operan a velocidades de 1200, 1800 y 3600 r.p.m. o más. Además los motores de CA son generalmente más robustos, requieren menos mantenimiento y son menos caros que los motores de CD.

La velocidad del motor de CA es usualmente controlada por ajuste en el voltaje y en la frecuencia. Esto se puede realizar con un convertidor conocido como "controlador de voltaje-ajustable, frecuencia-ajustable". En la figura 2.24 se presenta un controlador que consiste de un rectificador trifásico de 6 pulsos y un inversor, conectado por enlace de CD. Un inductor de aplanamiento y un filtro capacitivo son incluidos en el enlace de CD. Esto proporciona un voltaje constante para la sección inversora. El rectificador se conecta a la línea de alimentación trifásica y el inversor se conecta a los devanados de la armadura en el estator del motor de inducción trifásico. Este tipo de convertidor controlado es a menudo conocido como convertidor de "enlace de CD".

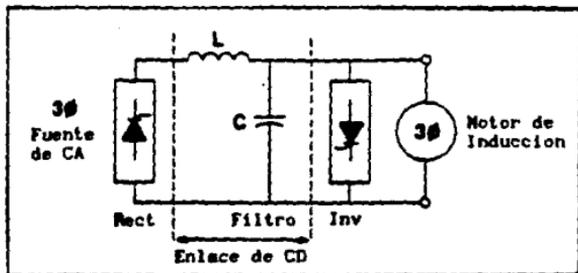


Figura 2.24 Arreglo de un controlador de voltaje-ajustable, frecuencia-ajustable.

El voltaje ajustable lo proporciona el puente rectificador, mientras que la frecuencia ajustable viene de la porción inversora que se presenta en la figura 2.25. El inversor es capaz de generar su propia frecuencia de CA por tratarse de un inversor de conmutación forzada. Todos los elementos necesarios para la conmutación están incluidos en el propio inversor.

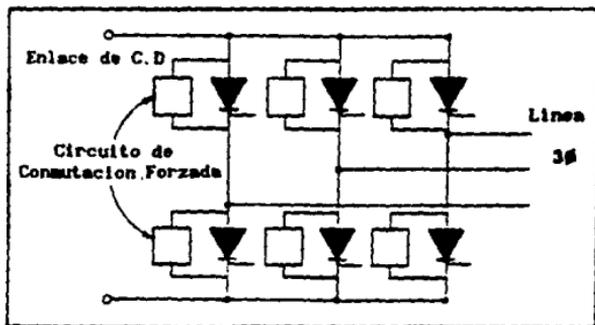


Figura 2.25 Inversor de conmutación forzada que proporciona un ajuste por frecuencia.

INVERSORES DE CONMUTACION FORZADA

Los tiristores se arreglan en un circuito puente convencional trifásico, pero cada tiristor es rodeado por un arreglo de capacitores, inductores, diodos y tiristores auxiliares. El propósito de estos componentes adicionales es forzar a ciertos tiristores a conducir y a otros a apagarse antes de que lo hagan en forma normal.

Los circuitos auxiliares no son necesarios para la conmutación natural, ya que los voltajes trifásicos de la línea de CA, permiten que sólo los tiristores apropiados comiencen a conducir y son las causas para que dejen de conducir. La conducción comienza cuando hay un pulso de encendido en la compuerta del tiristor y la línea impone una polarización positiva en el tiristor. Cuando la polaridad del voltaje senoidal se invierte, el tiristor automáticamente deja de conducir. Así un circuito controlador que conmuta naturalmente necesita una fuente estable de voltaje de CA para trabajar.

Los motores de inducción no tienen un campo excitado independientemente para generar su propio voltaje de CA. Por lo tanto, la conmutación no trabajará en un controlador inversor de un motor de inducción, a menos que otra fuente de voltaje de CA sea conectada a las terminales del motor.

Las armónicas producidas por el controlador de enlace de CD son las mismas que produce un rectificador estático de 6 pulsos.

CONTROLADOR INVERSOR DE MODULACION DE ANCHO DE PULSO

El controlador de modulación de ancho de pulso es presentado en la figura 2.26 es otro controlador extensamente aplicado. Este es un controlador de enlace de CD que usa un rectificador y un inversor de conmutación forzada para controlar la velocidad de un motor de inducción. La sección de rectificación es un simple puente de diodos; este rectificador suministra un voltaje constante de CD para el inversor. Un inductor de aplanamiento y un filtro capacitivo son incluidos en el enlace de CD para

minimizar el rizo del voltaje de salida del rectificador.

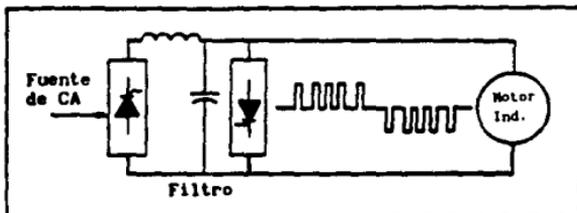


Figura 2.28 Controlador de modulación de ancho de pulso (PWM)

La sección inversora corta porciones de este voltaje de CD constante forzando a los tiristores a cambiar de apagado a encendido muy rápidamente. El control del ángulo de encendido crea pequeños pulsos de voltaje positivo de amplitud constante seguido por un número igual de pequeños pulsos negativos como se ilustra en la figura 2.27. El ancho del pulso y el espacio entre pulsos se arreglan de manera que el peso del promedio se asemeje a una onda senoidal. Esta técnica es conocida como modulación del ancho de pulso (PWM).

En un controlador PWM, la frecuencia de salida del inversor se ajusta cambiando el número de pulsos consecutivos positivos y negativos. Por ejemplo para cortar la frecuencia a la mitad, el período es doblado doblando el número de pulsos.

El voltaje de salida del inversor también puede ser ajustado, aun cuando la magnitud de voltaje de entrada no varíe. Esto se hace cambiando el ancho de cada pulso. Si los pulsos tienen la misma amplitud, pero ellos son de solo la mitad de ancho, el voltaje de salida rms es de solo la mitad de tamaño.

Como en el inversor alimentador de voltaje, el voltaje y la frecuencia deben ser variados para controlar la velocidad del motor de inducción. La variación se lleva a cabo completamente en la sección inversora, cambiando tanto el número como el ancho de los pulsos de voltaje.

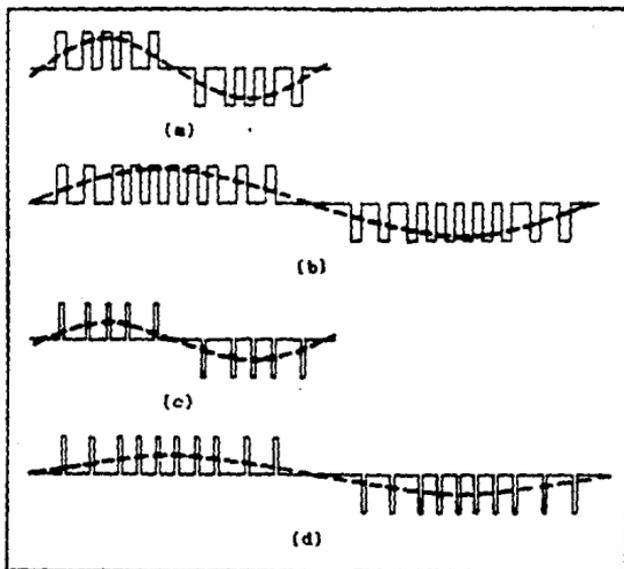


Figura 2.27 Control por PWM: (a) aproximación de una onda senoidal (b) frecuencia dividida por doblar el número de pulsos; (c) voltaje disminuido a la mitad por reducir a la mitad el número de pulsos; (d) velocidad dividida a la mitad por doblar el número de pulsos y reducir simultáneamente el ancho de pulso a la mitad.

Para bajar la velocidad del motor a la mitad, el número de pulsos por cada medio ciclo se debe duplicar para reducir la frecuencia, al mismo tiempo, los pulsos pueden reducirse a la mitad de ancho para reducir el voltaje. Como se ilustra en la figura 2.27.

El controlador PWM es un tipo de controlador de tipo voltaje-ajustable; frecuencia-ajustable, como lo es el controlador alimentador de voltaje. Sin embargo el controlador alimentador de voltaje ajusta el voltaje con un rectificador de tiristores y ajusta la frecuencia con el inversor. En un controlador PWM, por otro lado, tanto la frecuencia como el voltaje son ajustados en la sección inversora de la conmutación forzada.

Una importante ventaja del controlador PWM es la economía de utilizar un simple puente de diodos, y no de tiristores en la sección rectificadora; no existe retraso en el ángulo de fase de la corriente de CA, entonces el controlador PWM es visto por la red de CA como una carga con un factor de potencia alto.

ARMONICAS PRODUCIDAS POR EL CONTROLADOR DE MOTOR DE ENLACE DE CD

Además de los controladores de enlace mencionados: el de alimentación de voltaje, el inversor de carga conmutada y el PWM; hay muchas otras variedades de controladores de motor de CA que emplean rectificadores e inversores, conectados por un enlace de CD.

Sin embargo todos los controladores de enlace de CD tienen una cosa en común. La sección inversora está aislada efectivamente de la sección de rectificación por el filtro "LC" en el enlace de CD. Desde el punto de vista del sistema de potencia de CA, todos los aparatos pueden verse como rectificadores de 6 pulsos.

Si sus componentes no son muy grandes como para aislar el inversor del rectificador, todas las armónicas características del inversor son reflejadas dentro del sistema de CA. Estas condiciones deben ser evitadas.

Las armónicas generadas por cualquier tipo de controladores de CD de enlace son iguales a las de un puente de 6 pulsos. Las corrientes de línea en la red de CA están compuestas predominantemente por las armónicas 5^a, 7^a, 11^a, 13^a y otras de mayor orden, esto es todas las armónicas impares excepto los múltiplos de 3.

Si la carga contiene una gran cantidad de inductancia, la corriente de CA de línea consiste de pulsos cuadrados positivos y negativos como se presenta en la figura 2.28.

Para motores pequeños, que en su mayor parte son resistivos, la corriente de CA de la línea refleja porciones negativas y positivas de onda senoidal, como se ilustra en la figura 2.29.

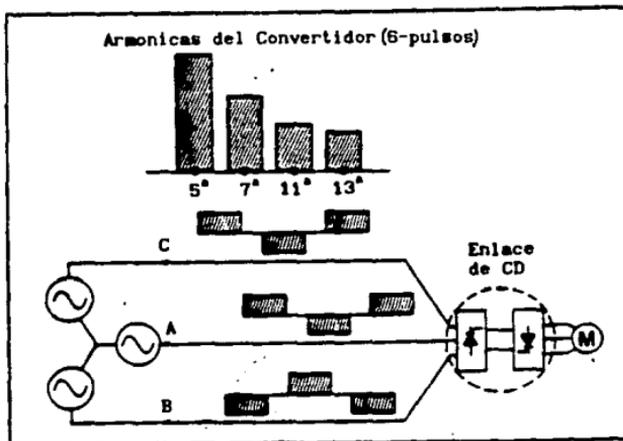


Figura 2.28 Corriente de línea resultante para un controlador de motor de enlace de CD suministrando una gran carga inductiva.

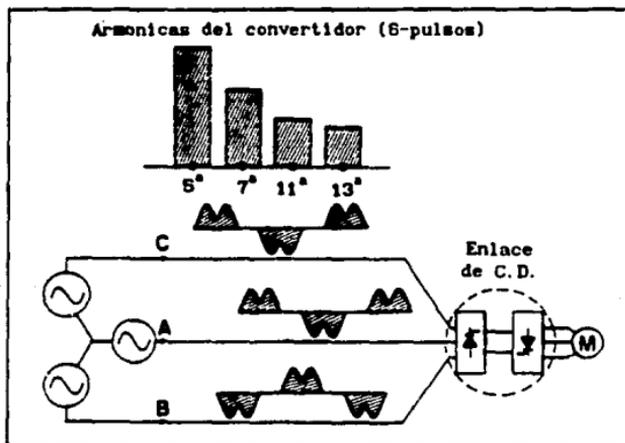


Figura 2.29 Corriente de líneas resultante para un controlador de motor de enlace de CD suministrando una pequeña carga inductiva.

CICLOCONVERTIDORES

El cicloconvertidor es un aparato para convertir potencia de CA de una frecuencia (típicamente de 60 Hz) en una potencia de CA de baja frecuencia. En la figura 2.30 se muestra un cicloconvertidor trifásico en el cual cada una de las tres fases contiene dos grupos de tiristores, arreglados con polaridad opuesta. En un cicloconvertidor trifásico de tres pulsos, cada uno de los 6 grupos consiste de 3 tiristores, para un total de 18 tiristores. Similarmente un cicloconvertidor de 6 pulsos contiene 12 grupos de 3 tiristores para un total de 36 tiristores.

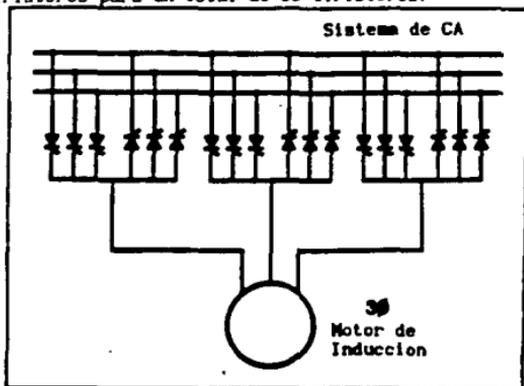


Figura 2.30 Circuito simplificado de un cicloconvertidor.

La frecuencia de salida de un cicloconvertidor puede ser controlada por un manejo adecuado de los tiempos de los pulsos de encendido para las compuertas de los tiristores. Esto se realiza usualmente por control computarizado.

En la figura 2.31 se ilustra la entrada de voltaje trifásico de 60 Hz y la salida de voltaje y corriente del cicloconvertidor a una frecuencia de 10 Hz.

Para cambiar la velocidad de un motor de inducción mientras desarrolla el par pleno se puede ajustar el voltaje proporcionalmente a la frecuencia. El voltaje de salida del

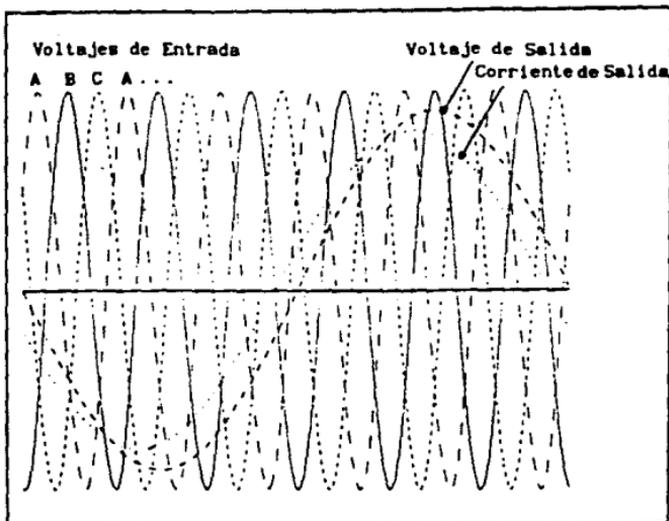


Figura 2.31 Formas de onda del voltaje de entrada del cicloconvertidor, voltaje de salida y corriente.

convertidor puede ajustarse cambiando el ángulo de encendido de los tristores, aplicando pulsos adecuados a la compuerta, el cicloconvertidor puede ajustar el voltaje en proporción a la frecuencia. Esto cambia la velocidad del motor manteniendo un flujo constante en la máquina.

Los controladores cicloconvertidor son típicamente usados en aplicaciones de muchos caballos de fuerza. Por el costo relativamente grande y la complejidad del circuito de control del cicloconvertidor, se prefiere utilizar otro tipo de controladores para motores pequeños su aplicación muy definida es en hornos de cemento, molinos de bolas y siempre que se requiera baja velocidad y potencias grandes.

ARMONICAS PRODUCIDAS POR EL CICLOCONVERTIDOR

Las corrientes armónicas introducidas por los controladores tipo cicloconvertidor son completamente diferentes a las del rectificador estandar de 6 pulsos. Las frecuencias características generadas por cicloconvertidor son conforme a la expresión general siguiente:

$$f_n = f_1(k_1q \pm 1) \pm 6 k_2 f_0$$

donde:

f_n = Frecuencia armónica de la corriente de la línea de CA en Hz

f_1 = Frecuencia de entrada de CA para el cicloconvertidor en Hz

q = Número de pulsos en el cicloconvertidor

f_0 = Frecuencia de salida del cicloconvertidor en Hz

k_1, k_2 = Enteros: 1, 2, 3,

A diferencia de un controlador de enlace de CD, las frecuencias armónicas generadas por un cicloconvertidor dependen de la frecuencia de salida, cuando ésta varía para cambiar la velocidad del motor, las armónicas varían también; esto hace imposible el mitigarlas completamente con el uso de filtros sintonizados. Las armónicas generadas por los cicloconvertidores continúan siendo un reto, tanto para la Ingeniería industrial como para la de potencia

CONVERTIDORES DE BAJA POTENCIA

Los convertidores de baja potencia se usan en toda clase de aparatos domésticos. La mayoría de estos son convertidores rectificadores de onda completa monofásicos. Las armónicas producidas por un convertidor monofásico están dadas por la expresión general:

$$h = kq \pm 1 \quad (2)$$

donde:

h = El orden de la armónica

k = Un entero: 1,2,3,.....

q = El número de pulsos del circuito.

Aunque un puente monofásico de onda completa tiene 4 diodos se considera un circuito convertidor de 2 pulsos, porque los diodos conducen simultáneamente de 2 en 2.

Sustituyendo en la expresión obtenemos que las armónicas que se tienen son la 3^a, 5^a, 7^a, 9^a, 11^a, 13^a, 15^a, etc. siendo la 3^a armónica la dominante.

Similarmente el circuito de alimentación para la mayoría de televisiones nuevas y otros aparatos electrónicos consiste de una alimentación a modo de switcheo, con un capacitor de aplanamiento. La figura 2.32 presenta la corriente de alimentación de CA de la televisión, la corriente distorsionada tiene una componente de 3^a armónica.

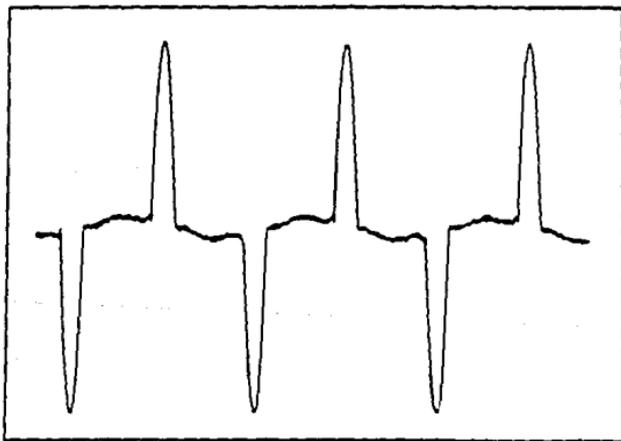


Figura 2.32 Corriente de línea de CA para un suministro de potencia a modo de switcheo.

Algunos productos monofásicos emplean rectificadores de media onda, por ejemplo las televisiones viejas y controladores de luz. Los rectificadores de media onda usados sobre todo en los controladores de luz son circuitos de un solo pulso, como se presenta en la figura 2.33 y estan dados por la expresión (2)

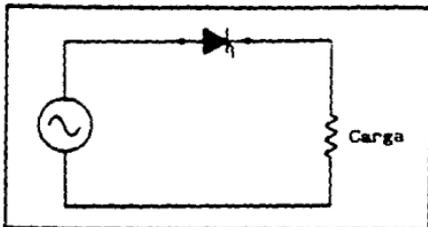


Figura 2.33 Rectificador de media onda o circuito de un pulso.

Como $q = 1$ las armónicas incluidas son 0(CD), 1^a, 2^a, 3^a, 4^a, 5^a, 6^a, 7^a, etc. Esto es, la corriente que circula por el rectificador, incluye armónicas pares y una componente de CD. Estas corrientes producen ruido audible y molesto en la línea de CA y saturación en los núcleos magnéticos de transformadores.

La carga de estos rectificadores es pequeña y son usados esporádicamente por lo que las armónicas no causan problemas serios. Sin embargo ciertos equipos como receptores de televisión, estereos y computadoras personales tienen efectos agregados que no pueden ser ignorados. Estas cargas se presentan en un gran número en los alimentadores de distribución y son frecuentemente usados al mismo tiempo, durante varias horas. En realidad algunos estudios han demostrado que la distorsión por armónicas en sistemas de potencia es mayor cuando la gente esta viendo televisión o durante eventos especiales televisados nacionalmente.

EQUIPO DE NUCLEO MAGNETICO

Para la correcta utilización de un transformador es necesario establecer un campo magnético en el núcleo del transformador y así inducir un voltaje en el lado secundario; para esto es necesario aplicar una corriente en el lado primario conocida como corriente de excitación.

La corriente de excitación inducida por el transformador se presenta en la figura 2.34 es no senoidal y contiene varias armónicas. La forma de onda de la corriente de excitación es rica en 3ª armónica, que típicamente alcanza el 50% de la corriente de frecuencia fundamental. La 5ª, 7ª, y 9ª, armónicas están presentes, pero como se ve, son muy pequeñas.

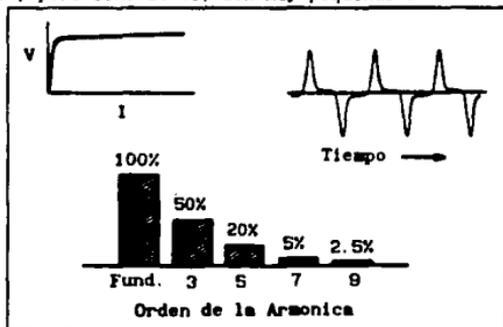


Figura 2.34 Corriente de excitación no senoidal aplicada a un transformador; con sus respectivos contenidos armónicos.

Afortunadamente los transformadores son diseñados para operar cerca del quiebre de la curva de saturación, donde la corriente de excitación es uno o dos por ciento de la corriente de carga plena, así, aunque los transformadores son numerosos en el sistema de potencia, su corriente de excitación usualmente no causa problemas de armónicas.

Por otra parte la contribución de armónicas del transformador puede ser importante cuando existen sobrevoltajes sostenidos en el sistema. A medida que el voltaje aplicado al transformador permanece por encima del nominal, el campo magnético se

incrementa hasta el punto donde el núcleo se satura.

En este estado de saturación, un pequeño incremento de voltaje produce un enorme incremento en la corriente de excitación para producir el campo magnético requerido. El contenido de armónicas también se incrementa rápidamente; la magnitud de la corriente de excitación de 3^a armónica puede incrementarse desde el 50% de la fundamental a voltaje nominal, a más del 75% de la fundamental cuando se aplica 115% del voltaje nominal.

TRANSFORMADORES ESTRELLA-ESTRELLA Y DELTA ESTRELLA

Los sistemas de distribución usan estrella-estrella aterrizando ambos lados del transformador para minimizar las fallas de línea a tierra. Esta es una ventaja de minimizar la probabilidad de ferorresonancia causada por operación de fusibles en el lado de alta. La corriente de excitación para esta conexión fluye dentro del sistema de potencia y puede causar distorsión significativa en el voltaje del lado de baja. En contraste la delta-estrella es una conexión que presenta un camino de baja impedancia para la 3^a armónica de la corriente de excitación.

Como resultado la forma de onda del secundario no se distorsiona obteniéndose una buena onda senoidal. En las plantas industriales esta conexión es muy favorecida por eliminar la 3^a armónica que distorsiona el voltaje secundario.

CORRIENTES DE INRUSH EN TRANSFORMADORES

La corriente de excitación armónica tomada por un transformador es una corriente continua periódica. Esta no debe ser confundida con una corriente transitoria que pueda contener algunas frecuencias armónicas. El mejor ejemplo de lo mencionado es la corriente de inrush, esta corriente ocurre cuando el transformador es energizado por primera vez.

La corriente de inrush puede ser de 8 a 10 veces la corriente plena nominal del transformador y dura hasta un segundo; pasado un corto tiempo, la corriente de excitación podría decaer a su nivel normal de 1 o 2% de la corriente nominal.

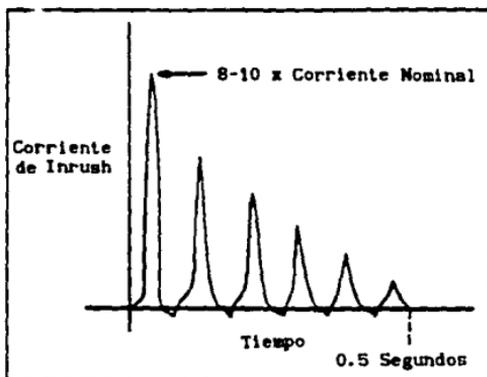


Figura 2.35 Corriente de inrush de un transformador, que alcanza el valor de 8 a 10 veces de la corriente nominal.

La corriente de inrush asemeja un rectificador de media onda con picos decaendo; contiene frecuencias armónicas pares y nones, siendo la segunda armónica la dominante; sin embargo como la corriente de excitación inrush no es continua ni periódica, no es realmente un problema armónico. Además ni siquiera hay frecuencias armónicas presentes en la forma de onda transitoria, ellas mueren como la corriente de excitación. En contraste, la corriente normal de excitación tomada, es en verdad un fenómeno armónico, porque las componentes armónicas de la corriente periódica están siempre presentes cuando el transformador está energizado.

MOTORES Y GENERADORES

Al igual que un transformador un motor requiere corriente de excitación de 3ª armónica para establecer un campo magnético en

el núcleo. En el caso de un motor el campo magnético es requerido para hacer girar el motor de la máquina. Sin embargo, la curva de saturación de un motor es mucho más lineal que la de un transformador como es indicado en la figura 2.36. Es por ello que las armónicas producidas no son tan grandes.

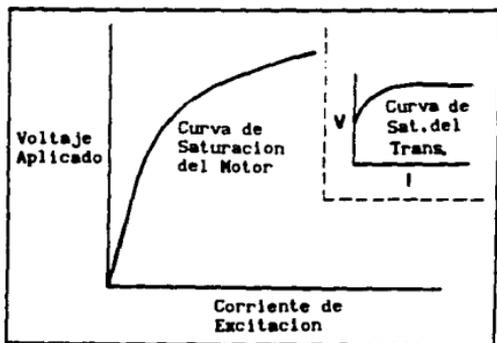


Figura 2.36 Curva de saturación de un motor comparada con la curva de saturación de un transformador.

El paso del devanado de un motor puede contribuir a las corrientes armónicas. Típicamente las bobinas del motor, llegan a tener de 5 a 7 ranuras por polo, por lo que se producen corrientes de 5^a y 7^a armónica. Aunque estas son menores que las generadas por los convertidores estáticos de potencia, si pueden causar efectos armónicos significativos en el sistema de potencia. Para un generador de CA es imposible distribuir las vueltas del estator de modo que ellos generen una perfecta onda de voltaje senoidal. El voltaje inducido en el estator es ligeramente distorsionado y contiene una componente dominante de 3^a armónica.

El diseño de generadores es forzado por las armónicas, así las corrientes armónicas 5^a y 7^a pueden ser minimizadas por ajuste en el arreglo de ranuras, pero el voltaje de 3^a armónica de cualquier modo, origina corrientes de secuencia cero que fluyen en el neutro del generador.

En la mayoría de las condiciones de operación, las armónicas causadas por motores y generadores no son muy significativas en comparación a la producción total de armónicas en el sistema de potencia. En casos especiales los problemas se incrementan cuando una frecuencia armónica que proviene de una máquina rotatoria excita un circuito resonante en el sistema de potencia.

APARATOS DE ARCO ELECTRICO

El sistema de potencia contiene una gran cantidad de aparatos que funcionan por medio de la descarga de arco. Algunos ejemplos de estos son: los hornos de arco, las soldadoras de arco y las lámparas fluorescentes.

De todos los aparatos que producen arco eléctrico en un sistema de potencia, la producción más grande de armónicas probablemente proviene de las lámparas luminosas, porque se encuentran distribuidas en toda la red. Sin embargo, son los hornos de arco eléctrico los que pueden causar los problemas más severos, porque representan una fuente armónica de gran capacidad concentrada en un lugar en específico.

Un horno de arco eléctrico es presentado en la figura 2.37, estos equipos según sus características de diseño pueden fundir acero, minerales y en general materiales de desecho metálico y el método de fundición consiste en la producción de un arco de gran energía. Al principio del proceso tres electrodos de grafito, cada uno controlado individualmente, son sumergidos dentro del horno haciendo contacto con el metal que se va fundir. Los electrodos se levantan o bajan para regular la corriente en el arco. La corriente que pasa a través del grafito del electrodo al metal tiene una impedancia diferente en la dirección positiva que en la negativa, por lo que exhibe una acción de rectificación débil entre los dos diferentes elementos. Esta acción monofásica de rectificación produce las armónicas en la corriente de CA.

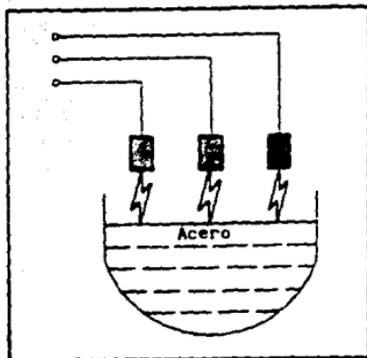


Figura 2.37 Horno de arco eléctrico mostrando los arcos de los electrodos que se establecen entre cada electrodo y el metal.

Una corriente muy grande, típicamente medible en las decenas de los kiloamperes, fluye a través de los electrodos de grafito y de la chatarra. La corriente es limitada por la reactancia de los cables del horno y del transformador del horno. En el inicio de la fundición, el camino del arco es errático hasta que el acero se funde y colapsa dentro del horno. Las variaciones resultantes en el voltaje del arco producen todas las frecuencias, pero dominan las armónicas por la acción rectificadora.

La figura 2.38 presenta un espectro típico de frecuencias para la corriente del horno de arco durante el período inicial cuando la chatarra se funde, la 2ª y 3ª armónica son dominantes, cada cantidad cuando mucho es del 25% de la magnitud de la frecuencia fundamental. Durante el período más largo cuando la chatarra está siendo refinada, la superficie del metal es relativamente plana y el arco es más estable. El segundo espectro de la figura 2.38 presenta el contenido armónico de la corriente del horno durante el período de refinamiento o de "baño blando". Las magnitudes de 2ª y 3ª armónica aún predominantes son reducidas al 7% o 8% de la magnitud de la frecuencia fundamental.

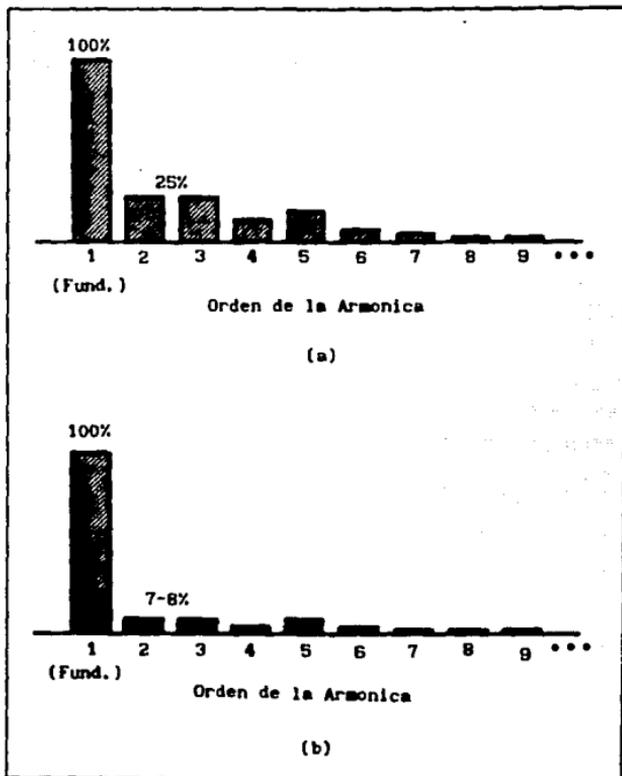


Figura 2.39 Armonicas producidas durante la operacion del horno de arco electrico; (a) durante el periodo inicial son significativas la 2^a y la 3^a armonica; (b) durante el periodo de refinamiento la 2^a y la 3^a armonica siguen siendo dominantes pero se reducen al 7 o 8%.

ALUMBRADO FLUORESCENTE

Las lámparas fluorescentes son de las cargas por arco las más predominantes en el sistema de potencia. En estos elementos, la luz es producida por el paso de corriente eléctrica a través de un vapor o gas, en lugar del alambre de tungsteno usado en las lámparas incandescentes.

En iluminación fluorescente, la corriente es limitada por un balastro que consiste de un devanado de conductores alrededor de un núcleo de hierro.

La corriente tomada por una lámpara fluorescente grande tiene la forma de onda de la figura 2.39. Las armónicas generadas incluyen una fuerte componente de 3^a armónica de corriente, debido a que las balastras son elementos ferromagnéticos que requieren corriente de excitación de 3^a armónica. La distorsión armónica causada por sistemas de iluminación de descarga de arco cada día son más importantes, especialmente en áreas donde la iluminación es una parte importante de la carga comercial.

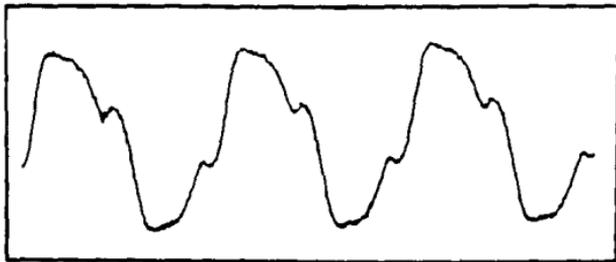


Figura 2.39 Corriente tomada por una lámpara fluorescente.

CONTROLADORES DE VOLTAJE

Los reguladores de voltaje son aparatos que generan armónicas porque su mecanismo de control incluye varios tipos de tiristores como interruptor.

En la figura 2.40 se presenta un regulador de encendido suave de motor. El voltaje suministrado al motor es regulado por la variación del ángulo de encendido de los tiristores en el interruptor. El principio es el mismo del atenuador de luz, excepto que el regulador del motor es trifásico.

Estos aparatos operan durante un corto tiempo en el arranque del motor, así ellos generalmente no causan problemas armónicos. Si las armónicas de dichos reguladores excitan la resonancia del sistema, llegan a causar serios problemas.

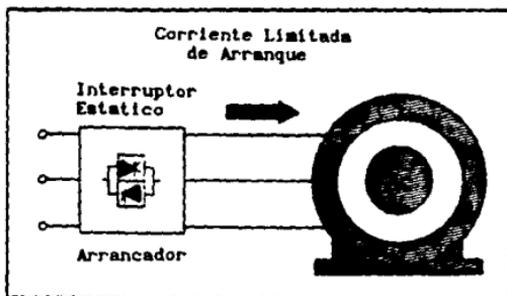


Figura 2.40 Representación simplificada de un controlador de motor de encendido suave.

Con lo expuesto anteriormente consideramos que están cubiertos la mayoría de aparatos que en cierto momento pueden actuar como fuentes de armónicas en los modernos sistemas eléctricos de potencia.

EFFECTOS DE LAS ARMONICAS

MEDIDA DE LA DISTORSION DE VOLTAJE Y CORRIENTE

Una distorsión periódica de la forma de onda del voltaje o la corriente puede ser expresada en términos de la serie de Fourier como sigue:

$$v(t) = V_1 \cos(\omega t + \theta_1) + V_2 \cos(2\omega t + \theta_2) + V_3 \cos(3\omega t + \theta_3) + \dots \quad (1)$$

$$i(t) = I_1 \cos(\omega t + \phi_1) + I_2 \cos(2\omega t + \phi_2) + I_3 \cos(3\omega t + \phi_3) + \dots \quad (2)$$

donde:

V_1, I_1 valor de voltaje y corriente de pico fundamental.

$V_n, I_n; n=2,3,4,\dots$ valor pico del voltaje y la corriente de la n-ésima armónica.

$\theta_n, \phi_n; n=2,3,4,\dots$ fase del voltaje y la corriente de la n-ésima armónica.

El conocimiento de los parámetros $V_n, I_n, \theta_n, \phi_n, n=1,2,3,4,\dots$ determinan completamente la forma de onda del voltaje y la corriente.

A continuación se definirán algunas cantidades relacionadas con la distorsión del voltaje y la corriente, estas cantidades se utilizarán subsecuentemente.

Factor de Distorsión del Voltaje (VDF) definido como:

$$VDF = \frac{1}{V_1} \left(\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2 \right)^{1/2} \quad (3)$$

Factor de Distorsión de la corriente (CDF) definido como:

$$CDF = \frac{1}{I_1} \left(\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 \right)^{1/2} \quad (4)$$

La interferencia telefónica también es medida con un factor denominado Factor de Influencia Telefónica definido como:

$$TIF = \frac{1}{I_1} \left(\sum_{n=2}^{\infty} (W_n I_n)^2 \right)^{1/2} \quad (5)$$

W_n es un factor de peso para tomar en cuenta los efectos de audio y acoplamiento inductivo.

También se tiene un factor representativo de la medida de la distorsión: El Factor de Magnitud.

$$MF = \frac{1}{V_1} \sum_{n=2}^{\infty} V_n \quad (6)$$

Los índices de distorsión definidos son utilizados para describir los efectos cuantitativos de las armónicas en las cargas y aparatos eléctricos. Por ejemplo: El Factor de Distorsión de Corriente se usa para cuantificar las pérdidas en el cobre; el factor de influencia telefónica cuantifica la interferencia telefónica, etc.

ESFUERZOS TERMICOS DEBIDOS A LAS ARMONICAS

La presencia de corriente armónica, generalmente incrementa las pérdidas y los esfuerzos térmicos de los equipos. Las pérdidas se clasifican de la siguiente forma:

- Pérdidas en el cobre
- Pérdidas en el hierro.
- Pérdidas dieléctricas.

Las pérdidas en el cobre pueden calcularse con la siguiente fórmula:

$$P_c = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} R_n I_n^2 \quad (7)$$

donde:

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

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

En caso de que la resistencia de los aparatos sea constante (independiente de la frecuencia), las pérdidas en el cobre serán:

$$P_c = \frac{1}{2} R \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2 = \frac{1}{2} R I_1^2 (1 + (CDF)^2) \quad (8)$$

En este caso el factor de distorsión de corriente determina el incremento de las pérdidas en el cobre debido a la presencia de armónicas. Sin embargo, la resistencia de los aparatos de potencia se incrementa con la frecuencia. Como se ilustra en la figura 3.1 para un conductor de cobre de 1000 KCM.

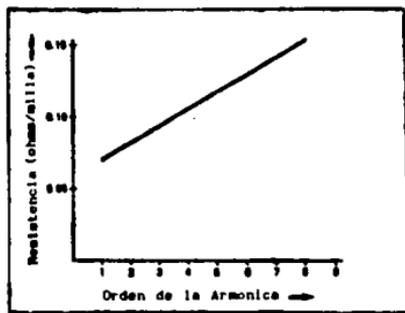


Figura 3.1 Variación de la resistencia de un conductor de cobre de 1000 kcm a la frecuencia fundamental.

PERDIDAS EN EL HIERRO

Las pérdidas en el hierro comprenden dos componentes (1) pérdidas de histéresis y (2) pérdidas por corrientes de Eddy.

Las pérdidas de histéresis dependen del material magnético usado y la frecuencia de la corriente alterna. Para un núcleo

magnético dado, las pérdidas de histéresis son:

$$P_h = a_h f B_m^v \quad (9)$$

donde:

- a_h una constante dependiente de las dimensiones del núcleo.
- f frecuencia de la corriente eléctrica.
- B_m valor máximo de la densidad de flujo magnético.
- v un exponente dependiente del material del núcleo (por comodidad se usan materiales con $v=1.5$ hasta 2.5).

Las pérdidas por corrientes de Eddy dependen del material del núcleo (resistividad del núcleo), espesor de laminación, frecuencia de la corriente eléctrica y densidad del flujo magnético. Para un circuito magnético dado las pérdidas por corrientes de Eddy son:

$$P_e = a_e f^2 B_m^2 \quad (10)$$

donde:

- a_e es una constante dependiente del material y el espesor de laminación.
- f, B_m como se definieron en la ecuación 9.

Sumando la ecuación 9 y 10 tenemos que el total de pérdidas en el hierro es:

$$P_{ht} = a_h f B_m^v + a_e f^2 B_m^2 \quad (11)$$

Esta ecuación no es lineal; siendo función de la frecuencia y de la densidad máxima del flujo magnético. La ecuación 11 es válida para una excitación senoidal de los aparatos de potencia de frecuencia f . En caso de que la fuente de excitación sea contaminada con armónicas, la ecuación 11 puede usarse para calcular las pérdidas en el hierro para cada armónica y sumar todas las contribuciones; esta técnica llamada superposición es correcta sólo para aparatos con efectos lineales. Pero la saturación e histéresis magnéticas en los circuitos no son

exactamente sistemas lineales. Más sin embargo, en condiciones normales de operación a los niveles de armónicas encontrados la superposición es usada con un pequeño error.

Las pérdidas dieléctricas debidas a la corriente armónica estan dadas por la siguiente ecuación:

$$P_d = \frac{1}{2} (\tan \delta)_n V_n^2 n \omega C \quad (12)$$

donde:

- ω la frecuencia angular fundamental
- V_n valor pico de la n-ésima armónica de voltaje.
- C la capacitancia de los aparatos.
- $(\tan \delta)_n$ factor de pérdidas dieléctricas a la n-ésima armónica.

Las pérdidas dieléctricas es un factor que esta presente en cables y capacitores.

EFECTOS DE LAS ARMONICAS EN LOS APARATOS DEL SISTEMA DE POTENCIA

En este apartado se darán a conocer los problemas que presentan los aparatos del sistema de potencia cuando existe en la red la presencia de armónicas ya sea en el voltaje o en la corriente de la red.

TRANSFORMADORES

Los efectos de las armónicas en los transformadores son:

- Incremento de pérdidas en el cobre.
- Incremento de pérdidas en el hierro.
- Posible resonancia entre las bobinas del transformador y la capacitancia de la línea.
- Esfuerzos de aislamiento.

Las pérdidas en el cobre en la presencia de armónicas pueden ser calculadas con la ecuación 7, similarmente las pérdidas en el hierro pueden ser calculadas con las ecuaciones 9, 10 ó 11.

Los voltajes armónicos dan por resultado una elevación de voltaje del transformador y mayores esfuerzos en el aislamiento. Sin embargo, este no es un problema para que el transformador sea aislado para niveles de voltaje muy grandes como los sobrevoltajes debidos a los niveles usuales de armónicas.

Existe un cierto grado de interacción entre los voltajes armónicos y las corrientes armónicas en el transformador, especialmente para transformadores diseñados para que operen cerca del quiebre de la saturación. Específicamente, es posible que con un nivel pequeño de armónicas en el voltaje se convierten, en niveles altos de corrientes armónicas. Este fenómeno depende de la armónica específica y de la relación de fase con la fundamental.

Un ejemplo, se ilustra en la figura 3.2 que presenta los efectos de 3ª armónica (20% de la fundamental) para dos casos: (1) La relación de fase es tal que el valor máximo de voltaje es sumado y (2) la relación de fase es tal que el valor máximo de voltaje se resta. Cabe mencionar que en el caso 1 y cuando el transformador opera cerca del quiebre de saturación, se genera una gran corriente.

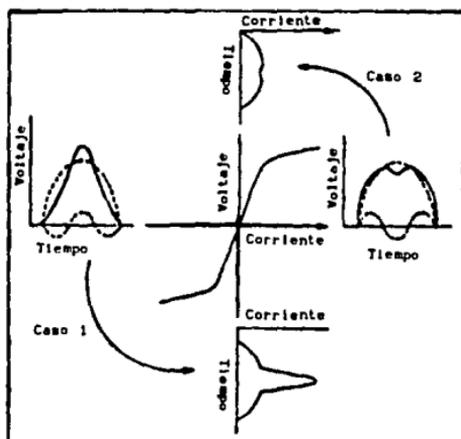


Figura 3.2 Efectos de las armónicas en un transformador que opera cerca de la saturación.

El IEEE propone un límite en el contenido de armónicas de la corriente de carga conducida por el transformador. Este límite es colocado en el 5% del factor de distorsión de corriente. El estandar sólo contempla el máximo sobrevoltaje rms que el transformador puede soportar en condiciones de estado estable. Este máximo debe ser el 5% para carga nominal y se utiliza para el transformador sin carga el 10%.

Las pérdidas en los transformadores debidas a voltajes o corrientes armónicas se incrementan con la frecuencia, por lo cual las componentes armónicas de alta frecuencia pueden ser más importantes que las armónicas de baja frecuencia en el calentamiento del transformador. Este aspecto hace necesaria la investigación de los efectos no lineales de armónicas sobre el calentamiento de los transformadores y la pérdida de vida asociada.

MAQUINARIA ROTATORIA

Los efectos de armónicas en la maquinaria rotatoria son:

- Incremento del calentamiento debido a pérdidas en el hierro y en el cobre.
- Cambios en el par electromagnético que afecta a:
 - La eficiencia de la máquina.
 - Las oscilaciones torsionales de la máquina.

El nivel y la importancia de estos efectos dependen directamente del diseño de la máquina eléctrica y de los tipos de fuentes de armónicas. Las máquinas eléctricas se clasifican de la siguiente manera:

- Máquinas síncronas (trifásicas).
- Máquinas de inducción trifásicas.
- Motores de inducción monofásicos.

Por otro lado las fuentes de armónicas para sistemas trifásicos pueden ser una fuente trifásica balanceada o bien una fuente monofásica que inyecte armónicas. El último caso puede ser

analizado con el uso de componentes simétricas que se aplica para cada una de las armónicas. Para maquinaria eléctrica trifásica sólo es necesario examinar los efectos de excitación armónica trifásica balanceada. Los efectos de excitación monofásica pueden ser deducidos de la correspondiente trifásica.

Un buen entendimiento de los efectos de las armónicas en maquinaria rotatoria requiere antes de un mejor entendimiento de los campos electromagnéticos que inciden en la máquina debido a las corrientes armónicas. Debido a la complejidad de la construcción de la máquina rotatoria, la frecuencia del flujo magnético puede o no coincidir con la frecuencia de la corriente de armadura. Además a una armónica dada la frecuencia del flujo magnético en el rotor es diferente a la frecuencia en el estator. Considerando corrientes trifásicas balanceadas de frecuencia 60n, fluyendo en la armadura tenemos:

$$i_a(t) = I_n \text{ sen } (n\omega t + \phi)$$

$$i_b(t) = I_n \text{ sen } (n\omega t + \phi - 2\pi n/3)$$

$$i_c(t) = I_n \text{ sen } (n\omega t + \phi - 4\pi n/3)$$

La densidad de flujo magnético resultante para un punto θ_m , para el tiempo t en la máquina, considerando bobinas perfectamente simétricas, tenemos que:

$$B(\theta_m, t) = \frac{3k}{2} I_n \times \begin{cases} 0 & ; n=3, 6, 9, 12, \dots \\ \text{sen } (n\omega t + \phi - \theta_m) & ; n=1, 4, 7, 10, 13, \dots \\ \text{sen } (n\omega t + \phi + \theta_m) & ; n=2, 5, 8, 11, 14, \dots \end{cases}$$

De estas últimas expresiones podemos deducir:

1.-Las armónicas de secuencia cero ($n=3, 6, 9, 12, \dots$) no producen una densidad de flujo magnético neto. Estas sólo, producen efectos de pérdidas óhmicas.

2.-Las armónicas de secuencia positiva ($n=1, 4, 7, 10, 13, \dots$) producen un flujo magnético rotatorio que gira con velocidad $n\omega$ en la dirección positiva y con una magnitud proporcional a la

corriente armónica. La velocidad relativa del campo magnético rotatorio con respecto al rotor es $(n-1)\omega$ [o $(n-1+s)\omega$ para máquinas de inducción, donde s es el deslizamiento]. Debido a la acción del motor de inducción, un par electromagnético será desarrollado en la dirección de rotación. La frecuencia del flujo magnético alterno es $60n$ en el estator y $60(n-1)$ en el rotor. Estas frecuencias determinan las pérdidas en el hierro que ocurren parcialmente en el estator y de igual forma en el rotor.

3.-Las armónicas de secuencia negativa ($n=2,5,8,11,14,\dots$) producen un flujo magnético rotatorio que gira con una velocidad de $-\omega$ (opuesto a la dirección de rotación) y de una magnitud proporcional a la corriente armónica. La velocidad relativa del campo magnético rotatorio con respecto al rotor es $-(n+1)\omega$ [o $-(n+1-s)\omega$ para una máquina de inducción, donde s es el deslizamiento]. Debido a la acción del motor de inducción, se desarrolla un par electromagnético en una dirección opuesta a la rotación. La frecuencia del flujo magnético alterno es $60n$ en el estator y $60(n+1)$ en el rotor.

Las observaciones proporcionan las bases para analizar los efectos de las armónicas en la maquinaria rotatoria.

Las pérdidas en el cobre en una maquinaria eléctrica pueden ser calculadas con la ecuación 7 ó 8. La ecuación 7 requiere del conocimiento de la resistencia efectiva R_n a la n -ésima armónica y de su respectiva corriente pico.

La resistencia efectiva de las máquinas sincronas y de las máquinas de inducción varía con la frecuencia debido al efecto "piel". La relación de la resistencia efectiva a la frecuencia de las armónicas es muy compleja, por dos razones:

- (1) La n -ésima armónica en el estator induce corrientes de frecuencia $(n-1)\omega$ o de $(n+1)\omega$ o ambas.
- (2) Los motores de inducción de barra profunda o los motores de doble jaula de ardilla son extremadamente sensibles al efecto piel. En general, la variación de la resistencia equivalente es compleja en el rango de armónicas de orden bajo (2,3,4).

Para armónicas de orden mayor, una aproximación aceptable se obtiene aplicando las siguientes suposiciones:

- La resistencia efectiva de la máquina a cualquier armónica es $(0.707)R_2 \sqrt{n}$, donde R_2 es la resistencia del estator más la resistencia del rotor de secuencia negativa.
- La frecuencia del rotor a cualquier armónica es igual a la frecuencia armónica del estator.

La segunda suposición podría tender a sobreestimar las pérdidas de las armónicas de secuencia negativa, pero subestimaría las pérdidas de las armónicas de secuencia positiva.

La corriente eléctrica que fluye en una máquina eléctrica queda determinada principalmente por la inductancia de la máquina. Suponiendo que aplicamos un voltaje armónico V_n a las terminales de una máquina eléctrica, la corriente armónica sería:

$$I_n = \frac{V_n}{n\omega L_{1n}} \quad n = 2, 3, 4, \dots$$

donde:

ω es la frecuencia angular fundamental.

L_{1n} es la inductancia equivalente de dispersión a la n -ésima armónica.

La inductancia de dispersión equivalente tiende a decrecer conforme se incrementa n debido a el fenómeno de efecto piel. Para máquinas síncronas y motores de inducción trifásicos que no sean diseños de barra profunda o de doble jaula, esta variación no es importante para las armónicas de interés ($n > 5$). Por esta razón se puede usar un valor promedio de la inductancia para así, simplificar la ecuación haciendo a L_{1n} constante. Dando por resultado que las pérdidas en el cobre esten dadas por la siguiente ecuación:

$$P_c = (3)(0.707)R_2(\sqrt{n})\left(\frac{V_n}{n\omega L_{1n}}\right)^2 = A \frac{V_n^2}{n^{1.5}} \quad (13)$$

El total de pérdidas en el cobre pueden ser calculadas adicionando, las contribuciones de cada armónica, despreciando a las armónicas de orden bajo tenemos:

$$P_{cR} = A \sum_{n=5}^N V_n^2/n^{1.5} \quad (14)$$

Siendo P_{cR} las pérdidas en el cobre, se pueden calcular para la operación normal con alimentación senoidal, note que:

$$P_{cR} = B V_1^2 \quad (15)$$

El incremento de pérdidas en el cobre debido a la presencia de armónicas es:

$$\frac{P_{cT}}{P_{cR}} = K \sum_{n=5}^N V_n^2/(n^{1.5} V_1^2) \quad (16)$$

Sin tomar en cuenta las armónicas de orden bajo ($2 \leq n \leq 4$) y donde $K=A/B$ es una constante que depende del diseño de la máquina (clase).

De las ecuaciones anteriores se deriva otro factor denominado factor de distorsión del motor (MDF).

$$MDF = \left(\sum_{n=5}^N V_n^2/n^{1.5} V_1^2 \right)^{1/2} \quad (17)$$

La aplicación de esta ecuación permite una comparación conveniente entre diversos diseños de los motores, aunque no evalúa cualquier sobrecalentamiento localizado.

La gran variedad de motores monofásicos, hacen cualquier análisis general difícil. Para diseños específicos, los conceptos antes explicados pueden ser aplicados.

La figura 3.3 ilustra la impedancia de un motor de inducción monofásico con arranque por capacitores contra el orden armónico,

con esta información y las ecuaciones 7 ó 8 se pueden calcular las pérdidas en el cobre para este motor.

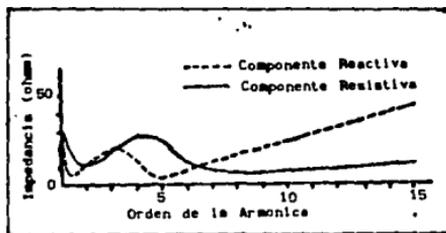


Figura 3.3 Variación de la impedancia de un motor de inducción monofásico a diferentes órdenes de armónicas.

Si un motor de inducción opera con una alimentación de voltaje rico en armónicas su desempeño es deteriorado, debido a que la presencia de armónicas de secuencia negativa; generan un par opuesto al giro normal del rotor, además de que a cualquier orden de armónica se incrementarán las pérdidas en el hierro y en el cobre; degradando el motor.

Otro efecto resulta de la interacción de la generación de campo magnético por una armónica y el respectivo campo magnético fundamental. En este caso, se puede excitar una resonancia sincrónica, condición que envuelve oscilaciones torsionales de los elementos del rotor y que flexionan los álabes de la turbina. La resonancia sincrónica ocurre cuando la frecuencia de vibración mecánica se encuentra cerca de la frecuencia del estímulo eléctrico. En este caso, se pueden desarrollar grandes oscilaciones resonantes mecánicas que pueden causar fatiga de los álabes y de la flecha de la turbina.

Los pares pulsantes, debido a la presencia de armónicas, sólo resultan en gran emisión de ruido, de magnitud mayor que el que se obtiene con una excitación puramente senoidal.

Las normas ANSI definen un límite en la corriente de secuencia negativa (60 Hz) para generadores operando continuamente a KVA

nominales y máxima corriente que no debe exceder del 105% en cualquier fase. Estos valores son presentados en la tabla 1 y también expresan la capacidad de corriente de secuencia negativa por fase a capacidad del generador reducido y en tanto por ciento.

<u>Tipo de Generador</u>	<u>Valor (%) permitido de corriente de secuencia negativa</u>
- Rotor Cilíndrico	
Enfriado indirectamente	10
Enfriado directamente de:	
- 960 MVA	8
- 961 - 1200 MVA	6
- 1201 - 1500 MVA	5

Tabla 1 Corrientes de secuencia negativa permitidas para generadores.

BANCOS DE CAPACITORES

La impedancia del capacitor decrece con la frecuencia. Por esta razón, los bancos de capacitores actúan como resuador de las armónicas. En un sistema con fuentes armónicas distribuidas las armónicas convergerán al banco de capacitores. Como un resultado de esto, los problemas con armónicas se muestran primero en los bancos de capacitores. Cuando el problema de armónicas es muy severo; en el banco de capacitores se manifiesta de inmediato con la operación de los fusibles y fallas en el tanque. De esta forma la presencia de armónicas en el banco de capacitores puede causar:

- Incremento de las pérdidas dieléctricas y calentamiento.
- Condiciones de resonancia que incrementen el tamaño de las armónicas.
- Sobrevoltajes.

La distribución de los bancos de capacitores pueden formar un circuito resonante con la inductancia de las líneas de distribución a una frecuencia cercana a la de las armónicas importantes. En este caso, puede ser que las armónicas se amplifiquen en el lugar del capacitor. Por ejemplo, considerando un circuito de distribución aéreo representado en una parte y por simplicidad con un circuito R, L, un banco de capacitores y una fuente de armónicas como se ilustra en la figura 3.4

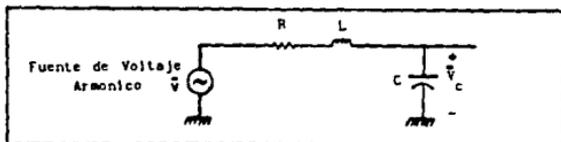


Figura 3.4 Circuito equivalente de una línea de distribución con un banco de capacitores.

Tenemos entonces que el voltaje armónico V_c , en el banco de capacitores es:

$$\bar{V}_c = \bar{V} \frac{1}{1 - \omega^2 LC + j\omega RC} \quad (18)$$

donde:

\bar{V} es el voltaje armónico aplicado.

R, L es la representación del circuito equivalente de la línea de distribución.

C es la capacitancia del banco de capacitores.

La frecuencia resonante es:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi(LC)^{1/2}} \quad (19)$$

y es posible que coincida con la frecuencia armónica. A esta frecuencia el voltaje armónico es:

$$\bar{V}_c = \bar{V} \frac{1}{j\omega RC} \quad (20)$$

En los sistemas reales la amplificación no se realiza por tres razones fundamentales:

- 1.- Las fuentes armónicas no son fuentes ideales de voltaje.
- 2.- La resistencia del circuito se incrementa con el orden de la armónica, esto reduce el factor de amplificación.
- 3.- La inductancia del circuito decrece con el orden de la armónica, trasladando la frecuencia resonante a valores mayores donde la atenuación es alta.

No obstante lo anterior, la presencia de capacitores amplifican a las armónicas. La tabla 2 ilustra los efectos de un banco de capacitores en un sistema real.

<u>Orden de la Armonica</u>	<u>Con el Banco Conectado</u>		<u>Con el Banco Desconectado</u>	
	<u>V (%)</u>	<u>I (%)</u>	<u>V (%)</u>	<u>I (%)</u>
3	1.2	3.4	1.6	4.0
5	0.7	1.0	2.4	3.3
7	0.16	0.4	0.14	0.4

Tabla 2 Ejemplo del efecto de un banco de capacitores de 12 MVARs.

Las condiciones de resonancia se pueden predecir con programas de computadora que son capaces de modelar las frecuencias características de los elementos del sistema de potencia. El computador predictor de resonancia calcula la impedancia aparente en cualquier punto de un sistema de potencia como una función de la frecuencia. La resonancia detectada provoca un decremento en el valor de la impedancia.

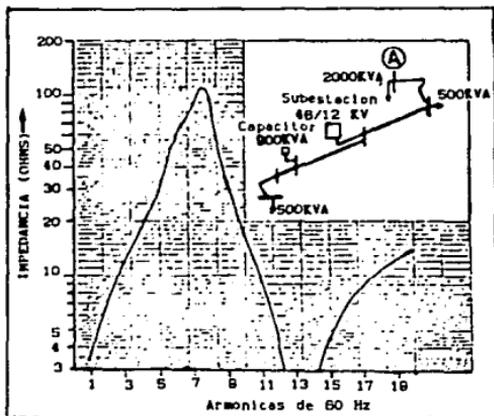


Figura 3.5 Impedancia de un sistema de distribución en el punto A como función de la frecuencia.

Otro efecto de las componentes armónicas en el banco de capacitores es el aumento en el calentamiento debido al incremento de las pérdidas dieléctricas. El incremento de pérdidas debido a las armónicas puede calcularse con la siguiente ecuación:

$$P = \frac{1}{2} \sum_{n=2}^{\infty} (\tan \delta) C_n \omega V_n^2 \quad (21)$$

donde:

- P Incremento de pérdidas.
- n Orden de la armónica.
- C Capacitancia.
- $(\tan \delta)_n$ Factor de pérdidas a la frecuencia de la n-ésima armónica.
- ω Frecuencia fundamental angular.
- V_n Valor pico del voltaje n-ésimo.

El sobrevoltaje que aparece en un banco de capacitores debido a la presencia de armónicas depende de la relación angular de los voltajes armónicos con el fundamental. Es posible que el sobrevoltaje instantáneo sea mayor que el sobrevoltaje rms. Como los niveles de voltaje que inician y extinguen el efecto corona en un capacitor, son función del voltaje de pico y no del voltaje rms, se puede afectar la vida del capacitor.

Los capacitores a diferencia de otros aparatos eléctricos, tienen estrictos parámetros en la corriente, KVAR y en el voltaje. El IEEE especifica el límite armónico para capacitores en derivación que están sujetos a la operación normal. El estado estandar para que el capacitor pueda operar continuamente en presencia de armónicas pide una potencia reactiva total no mayor a 135% del valor nominal, la corriente debida a la fundamental y las componentes de frecuencia armónica no deben exceder del 180% del valor rms nominal y el valor rms del voltaje aplicado no debe ser mayor al 110% del voltaje terminal nominal y el valor de cresta del voltaje no debe exceder el 120%. Los estandares no especifican un límite para armónicas individuales.

MECANISMOS DE INTERRUPCION

Las componentes armónicas en la forma de onda de la corriente pueden afectar la capacidad de interrupción de tales mecanismos. Los dos efectos que se presentan en los interruptores cuando existen armónicas son:

- (1) La presencia de armónicas afecta la tasa de variación del voltaje transitorio de recuperación y el valor máximo del voltaje transitorio.
- (2) Las armónicas afectan la operación de la bobina de desconexión.

La presencia de corrientes armónicas puede dar como resultado grandes valores di/dt cuando la corriente es cero. En este caso la variación del voltaje transitorio de recuperación a través de los contactos podría crecer más de lo normal creando la

posibilidad de falla dieléctrica. También la presencia de corrientes armónicas afectan el tiempo en que la corriente pasa por cero. Este tiempo a su vez altera el valor de cresta del voltaje transitorio de recuperación. Por ejemplo, si el tiempo coincide con el valor máximo de la fuente de voltaje (fundamental) el valor de cresta del voltaje transitorio de recuperación podría llegar a $2.82E$ donde E es el valor rms del voltaje nominal, este valor puede causar reencendido de los contactos.

Los switches han fallado al tratar de interrumpir la corriente debido a la inhabilidad de la bobina de desconexión para operar adecuadamente en presencia de armónicas severas. Como los auxilian en el movimiento del arco, dentro de la cámara de arqueo donde se lleva a cabo la interrupción, esta operación al no realizarse eficientemente, prolonga los arcos y eventualmente tiene como resultado fallas en el switch. Problemas similares existen en otros aparatos interruptores de corriente tales como circuit switchers interruptores de carga, etc. Es importante mencionar que los switches en vacío son menos sensitivos a las corrientes armónicas.

Hay una necesidad de investigar los problemas mencionados debido a que el efecto de las armónicas en el voltaje transitorio de recuperación es difícil de conocer, porque depende de la configuración específica del sistema.

RELEVADORES DE PROTECCION

Las armónicas del sistema afectan la operación de los relevadores de manera muy compleja. Los relevadores que dependen del valor pico de voltaje/corriente o de los ceros del voltaje para operar, son afectados obviamente por la distorsión armónica. Los relevadores electromecánicos (con disco de inducción) son afectados por tal fenómeno de la siguiente forma: la presencia de corrientes armónicas da como resultado componentes de par

adicional que alteran la característica del retraso del tiempo de los relevadores. Los relevadores de tierra no pueden distinguir entre la corriente de secuencia cero y la corriente de 3ª armónica. La presencia excesiva de corriente de 3ª armónica puede hacer que el relevador de tierra opere.

Un estudio canadiense determina los efectos de las armónicas de la siguiente forma:

- 1.- Los relevadores presentan una tendencia a operar más lento y/o con valores de pickup más altos en lugar de operar más rápido y/o con bajos valores de pickup.
- 2.- Los relevadores estáticos de baja frecuencia fueron susceptibles a cambios importantes en sus características de operación.
- 3.- En muchos casos, los cambios en las características de operación fueron relativamente pequeños en un moderado rango de distorsión esperado durante la operación normal.
- 4.- Dependiendo de la fabricación, los sobrevoltajes y sobrecorrientes en el relevador presentan varios cambios en las características de operación.
- 5.- Dependiendo del contenido armónico, los pares de operación se pueden invertir.
- 6.- Los tiempos de operación pueden variar mucho como función de la mezcla de frecuencias en la cantidad medida.
- 7.- Los relevadores de impedancia tipo balancín pueden presentar sobrealcance o bajo alcance.
- 8.- Las armónicas pueden deteriorar la operación rápida de los relevadores diferenciales. Varias pruebas indicaron que los relevadores pueden presentar restricción total.

En general, los niveles de armónicas requeridos para causar mala operación de los relevadores; deberán ser más grandes que los niveles que se pueden considerar como límites máximos aceptables en otros equipos. Por lo regular se necesitan niveles armónicos entre el 10 y 20% para causar problemas de operación a los relevadores excepto en circunstancias poco usuales.

APARATOS DE MEDICION

Los medidores e instrumentos son afectados por la presencia de voltajes y corrientes armónicas. Aparatos de disco de inducción, tales como watt-hourímetros y relevadores de sobrecorriente son diseñados y calibrados solamente para la corriente y el voltaje fundamental. La presencia de corrientes y voltajes armónicos generan un par electromagnético adicional en el disco causando operaciones erróneas. Los medidores de estado sólido pueden medir potencia basándose en la forma de onda. En general, la distorsión debe ser severa (mayor del 20%) para que se detecten errores importantes.

EQUIPO ELECTRONICO

La mayoría de equipos electrónicos son fuentes significantes de armónicas. Por otro lado, la operación de un equipo electrónico es altamente dependiente de la determinación exacta del cruce del voltaje por cero, y en otros de la forma de onda del voltaje. Por ejemplo, puede resultar distorsión armónica en un desplazamiento del cruce por cero de la forma de onda de voltaje, esto puede ser crítico para muchos tipos de circuitos de control electrónico, produciendo fallas en la conmutación.

Una gran cantidad de cargas utilizan energía en forma diferente a la de la línea de llegada, rectificándola o cambiando su frecuencia. La distorsión externa puede afectar el comportamiento de los convertidores de potencia o de los convertidores de carga. La importancia de los efectos toma influencia en el diseño de los equipos. El análisis de estos efectos es complicado por el hecho de que los convertidores mismos son aparatos complejos no lineales que producen sus propias armónicas.

Los inversores usados para conversión de CA a CD o viceversa generan un corte de voltaje durante la conmutación.

La distorsión de voltaje y corriente pueden llevar a alterar la operación del equipo electrónico. Estos trastornos

pueden dividirse en dos categorías: trastorno en la operación del convertidor y trastornos de la operación de la carga del convertidor. La diversidad de diseños de convertidores y el amplio rango de cargas alimentadas hacen difícil el análisis general de los convertidores.

APARATOS DE ILUMINACION

Las lámparas incandescentes son unos de los dispositivos de este grupo de carga muy sensibles a los efectos del incremento de temperatura. Una ecuación relativa para evaluar la vida de la lámpara es:

$$L = \left(\frac{1}{V} \right)^n = \left(\frac{1}{V_1^2 (1 + (VDF)^2)} \right)^{n/2} \quad (22)$$

donde:

- L Vida de la lámpara en por unidad (para la base nominal de vida)
- V_1 Voltaje fundamental en por unidad.
- V Voltaje rms en por unidad (a la base del voltaje nominal).

Un valor representativo de n es 13, con él se puede observar que factores de distorsión más grandes acortarán significativamente la vida de la lámpara, y los cambios en el voltaje fundamental, son relativamente más significativos que los cambios en el factor de distorsión.

Existen varios tipos de lámparas de arco que presentan una característica de resistencia no lineal donde la resistencia disminuye con el incremento de la corriente. Las lámparas tienen una región de operación segura, y se requiere de una balastro para tener el punto de operación de la lámpara en la región recomendada para todas las condiciones de voltaje de línea a través del rango, de las diversas características de las lámparas.

Durante la operación normal la balastra funciona como un limitador de corriente. Con una balastra inductiva, la influencia de distorsión de voltaje podría ser descrita en forma burda por el factor de distorsión. Pudiendo aparecer un factor de distorsión modesto y no causando cambio en el punto de operación de la lámpara.

EFFECTOS DE LAS ARMONICAS EN LOS CIRCUITOS DE COMUNICACION

En esta sección se darán primeramente algunos conceptos físicos que son muy importantes en el desarrollo de un estudio acerca de los efectos de las armónicas en los circuitos de comunicación, posteriormente se darán algunos ejemplos cotidianos de estos efectos y la forma en como se presentan.

Una corriente eléctrica variable en el tiempo, tal como la corriente alimentada de la línea de potencia creará variación en el flujo magnético en la vecindad del conductor. Si otro conductor metálico como el alambre de un circuito de comunicación es situado en este flujo, en el conductor se inducirá un voltaje que se denomina como inducción longitudinal.

A continuación se definirán parámetros de la línea que controlan la inducción magnética.

CORRIENTE

La magnitud de interferencia de corriente es directamente proporcional a la inducción. El voltaje por unidad de longitud de conductor, que será inducido por el enlace del flujo con el tiempo se puede expresar como sigue:

$$v(t) = -M \frac{dI}{dt} \quad (23)$$

donde I es la corriente compleja variable en el tiempo y M es la inductancia mutua entre los dos conductores.

EXPOSICION

La ecuación 23 es escrita para un incremento longitudinal del conductor, el voltaje total inducido \bar{v} en el conductor será el resultado de la integración de la ecuación 23 sobre la longitud L del trayectoria común entre el alimentador y el conductor de comunicación y la llamamos "exposición común":

$$\bar{v}(t) = -\int_0^L M(x) \frac{di(x)}{dt} dx \quad (24)$$

Un alimentador se puede dividir prácticamente en secciones donde la corriente sea constante. Partiendo de esto último, la integral de la ecuación 24 será una sumatoria finita de vectores.

SEPARACION

La impedancia mutua M es dependiente de la separación entre el alimentador y el alambre de comunicación. Se puede demostrar que disminuye en forma casi logarítmica como la separación se incrementa.

FRECUENCIA

La impedancia mutua es dependiente de la frecuencia, por lo que la separación afecta relativamente menos a un acoplamiento de gran orden.

CONFIGURACION HORIZONTAL DE LA LINEA DE TRANSMISION

Cada fase de la línea de transmisión se puede tratar con el teorema de superposición ya que el medio de acoplamiento, es lineal. Así que el voltaje inducido resultante en el hilo de comunicación es la sumatoria compleja de los voltajes inducidos de todas las fases. Si la distancia entre la línea de comunicación y cada conductor de las diferentes fases de la línea de transmisiones diferente, existe una variación de separación originando un voltaje inducido resultante diferente de cero. Este

término es conocido como la "Componente Balanceada". Si las corrientes están fuera de fase en cada una de las líneas de potencia (tal como un sistema trifásico), la resultante del voltaje será la sumatoria de todas las corrientes de secuencia cero, llamada "Componente Residual".

Existe una variación en la separación de las vías entre los dos polos debido a la catenaria de la línea. Este efecto introduce una pequeña variación en el voltaje inducido llamado "Slanting".

RETORNO POR TIERRA

Muchos circuitos de energía utilizan el sistema aterrizado para asegurar servicio al cliente. La tierra es un buen conductor y parte de la corriente residual de la carga fluirá retornando vía la tierra, un conductor neutro (si existe), cargará el resto de la corriente residual. El neutro se puede considerar como otro conductor que lleva corriente y estos efectos se suman vectorialmente a la inducción de las corrientes de fase. Mientras que a 60 Hz la corriente de neutro usualmente retorna a la fuente, su ángulo de fase es tal que tiene un efecto cancelador o efecto "pantalla". Pero a frecuencias armónicas puede pasar cualquier cosa y la corriente de neutro puede incrementar los efectos de inducción de las corrientes de fase.

La trayectoria de retorno por tierra está físicamente alejada del hilo de comunicación, por lo que se crearán campos prácticamente despreciables alrededor del sistema en cuestión.

Otras líneas no siguen al circuito de comunicación, éstas lo cruzan en un cierto ángulo. Tal es el caso con los circuitos de los trenes eléctricos. El voltaje inducido en estos casos está dado por:

$$v(t) = V_0 \cos \alpha \quad (25)$$

donde V_0 es el valor obtenido para la ecuación 23 y α es el ángulo de cruce. Puede notarse que un cruce perpendicular no induce voltaje longitudinal.

A continuación se darán las medidas tomadas en el sistema de teléfonos para controlar la inducción.

RUIDO A TIERRA

Cada cliente tiene dedicado un par de conductores. Ambos experimentan la misma separación a lo largo de su tendido; se realiza una continua transposición para compensación por posición física, o bien, cuando se usan alambres aislados, se realiza una torsión. Debido a que el circuito telefónico es principalmente capacitivo, es deseable ajustar la impedancia longitudinal; esto es para llevar las frecuencias de voz sin distorsión. Inductores en serie llamados "Bobinas de Carga", se deben usar para realizar el ajuste.

Cuando el circuito se usa los dos conductores están en serie con el teléfono receptor y una corriente fluye en el conductor. El voltaje inducido originará un flujo de corrientes opuestas que se cancelan. Sin embargo, si la impedancia de la trayectoria de ida y la de regreso llamadas "TIP" y "RING" son diferentes, habrá un desbalance y se superpondrá una corriente de interferencia a la corriente de la señal. La diferencia de impedancia es caracterizada por la diferencia de voltaje entre los dos hilos en un extremo de la línea cuando el otro extremo del circuito se cierra en el teléfono receptor; esto se conoce como "Ruido Metálico" (Nm) y se expresa en Db. La diferencia entre Nc y Nm da una medida de la calidad del circuito llamada "Balance".

$$B = N_c - N_m$$

(26)

SUSCEPTIBILIDAD DEL SISTEMA TELEFONICO

Las señales de comunicación normal son llamadas "señal" y las corrientes de disturbio son llamadas "ruido". Refiriendo estos conceptos se obtiene la relación señal a ruido que es una medida de la calidad de la transmisión; entre mayor sea la relación S/N

mejor será la transmisión. Varias instalaciones reaccionan en forma diferente a las relaciones S/N. Por lo tanto las instalaciones tienen diferentes susceptibilidades a la interferencia. Más aún las líneas de comunicación pueden tener un escudo que habilita la cancelación de corrientes residuales que fluyen en él, para decrementar el voltaje inducido.

LA CURVA "C" DE MENSAJE

El oído humano es selectivo para las frecuencias en el rango de 20 Hz a 21 KHz, considerada como la banda de audio. El teléfono se encarga de transformar las vibraciones eléctricas a mecánicas o sonido y viceversa. La planta telefónica se diseña para transmitir lo mejor que pueda únicamente dentro de la banda de frecuencia de 3 KHz. La respuesta combinada del teléfono y el oído humano tienen que ver con la evaluación de la calidad de la transmisión.

En los laboratorios Bell se evaluaron las frecuencias promedio en una curva que mide la sensibilidad del escuchador a diferentes frecuencias en función del nivel de enojo para cada frecuencia. Un filtro con características que incluya todas las frecuencias es propuesto como estandar para formar la llamada curva "C" de mensaje. Esta característica es mostrada en la figura 3.6.

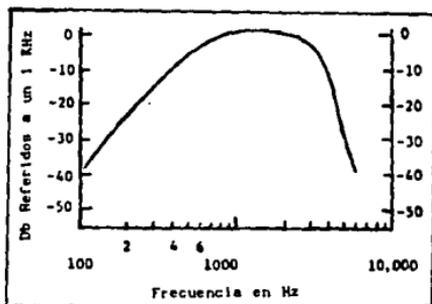


Figura 3.6 La curva "C - mensaje"

PROPAGACION DE ARMONICAS Y CAUSAS PRINCIPALES DE INTERFERENCIA.

Las corrientes armónicas cumplen con las reglas generales de propagación eléctrica, es decir, fluyen por la fuente continua en una vía de impedancia siguiendo exactamente la misma trayectoria que la corriente de 60 Hz. La única diferencia básica entre propagación de armónicas y el flujo de la carga de 60 Hz radica en la variación de la característica de impedancia de cada elemento en un sistema de potencia.

Es importante tener en mente conceptos importantes cuando se trabaja con armónicas por lo que se enfatiza en los siguientes:

- Para un generador de voltaje armónico dado, la corriente se incrementará cuando la impedancia decrezca.
- Las impedancias bajas para armónicas (llamadas resualderos) son:
 - Subestaciones.
 - Capacitores en derivación (SHUNT).
 - Filtros especialmente instalados.
 - Ciertos consumidores (especialmente).
- Cuando los transformadores son conectados en delta las armónicas triples son compensadas por corrientes circulantes en el núcleo. Sin embargo, los capacitores pueden alterar este patrón.
- Las armónicas impares son predominantes en un sistema de potencia, las armónicas pares son generalmente pequeñas y frecuentemente fuera de lo normal. El único caso de niveles de interferencia altos con armónicas pares se pueden encontrar con equipos rectificadores o equipos de inversión o inversores.

ARMONICAS DE SECUENCIA CERO

Para explicar este concepto tomaremos la siguiente consideración; se trata de un sistema trifásico de energía perfectamente balanceado donde todas las armónicas también están

balanceadas. Las corrientes por fase pueden escribirse como:

$$\left. \begin{aligned} I_a &= I_1 \text{ Sen}\theta + I_3 \text{ Sen}3\theta + \dots \\ I_b &= I_1 \text{ Sen}(\theta+120) + I_3 \text{ Sen}3(\theta+120) + \dots \\ I_c &= I_1 \text{ Sen}(\theta-120) + I_3 \text{ Sen}3(\theta-120) + \dots \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

Entonces, la corriente de secuencia cero está definida por:

$$\overline{I_R} = \overline{I_a} + \overline{I_b} + \overline{I_c}$$

tomando cada frecuencia armónica y calculando la secuencia cero en:

$f = (2p + 1)60$ o impares no triple (ejemplo $f = 300$ Hz).

$$I_{300} = I_6 \text{ Sen}5\theta + I_6 \text{ Sen}(5\theta-120) + I_6 \text{ Sen}(5\theta + 120) = 0 \quad (28)$$

La secuencia cero de una armónica balanceada impar no triple es cero, ahora bien, en $f = (2p + 1) \times 3 \times 60$ (triple o triplicada) ejemplo: $f = 180$ Hz.

$$I_{180} = I_3 \text{ Sen}3\theta + I_3 \text{ Sen}(3\theta + 360) + I_3 \text{ Sen}(3\theta - 360) = 3I_3 \text{ Sen}3\theta \quad (29)$$

Como se observa claramente la secuencia cero de armónicas balanceadas impares triples es tres veces el valor cuantitativo de cada fase, esto es sumamente molesto para la coordinación inductiva, ya que hace que la corriente de secuencia cero fluya a través de la tierra y el neutro. La corriente residual es directamente responsable de esta interferencia y esta compuesta de la suma individual de cada secuencia cero.

TRAYECTORIAS PREFERENCIALES

Las corrientes armónicas obviamente fluirán en las trayectorias que ofrezcan mayor facilidad o menor resistencia. Cuando un sistema multiaterrizado experimenta una corriente residual, esta retornará vía el conductor neutro y también fluirá a través de la tierra, sin embargo en muchos casos, los conductores metálicos son más inductivos que la tierra, por lo tanto el porcentaje importante de corrientes armónicas fluirá

a través de la tierra en comparación con el neutro; este porcentaje se ve incrementado con el orden de la armónica. En otras palabras: el efecto "pantalla" del neutro será mucho menos efectivo para interferir el ruido que para la frecuencia fundamental.

ANGULOS DE FASE DE LAS ARMONICAS

Para el suministro de energía a 60 Hz los ángulos de fase están definidos por el factor de potencia de la carga; estos varían en un pequeño rango entre 0 y 40 grados en el peor de los casos. Desafortunadamente a frecuencias armónicas, los ángulos de fase resultantes para las diferentes impedancias armónicas de cada carga pueden encontrarse entre 0 y 360 grados. De aquí que una carga a 60 Hz pueda ser una fuente de corrientes armónicas como es el caso de un transformador. Más aún, a medida que tiende a aumentar el orden de la armónica, la impedancia de la línea de fuerza se convierte en un factor de control, y la corriente armónica tendrá diferentes ángulos de fase en diferentes localizaciones.

Como el sistema de potencia está compuesto de una gran cantidad de generadores de armónicos, y cada uno de ellos produciendo una corriente con un ángulo de fase diferente se hace matemáticamente imposible el modelado del sistema debido a su complejidad. Siendo esta la causa de que se tenga que recurrir a considerar una Distribución de Probabilidad para aproximar el flujo de armónicas, por lo que cuando se utilice el término "Flujo de Armónicas"; se está refiriendo a la probabilidad estadística del flujo.

PROPAGACION EN TRANSFORMADORES

El cálculo de la corriente a 60 Hz en el devanado de un transformador es relativamente fácil, pero prácticamente es imposible predecir el flujo de armónicas a través del transformador; debido a que puede actuar como un resumidero o

como una fuente, dependiendo del voltaje de excitación y de los ángulos relativos de las armónicas con la corriente de excitación. El flujo de armónicas en los sistemas de distribución y transmisión no son completamente proporcionales a el voltaje de transformación, esto hace necesaria la realización de pruebas de campo reales para determinar con la mayor exactitud el patron de propagación de las corrientes armónicas.

CAPACITORES A FRECUENCIAS ARMONICAS

Los capacitores no generan armónicas pero si pueden representar un camino de baja impedancia; al modificar la impedancia del sistema, estos alteran la propagación de armónicas y probablemente incrementen la amplitud de las corrientes.

La impedancia de un capacitor decrece con el orden de las armónicas, por lo tanto las armónicas de mayor orden se ven atraídas hacia el capacitor. Como se estableció, el efecto resumidero no es otra cosa que una baja impedancia para las corrientes armónicas.

DESBALANCES

Las corrientes de excitación de los transformadores de potencia son principalmente dependientes del nivel de voltaje del devanado primario; la carga dificilmente modifica la generación de armónicas debido a la excitación del núcleo siempre que el resto del voltaje primario sea constante. Se puede considerar que si una cantidad igual de KVA es instalada en cada una de las tres fases podría tenerse la misma cantidad de generación armónica y todo quedaria inalterable (los voltajes balanceados). La subestación probablemente veria las armónicas perfectamente balanceadas. El único problema de interferencia potencial podria resultar para las secuencias cero triples.

Existen también equipos identificados como generadores de armónicas que son la principal fuente para desbalances armónicos, ejemplos de estos equipos son las máquinas de inducción monofásicas, lámparas de gas, soldadoras,

rectificadores monofásicos, etc. Todos son responsables de crear desbalances en las armónicas no triples. Unos u otros generan grandes amplitudes en una fase dada o bien crean cambios monofásicos en el flujo de la corriente, que sólo crean desbalances.

Una condición de voltaje desbalanceado siempre causa armónicas triples que se agregan a la corriente residual de secuencia cero. Lo óptimo es que en un sistema de distribución se tengan voltajes balanceados; siendo una característica ideal para propósitos de coordinación inductiva. Más aún el voltaje desbalanceado es causado por diferencias de carga en el sistema y por instalar KVA desbalanceados, estos dos efectos son aditivos y agravan el problema de interferencia por ruido generado.

Una frecuencia resonante en serie significa que a una cierta frecuencia la reactancia del circuito es teóricamente cero. Usualmente las condiciones resonantes en las armónicas no triples pueden causar incremento en el nivel de ruido generado de 6 a 12 dB y resonancia en armónicas de secuencia cero pueden llegar a incrementos de 12 a 18 dB ó más.

BANCOS DE CAPACITORES EN SERVICIO

Debido a sus bajas impedancias para las armónicas, los capacitores presentan un efecto dominante en el flujo de armónicas. Por ejemplo, un capacitor monofásico será desastroso en la exposición de una línea telefónica. Los capacitores monofásicos son conocidos por incrementar el ruido telefónico en un mínimo de 12 dB y pueden encontrarse casos donde el incremento sea de 40 dB. Por lo cuál los capacitores monofásicos no deben ser instalados en ningún sistema.

En este apartado se darán a conocer algunos problemas prácticos que ilustran los efectos de la interferencia en las industrias y que fueron obtenidos en nuestra revisión bibliográfica.

Las corrientes de excitación de transformadores son principalmente dependientes del nivel de voltaje del devanado

primario. En una primera aproximación uno puede asumir que si una cantidad igual de KVA son instalados en cada una de las tres fases, allí existe una buena probabilidad de que cada fase tenga la misma cantidad de generación de armónicas. El problema de la interferencia potencial sólo puede resultar para las armónicas triples. Pero la teoría del vector amper-milla es aplicada para el flujo armónico, pudiendo ser ilustrado como un caso diferente de frecuencia que fué detectado a pesar del balanceo de KVA en la subestación. La figura 3.7 presenta el arreglo simplificado con el que se toma un sólo transformador residencial de distribución a lo largo del alimentador multiaterrizado de 3 fases. El balanceo de KVA puede establecerse a lo largo de segmentos y presentar claramente los desbalanceos locales. La exposición de KVA milla es por ende desbalanceada y la línea de teléfono adjunta puede sufrir unos 92 dB de nivel de interferencia de ruido a tierra.

La figura 3.8 presenta el diagrama unifilar de la configuración del sistema con las fuentes armónicas y la propagación identificada. El teléfono experimenta sólo una pequeña influencia la cual sólo resulta de las pocas cargas dispersas hacia el final del alimentador de regreso a la subestación, que es el principal resumidero para el sistema. Por otro lado si un banco de capacitores es instalado hacia el final del alimentador, el banco se convierte en el principal resumidero para las fuentes armónicas y la nueva propagación, como se presenta, causa una gran cantidad de corrientes armónicas apartadas hacia la exposición, la influencia es desastrosa como se presenta por el espectro comparativo de armónicas en el teléfono. Este ejemplo ilustra el papel predominante que juegan los capacitores en los problemas de inducción de la frecuencia del ruido.

La figura 3.9 presenta una configuración de campo donde se encontró un capacitor resonante en paralelo, esto no es suficiente para presentar la sospecha de que la corriente armónica dominante resonante, decrece considerablemente cuando se quita el capacitor. El ejemplo previo ha probado que puede

solamente apartar a las corrientes armónicas de la exposición. Esta es la razón por la cual una tercera prueba es presentada; en la que el capacitor es de neutro flotante, con eso, se suprime la trayectoria resonante, manteniendo las armónicas drenadas en el sistema. Este ejemplo típico tomado para un caso de campo ilustra que usualmente la resonancia causa un incremento de 12 a 16 dB en el nivel de ruido.

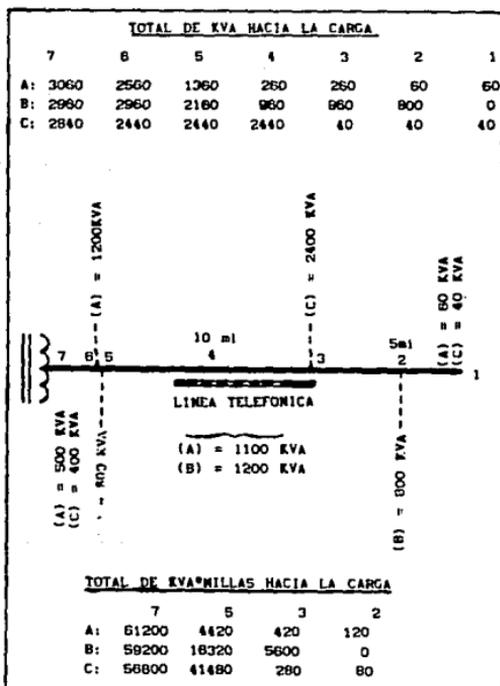


Figura 3.7 Efectos de una línea de fuerza cerca de una línea telefónica.

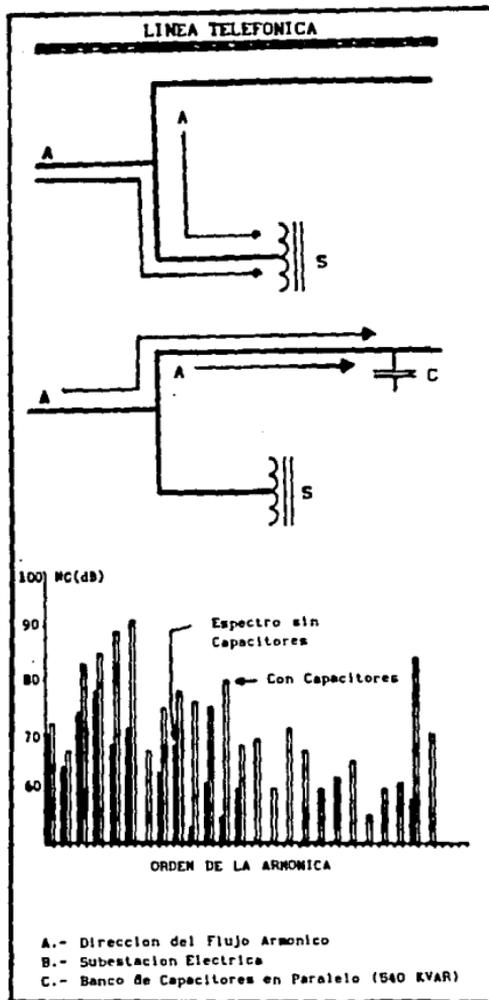


Figura 3.8 Grafica que muestra el efecto de los capacitores.

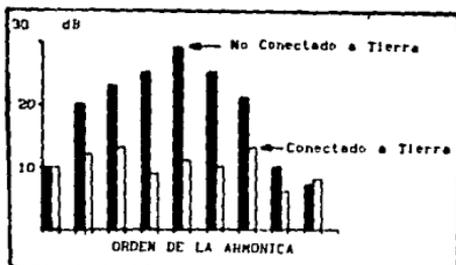


Figura 3.9 Efecto de la corriente de neutro con un banco conectado directamente a tierra y no conectado a ella.

Ahora bien, los filtros deben de ser conectados en instalaciones con grandes rectificadoras para limitar la afluencia de corrientes armónicas características. El siguiente ejemplo ilustra el diseño cuidadoso haciendo eludibles los problemas misteriosos.

El caso involucra la estación convertidora HVDC de 320 MW con 80 MVAR de filtros, tal cantidad de filtraje evita que las corrientes armónicas penetren al sistema. (Un TIF de 2 es el objetivo logrado). Desafortunadamente en la figura 3.10 la configuración de la red de potencia presenta como estos filtros se convierten a resurrideros armónicos para fuentes localizadas hasta 150 millas. Esto resulta una interferencia muy severa de 95 dB, en los principales circuitos telefónicos que estaban a 100 millas de las fuentes armónicas reales.

El siguiente caso de campo representa un efecto desagradable que puede ocurrir en interferencia inductiva, la figura 3.11 presenta el arreglo del circuito. Ninguno de los dos circuitos 1 ó 2 experimenta una gran interferencia en sí mismo. Sin embargo, las corrientes de interferencia en cada circuito están

En este caso un importante repetidor de un enlace de microondas fué dañado. El principio de la interferencia fué el hecho de que la repetidora recibió esta potencia CD continua a través de los mismos pares en que la señal fué transmitida. Esto también se puede presentar en un telefono normal. Sin embargo, aquí el circuito alimentador de potencia uso un regulador, donde los diodos estan presentes; esto resulta por la rectificación de media onda de las corrientes de ruido inducidas. La figura 3.12 muestra como es la potencia promedio CD para el regulador se calló y este causa mal funcionamiento. Este ejemplo por lo mismo que es tan raro la primera vez que se presentó; provocó muchos dolores de cabeza.

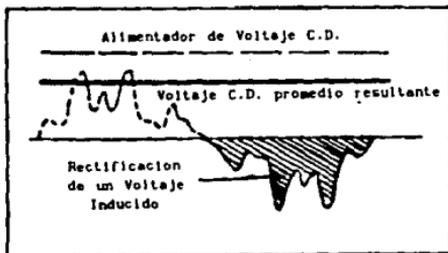


Figura 3.12 Caída de la señal que alimenta a un regulador, como resultado de la rectificación de un voltaje inducido.

INTERFERENCIA CON CIRCUITOS PROGRAMADOS Y PORTADORES

En el control de administración de carga, es habitual usar una portadora en la línea de potencia para controlar varios elementos de las unidades de administración de carga a lo largo del

alimentador. Para este caso se usó una frecuencia mayor de 5 kHz para evitar interferencia con la frecuencia de voz. Desafortunadamente, la mezcladora modulador-demodulador de la portadora experimentó un nivel muy alto de interferencia a una frecuencia específica utilizada por uno de los canales. El nivel fue tan alto que el canal quedó sin operar. En este caso una fracción de miliamper estaba circulando en la línea de fuerza y el cable de comunicaciones fue correctamente blindado en el cable cubierto.

Este ejemplo presenta los peligros de usar portadoras para la administración de cargas. En el ejemplo anterior también se establece que la interferencia importante puede resultar sobre circuitos que contengan electrónica digital, como son los circuitos del futuro en instalaciones ITT. El problema se ha agravado por el hecho que inherentemente las instalaciones de administración de cargas cubren un área muy grande y que tiene gran influencia de la totalidad de las instalaciones telefónicas conectadas.

ONDA PORTADORA POR LINEA DE ALTA TENSION

En este caso la onda portadora por línea de alta tensión se usó para controlar remotamente el interruptor de la línea así como las 4 importantes estaciones generadoras desde un centro de control. Esta es una práctica muy común en los E.U.A.

Una nueva estación rectificadora fue instalada y empezó a generar cantidades de armónicas (más de 100,000 IT balanceados). Una de las armónicas características entró en resonancia con el modulador de la portadora causó la total destrucción del sistema de comunicación. Esto resultó en un paro de las tres unidades generadoras principales en el periodo pico y la apertura de dos líneas de alto voltaje.

En esta sección se analizaron los efectos más importantes de las armónicas en los sistemas eléctricos de potencia y los problemas que causan en los circuitos de comunicación y así tener una visión amplia sobre el control de las armónicas.

ESTANDARES INDUSTRIALES Y GUIAS DE PLANEACION.

En este capítulo se da una breve descripción de como se han llevado a cabo las normas y prácticas que el IEEE ha propuesto para mantener a las armónicas de corriente o voltaje dentro de límites permisibles para que no dañen a los usuarios de la red de servicio de energía eléctrica.

NORMAS DEL IEEE.

Dos grupos del IEEE se han responsabilizado de producir guías o prácticas recomendadas para el control de armónicas: La sociedad de Ingenieros de Potencia (PES) y la Sociedad de Aplicaciones Industriales (IAS). PES representa a los proveedores de energía eléctrica, mientras que IAS representa a los grandes consumidores de energía eléctrica.

Fue el Comité de Convertidores Estáticos de Potencia de la IAS quien inicio el trabajo en esta área y produjo la primera guía para la industria. Ese documento fue: La "Guía para control de armónicas y compensación de reactivos en convertidores estáticos de potencia" NORMA 519-1981 IEEE. Estas normas se revisan cada 5 años y cuando se llega el tiempo de la revisión, se torna aparente que debe haber un esfuerzo conjunto entre el Grupo de Trabajo sobre armónicas de la PES y el comité de la IAS.

Este esfuerzo conjunto fue iniciado en 1986 estableciendo una Fuerza de Trabajo (Task Force) con miembros representando a la industria, proveedores, fabricantes, consultores y universidades. El resultado de esta Fuerza de Trabajo fue un documento revisado, el cual ha sido elevado a "Práctica Recomendada", intitulada como "Prácticas recomendadas y requerimientos para el control de armónicas en sistemas eléctricos de potencia del IEEE."

Las revisiones mas importantes de la guía original surgieron del reconocimiento de que los problemas con armónicas no se limitan a plantas industriales con cargas no lineales, sino que existe un efecto combinado de todas las cargas no lineales en sistemas eléctricos que tienen una capacidad limitada de absorber

corriente de armónicas. Más aún, las compañías son responsables de proporcionar un suministro de alta calidad en términos de nivel de voltaje y forma de onda, el estandar reconoce, no solo el nivel absoluto de armónicas producidas por una fuente individual, sino que también su tamaño relativo a la red de suministro.

Debe notarse que la norma esta limitada a ser una colección de prácticas recomendadas que sirvan como una guía tanto para suministradores , como para consumidores de energía eléctrica. Donde existan problemas debidos a la inyección de corrientes de armónicas o distorsión excesiva de voltaje, es del interés tanto del consumidor, como del servidor resolver las controversias, dentro de una estructura de trabajo mutuamente aceptable.

LIMITES RECOMENADOS.

El propósito de la norma 519 del IEEE es recomendar límites sobre distorsión armónica, de acuerdo a dos distintos criterios a saber:

1. Existe una limitación en la cantidad de corriente armónica que un consumidor puede inyectar a la red de la compañía suministradora.

2. Existe una limitación en el nivel de voltaje armónico que una compañía puede suministrar a un consumidor.

LIMITES DE CORRIENTE.

Los límites de corriente se basan en el tamaño de la planta del consumidor en relación al tamaño de la red de suministro.

Este tamaño relativo se define como la relación de cortocircuito (SCR), en el punto de acoplamiento común (PCC), el cual es donde la carga del consumidor se conecta con otras cargas en el sistema de potencia. El tamaño de la planta del consumidor se define como la corriente a frecuencia fundamental en la carga It, que incluye todas las cargas ya sean lineales o no. El tamaño del sistema de suministro se define por el nivel de la corriente de cortocircuito, I_{sc} , en el PCC. Estas dos corrientes definen la SCR :

$$SCR = \frac{I_{sc}}{I_L} \quad (4.1)$$

Una relación alta significa que la carga es relativamente pequeña y esos límites de corriente no serán tan estrictos como los pertenecientes a una relación baja. Esto se demuestra en la tabla 4.1, la cual enlista los niveles de distorsión de corriente máximos recomendados como una función de la SCR y el orden de la armónica. La tabla también identifica los niveles de distorsión armónica total (THD). Observe que los valores mostrados son para sistemas cuyos voltajes están entre 2.4 y 69 kV.

Tabla 4.1

Límites de corrientes armónicas para cargas no lineales en el punto de acoplamiento común, para voltajes de 2.4 a 69 kV.

I _{sc} /I _L	Orden de las armónicas (armónicas impares).					THD
	<11	11≤h<17	17≤h<23	23≤h<35	35≤h	
<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

OTROS LIMITES DE CORRIENTE.

La norma, mostrada en la tabla 4.1 fija los límites de corriente para las componentes armónicas individuales también como para distorsión armónica total. Por ejemplo un consumidor con una SCR entre 50 y 100 tiene un límite recomendado de 12 % para THD, mientras que para componentes armónicas impares individuales con ordenes menores a 11, el límite sobre cada una es de 10 %. Es importante notar que las componentes de corriente armónica individual no se suman directamente. Esto significa que todas las armónicas características no pueden estar en su límite máximo individual sin exceder el THD. El siguiente ejemplo demuestra esto:

Suponga que una fuente con una SCR de 55 tiene solo dos componentes de corriente armónica, de 5^o y 7^o orden. Ambas están dentro de sus límites individuales de 10 %.

$$I_5 \cdot \frac{100}{IL} = 10 \% \quad \text{e} \quad I_7 \cdot \frac{100}{IL} = 10 \% \quad (4.2)$$

Por lo tanto conocemos las dos corrientes armónicas individuales:

$$I_5 = 0.1IL \quad \text{e} \quad I_7 = 0.1IL$$

La THD se puede calcular de la fórmula:

$$THD = \frac{(I_5^2 + I_7^2)^{1/2}}{IL} \cdot 100 = 14.1 \quad (4.3)$$

Así que la THD es igual al 14 % en este caso, el cual excede el nivel recomendado de 12 %. Es claro que si cualquier otra armónica característica de orden bajo está en su límite, las otras corrientes armónicas tendrán que ser contenidas también dentro de los suyos.

Es importante observar que la tabla 4.1 muestra los límites solamente para armónicas impares, el estándar se refiere a las armónicas pares limitándolas al 25 % del límite de las armónicas impares dentro del mismo rango, por ejemplo, una fuente con un PCC entre 2.4 y 69 kV y una SCR de 30 podría tener un límite de 3.5 % para la 13^a armónica. Esto significa que la 12^a armónica estaría limitada a 0.875 %.

Las armónicas pares dan como resultado una onda de corriente asimétrica (formas de onda positiva y negativa distintas) la cual puede contener una componente de CD que saturará los núcleos magnéticos.

Para equipo de generación de potencia eléctrica, la norma no reconoce tamaño relativo, los límites son más estrictos y se limitan a los niveles más bajos mostrados en la tabla. Esto es que toda la generación de potencia tiene una SCR de 20 o menos. La tabla 4.1 indica límites recomendados para voltajes clase 69kV y menores. De 69 kV hasta 138 kV los límites son 50 % de los

mostrados en la tabla. Esto significa que un PCC en 138 kV tiene un límite de 10 % en THD, independientemente de la potencia de la fuente de 138 kV. Arriba de 138 kV se requiere una evaluación caso por caso.

LIMITES DE VOLTAJE.

El segundo conjunto de criterios establecidos por la norma, es para límites de distorsión de voltaje. Estos gobiernan el monto de distorsión de voltaje que es aceptable en el voltaje de suministro de servicio en el PCC con un consumidor. Los límites de voltaje armónico recomendados se basan en los niveles que son suficientemente bajos para asegurar que los equipos de los consumidores operen satisfactoriamente. La tabla 4.2 enlista los límites de distorsión de voltaje de la norma.

Tabla 4.2
Límites de voltaje armónico para equipo de potencia.

Voltaje de distorsión armónica en % en el PCC			
	2.3<69 KV	69<138 KV	≥138 KV
Máximo para armónicas individuales.	3.0	1.5	1.0
Distorsión armónica total	5.0	2.5	1.5

Así como para la corriente, los límites se imponen para componentes individuales y sobre distorsión total de todos los voltajes armónicos combinados (THD). Lo que es diferente en esta tabla sin embargo es que se muestran tres diferentes límites. Representan tres clases de voltajes, hasta 69 kV, de 69 kV a 138 kV e igual o mayor a 138 KV. Note que los límites disminuyen al parejo que los voltajes aumentan, lo mismo que sucede para los límites de corriente.

De nuevo, en la tabla solo se muestran los límites para armónicas impares. La generación de armónicas pares se restringe más, ya que el offset de CD resultante puede causar saturación en

motores y transformadores. La corriente de secuencia negativa puede causar calentamiento en generadores. El voltaje armónico por individual se limita a 25 % de los límites de las armónicas impares, el mismo límite que para las corrientes.

Frecuentemente los alimentadores dan servicio a más de un consumidor. Los límites de distorsión de voltaje mostrados en la tabla no deben excederse mientras todos los consumidores estén dentro de los límites de inyección de corriente. Cualquier consumidor que degrade el voltaje en el PCC deberá tomar medidas pertinentes para corregir el problema. Sin embargo el problema de distorsión de voltaje es el mismo para la comunidad entera de consumidores y el proveedor. Los consumidores muy grandes pueden llegar a un acuerdo con el proveedor, sobre la resolución de un problema específico y ambos contribuir con su propia solución.

APLICACION DE NORMAS.

Considere una planta industrial grande alimentada de un sistema de servicio de 115 kV como se muestra en la figura 4.1. La planta tiene un bus principal de 13.8 kV y suministra dos convertidores de 12.5 MVA conectados en operación de 12 pulsos. Otras cargas lineales totalizan 25 MVA y se alimentan del mismo bus.

Las corrientes de cortocircuito y de carga se calculan como sigue:

$$I_L = \frac{50 \text{ MVA}}{\sqrt{3} \cdot 115 \text{ KV}} = 250 \text{ A} \quad (4.4)$$

$$I_{sc} = \frac{2000 \text{ MVA}}{\sqrt{3} \cdot 115 \text{ KV}} = 10,000 \text{ A} \quad (4.5)$$

En seguida se calcula la SCR como :

$$SCR = \frac{I_{sc}}{I_L} = \frac{10,000 \text{ A}}{250 \text{ A}} = 40 \quad (4.6)$$

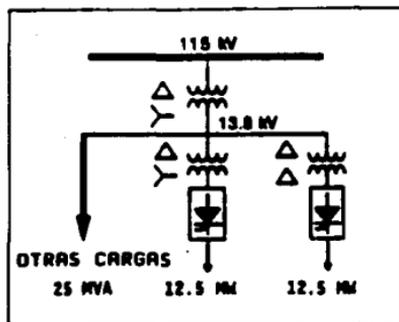


Figura 4.1 Diagrama de líneas de una planta industrial con significativa carga de convertidores.

Para definir completamente el problema, es necesario medir o conocer el espectro de corriente armónica generado por los convertidores. Para los propósitos de este ejemplo, las corrientes armónicas en la tabla 4.3 se muestran en por unidad de la corriente del convertidor a frecuencia fundamental.

La tabla se basa en la operación de 12 pulsos, una reactancia de conmutación de 12 % y un ángulo de encendido de 30 %.

Tabla 4.3

Espectro de corrientes armónicas para una planta industrial con convertidores

Armónica	Valor en P.U.	Armónica	Valor en P.U.
1	1.0		
5	0.0192	29	0.0014
7	0.0132	31	0.0012
11	0.073	35	0.011
13	0.057	36	0.010
17	0.0035	41	0.0009
19	0.0027	43	0.0008
23	0.020	47	0.008
25	0.016	49	0.007

La figura 4.2 muestra los niveles de distorsión de corriente armónica en el bus de 115 kV comparados con los recomendados para una SCR de 40, el cual es el caso que estamos tratando. Note que los límites son sólo 50 % de los mostrados en la tabla 4.1 debido a que la distorsión es en un PCC de alto voltaje. Se puede ver que todas las armónicas de 12 pulsos exceden los límites recomendados. Teóricamente no hay corrientes armónicas de seis pulsos de este orden ya que existe multifaseo. Sin embargo, asumiendo desbalanceo de impedancias y controles de encendido, habrá cantidades pequeñas de armónicas de 6 pulsos. Es claro en este ejemplo que la distorsión en estos órdenes está dentro de las especificadas por las guías.

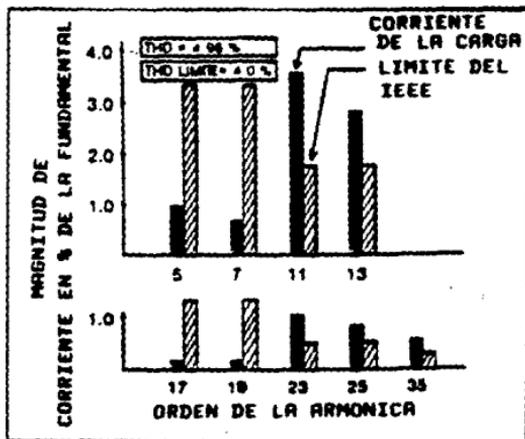


Figura 4.2 Niveles de distorsión de corriente armónica en el punto de acoplamiento común comparados con los niveles recomendados para una SCR = 40.

Si los MVA's de cortocircuito del sistema fuesen más grandes, con una SCR de 100, sería necesario aplicar nuevos límites. La figura 4.3 muestra la nueva comparación de distorsión calculada con los límites de la norma. Se puede observar que las

componentes 11^{ava} y 13^{ava} permanecen arriba de las especificaciones. Sin embargo la THD esta correctamente dentro de las normas.

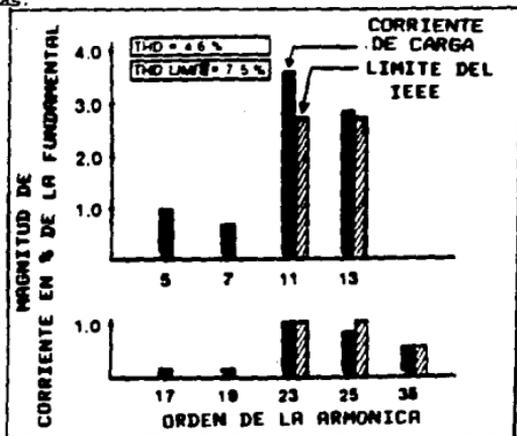


Figura 4.3 Niveles de distorsión de corriente en el punto de acoplamiento común comparados con los niveles recomendados, tomando una SCR = 100.

Con una SCR de 100, este caso es marginal, la totalidad de THD cumple con las especificaciones recomendadas, mientras que dos niveles de distorsión de componentes individuales son excesivas. Para obtener un panorama más amplio de la situación, es útil examinar los niveles de distorsión de voltaje.

RESULTADOS DEL ANALISIS DE DISTORSION DE VOLTAJE

La distorsión de voltaje se puede calcular del reconocimiento de las corrientes armónicas y de la impedancia del sistema a esa armónica:

$$V_h = I_h h \frac{Z_s}{I_{base}} \text{ en por unidad} \quad (4.5)$$

Donde: V_h =Distorsión de voltaje de la armónica h.
 I_h =Corriente de la armónica h.

h =Orden de la armónica.

I_{base} =Base de corriente del sistema.

La distorsión armónica total del voltaje se puede calcular a partir de las componentes individuales.

En el ejemplo, con una SCR de 100, los factores de distorsión de voltaje se muestran en la figura 4.4.

La THD es 0.66 %, la cual esta correctamente dentro de las especificaciones de 2.5 %. Más aún, todos los niveles de distorsión individuales se encuentran dentro de la especificada por la guía. El nivel más alto es de 0.4 % en la armónica de 11^{avo} orden, el cual esta muy bien si se compara con el limite de 1.5 %.

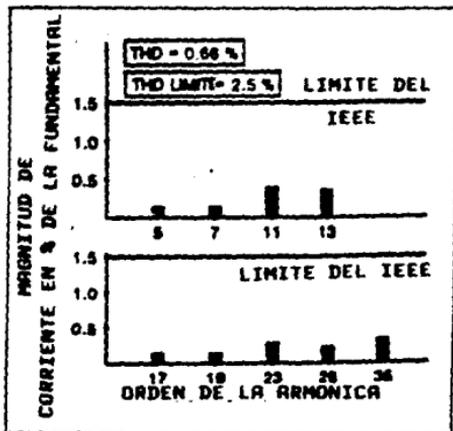


Figura 4.4 Factores de distorsión de voltaje en el punto de acoplamiento común, dada una SCR=100.

Si el sistema fuese más pequeño, con una SCR de 40 por ejemplo, La distorsión de voltaje sería más alta, pero permanecería dentro de las especificaciones, como se ilustra en la figura 4.5. De nuevo la 11^{ava} armónica produciría el nivel más alto de distorsión, en este caso 0.999 %. La THD sería de 1.64 %, otra vez dentro del 2.5 % de la guía.

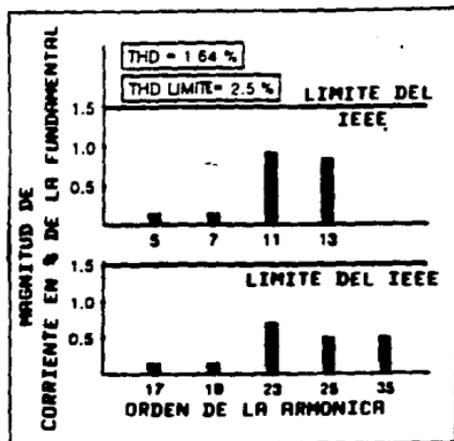


Figura 4.5 Factores de distorsión de voltaje en el punto de acoplamiento común, dada una SCR=40.

Este ejemplo ha presentado un caso interesante y marginal. Mientras para un rango de tamaño de sistema, los niveles de voltaje armónico están dentro de especificaciones, existen corrientes que exceden los límites recomendados. Esta es una situación en la cual el consumidor está inyectando más corriente de la aconsejable, pero al mismo tiempo, el voltaje en el PCC no contiene niveles objetables de armónicas. Es claro que, a pesar de un voltaje relativamente limpio, el consumidor se dirige al problema de inyección de corriente armónica. El problema se podría mezclar seriamente si se instalan otras cargas que estén produciendo armónicas en la vecindad. La solución se puede negociar entre el consumidor y el prestador de servicio.

Debe notarse que las corrientes armónicas dependen solamente de la carga y no cambian con la SCR. Sin embargo los voltajes armónicos, dependen del tamaño del sistema relativo a la carga, así que cambian con la SCR.

RESULTADOS DEL ANALISIS: PROBLEMAS EN PLANTA.

Los niveles de distorsión armónica de voltaje y corriente presentados hasta ahora en este capítulo se calcularon en el PCC, (el bus de 115 kV). En la planta, sin embargo, los niveles de distorsión, son significativamente más grandes. LA figura 4.6 muestra los niveles de distorsión de voltaje en el bus de 13.8 kV. En este punto la THD es 7.88 % la cual esta arriba de las especificaciones de 5 %. Los niveles de distorsión en la 11^{ava} y 13^{ava} armónicas son de 4.795 % y 4.426 %, respectivamente, ambos arriba de la especificación de 3.0 %.

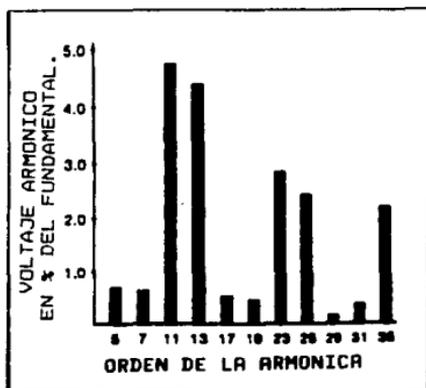


Figura 4.6 Factores de distorsión de voltaje en el bus de 13.8 kV

Estos niveles de distorsión pueden causar problemas para las otras cargas lineales en la planta, y también hacer más difícil controlar las secuencias de disparo del convertidor. Lo que se recomendaría en este caso es aplicar un filtro de armónicas de tamaño apropiado en el bus de 13.8 kV. Para limpiar el voltaje en el bus de la planta, y también reducir la inyección de corriente de armónicas a la red de servicios.

ESPECIFICACIONES INTERNACIONALES.

Se han definido muchos factores que se utilizan para medir los efectos de las armónicas sobre el sistema de potencia. Dentro de los cuales se incluyen:

D_h Factor de distorsión de voltaje para la armónica individual h

THD Factor de distorsión armónica total debida a todas las armónicas.

D_{max} Desviación máxima de voltaje; suma de D_h.

TIF Factor de influencia telefónica.

IT Corriente de influencia telefónica (producto I T).

La tabla 4.4 muestra los límites típicos adoptados como guías en varios países. A menudo el problema de interferencia telefónica es particular a un solo circuito en específico, fuera de muchos. En este caso es menos caro y más efectivo modificar el circuito telefónico moviéndolo físicamente, fuera de la influencia de la línea de potencia o también utilizando cables blindados, que añadir filtros. Esto es real, especialmente donde la interferencia es debida a un circuito de potencia HVDC que lleva miles de megawatts.

Tabla 4.4

Valores típicos de factores de armónicas para otros países

País	D _h	THD	D _{max}	TIF	I T
Australia	1.0%	-	3%	20	-
Finlandia	1.0%	1.5%	--	--	-
URSS	--	5.0%	--	--	-
Francia	1.0 (nones)- 0.6 (todas)	1.5%	--	25	10 000
Canadá					
Brunswick	1.0%	-	4%	20	25 000
Quebec	1.0%	-	4%	20	25 000
Manitoba	-	-	2%	25	50 000
Alberta	-	-	--	--	-
USA					
AEP	1.0%	-	4%	--	-
BPA	-	-	2%	15 a 20	25 000

GUIAS PARA PLANEACION.

Los sistemas de distribución primarios de las compañías suministradoras tienen generalmente bancos de capacitores en derivación localizados en puntos discretos a lo largo de los alimentadores radiales para control de voltaje, mientras que las fuentes de armónicas están distribuidas aleatoriamente a lo largo del alimentador. Los ejemplos de fuentes distribuidas incluyen los transformadores de distribución, el alumbrado fluorescente, las televisiones y computadores, etc. Un detallado análisis de armónicas de tan complicadas redes requiere del uso de un programa de flujo de armónicas.

En contraste, en muchas plantas industriales, las fuentes de armónicas se encuentran concentradas en uno o dos buses que son alimentados por un sistema que puede representarse por una impedancia de Thévenin en cada armónica. Habrá generalmente capacitores de factor de potencia conectados al bus principal o al bus de carga que está produciendo armónicas. La respuesta armónica de esta red relativamente simple, se puede predecir por un análisis igualmente simple. Aunque la mayoría de las guías para planeación de sistemas discutidas en este capítulo se basan en análisis de redes sencillas, se verá que los sistemas complejos, se pueden partir en varias redes más sencillas, para ser analizadas más fácilmente.

RANURAS EN LA SEÑAL DE VOLTAJE.

El interés primario en los sistemas de bajo voltaje, por ejemplo, 480 ó 600 volts, es el ranurado de la señal de voltaje. Este fenómeno el cual se debe al proceso de conmutación en equipo convertidor, causa disturbios momentáneos en el voltaje de CA.

El disturbio es el resultado de un corto circuito entre fases debido a la conmutación de un tiristor a otro. Las ranuras en la señal de voltaje han causado que los inversores sufran una falla de conmutación y han creado problemas de control para los rectificadores. Los convertidores modernos son menos propensos a

este tipo de problemas, ya que los tiristores se disparan por una cadena de pulsos, en lugar de pulsos sencillos. Las fallas con pulsos sencillos ocurren cuando el disparo de un tiristor coincide con la ranura de conmutación de otro tiristor. Existen oscilaciones de alta frecuencia asociadas con el proceso de conmutación, pero son fácilmente controladas con redes RC en los puentes del convertidor.

Más allá de los propios convertidores, estos disturbios de voltaje o ranuras, pueden causar problemas para otro equipo sensible al voltaje, tal como las computadoras. Prácticas de diseño deben emplearse, para minimizar el impacto de los cortocircuitos que puedan ocurrir dentro del convertidor. Para una comprensión total de este fenómeno, es muy útil revisar el proceso de conmutación.

La figura 4.7 (a) muestra un rectificador trifásico de onda completa alimentando a un motor. La fuente del sistema se representa por un equivalente de Thévenin trifásico. La parte (b) de la figura muestra el voltaje del circuito abierto a través del motor. El polo positivo, sigue los picos positivos de los voltajes de fase a neutro; mientras que, el polo negativo sigue los picos negativos. Los tiristores se conectan línea a línea, así que cuando ambos tiristores, 1 y 3 están conduciendo, durante la conmutación de 1 a 3 existe un cortocircuito entre las fases a y b con un voltaje pleno de fase a fase V_{ab} , a través de dos inductancias de fase X_{La} y X_{Lb} , en serie.

PROCESO DE RANURACION.

Si los voltajes de línea a neutro se examinan con mayor detalle, se puede ver que en cada uno de los procesos de conmutación la forma de onda se modifica. Durante la conmutación del tiristor 1 al 3, se puede ver, por ejemplo, que el voltaje de la fase "a" pasa a ser igual que el voltaje de circuito abierto.

$$V_{ab} = \frac{e_a + e_b}{2} \quad (4.6)$$

donde V_{ab} es el voltaje de la fase a

e_a , e_b voltaje de circuito abierto en la fase a y b

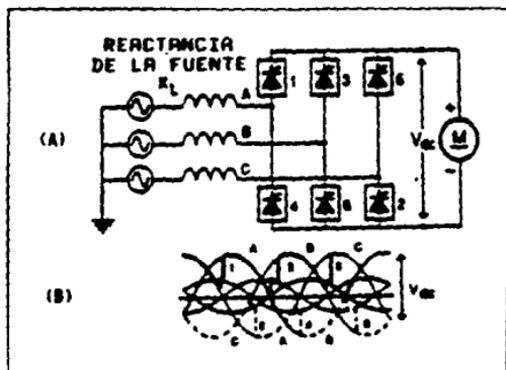


Figura 4.7 Proceso de ranuración de voltaje: (a) rectificador trifásico de onda completa que alimenta un motor, (b) voltaje de circuito abierto V_{dc} mostrando el ranurado de la señal.

Esta relación se mantiene ya que las dos fases se conectan directamente por medio de los dos tiristores conduciendo. Como el voltaje de la fase b es mucho mayor que el voltaje de la fase a, una corriente circula entre las fases y esta en oposición a la corriente del tiristor de la fase a y su crecimiento dependerá de la inductancia en el circuito, hasta que llegue a ser igual y opuesta a la del tiristor 1. En ese instante este tiristor se apaga y toda la corriente de carga, será llevada por el tiristor tres. Para iniciar la conmutación, se dispara el tiristor tres con el ángulo de retraso requerido. Es en este punto que el voltaje de la fase a es menor que el promedio definido arriba. Como resultado hay un incremento positivo del voltaje en la fase a, es decir existe una ranura positiva. El voltaje de la fase b sufre una disminución de escalón o ranura negativa, ya que antes de iniciar el disparo, fue más grande que el promedio. Se puede observar que cada fase experimenta dos ranuras positivas y dos negativas durante un ciclo completo de la fundamental. Como los voltajes instantáneos línea a línea son meramente las diferencias entre los voltajes línea a neutro, las ranuras aparecerán entre las fases, así como de fase a neutro. En la figura 4.8 se muestra el proceso.

IMPACTO DE LAS RANURAS.

Se puede observar de la figura 4.8 que las ranuras en los voltajes línea a línea varían en profundidad. Por ejemplo, el voltaje de línea V_{ab} se reduce a cero en el convertidor cuando sucede la conmutación entre las fases a y b. Si una tercera fase se involucra, esto es, b conmutando a c o c conmutando a a, la ranura en V_{ab} no es tan profunda debido a que solo se afecta una de sus componentes de fase.

La importancia de las ranuras en los voltajes trifásicos en el convertidor, es que el disturbio se siente por toda la red en varios grados. El impacto en el resto del sistema de potencia y sus equipos conectados es una función del área de la ranura, esta se mide en volts-microseg. y en general entre más grande sea el área mayor será la probabilidad que la ranura cause problemas. Usualmente la forma de onda de voltaje tendrá las ranuras más profundas en las terminales del convertidor, la profundidad o cambio en voltaje, disminuirá a medida que el punto de observación se mueva del convertidor hacia la fuente.

La figura 4.9 muestra el diagrama de impedancias de un sistema simple donde L_c es la inductancia del convertidor, L_t es la inductancia del transformador convertidor y L_s representa la inductancia del sistema que está alimentando al transformador convertidor. Todas las inductancias se refieren al voltaje del convertidor, utilizando la relación del cuadrado de la relación de vueltas del transformador. La norma 519 del IEEE muestra que el área de la ranura más profunda A_m , medida en el punto P, donde otras cargas están conectadas, se puede estimar con la siguiente ecuación:

$$A_m = 2I_d L_s \text{ Volt-microsegundos}$$

donde I_d = Corriente del convertidor de DC [A]

L_s = inductancia del sistema de suministro [h]

De esta ecuación queda claro que entre más alta sea la corriente de falla disponible del sistema en el punto P, menor será el área de la ranura y menor será el impacto. Esto es análogo

a la caída de voltaje que relaciona el nivel de flicker con la fortaleza del sistema o con el nivel de cortocircuito del mismo. Entre más fuerte sea el sistema sera menos afectado por cambios en sus elementos.

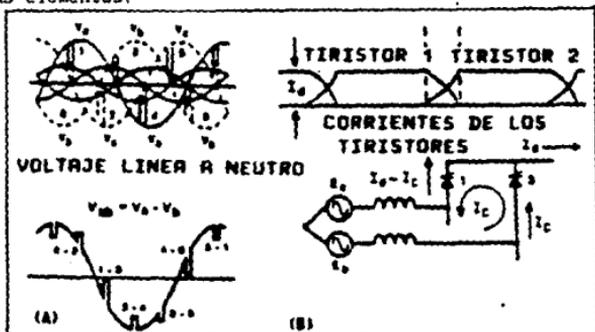


Figura 4.8 Proceso de ranurado: (a) voltaje de fase a neutro y de fase a fase, (b) efecto de conmutación de corriente I_d .

Las ranuras en la línea se tornan más significativas en sistemas de bajo voltaje donde el acoplamiento a otras cargas es de 1000 volts o menos. En estos sistemas, la mayor parte de la reactancia se da en el sistema y en el transformador reductor. Las guías se refieren a sistemas de 460 a 480 volts.

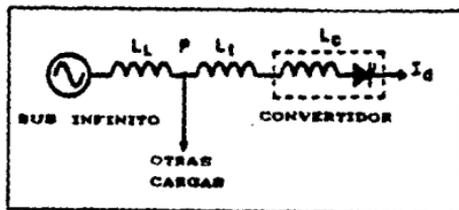


Figura 4.9 Diagrama de impedancia de un sistema simple con un convertidor.

RELACION DE IMPEDANCIA.

Los diagramas unifilares y de impedancia de un sistema típico de potencia industrial, con un convertidor se muestran en la figura 4.10. El convertidor y las cargas de la planta se alimentan del bus de la planta, el cual está enlazado al servicio a través de un transformador principal. La impedancia vista por el convertidor incluye la impedancia del sistema de potencia de mediano voltaje que alimenta al transformador principal y al transformador de aislamiento o reactor de conmutación. Debido a que el bus de la planta alimenta a otras cargas, son de interés, además del convertidor, el factor de distorsión para el voltaje en el bus de la planta y la ranuración en éste voltaje.

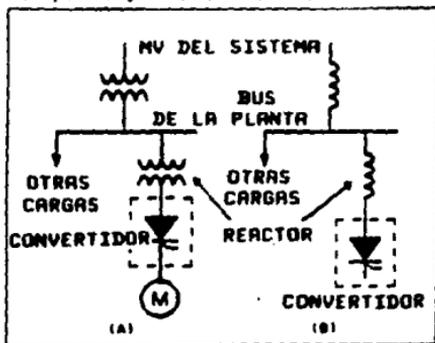


Figura 4.10 Sistema de potencia con convertidor: (a) diagrama de líneas, (b) diagrama de impedancia.

En el diagrama de impedancia, Z_s es la impedancia del sistema de mediano voltaje alimentando al transformador principal más la impedancia del mismo transformador. La impedancia Z_t es la impedancia del circuito entre el bus de planta y el transformador de aislamiento, más la impedancia de este transformador. La relación de impedancia ρ se define como la relación de la impedancia total, a la impedancia del sistema, desde el bus infinito al punto común en el sistema.

$$\rho = \frac{Z_s + Z_t}{Z_s} \quad (4.8)$$

Entre más robusto es el sistema que alimenta al bus de planta, lo que corresponde a un bajo valor de Z_s , mayor será el valor de ρ y menor será el impacto que el convertidor tendrá sobre los voltajes del bus de planta, desde el punto de vista del área de la ranura.

Cien veces el recíproco de ρ se define como el porcentaje de profundidad de la ranura para el bus de planta y muestra el porcentaje de la ranura más profunda que puede aparecer en el bus de planta.

$$\% \text{ de profundidad de ranura} = \frac{Z_s}{Z_s + Z_t} \cdot 100 \quad (4.9)$$

El voltaje en la ranura se calcula como sigue:

$$\text{voltaje ranura} = \frac{Z_t}{Z_t + Z_s} \quad (4.10)$$

En las terminales del convertidor, la más alta profundidad de la ranura es 100%. Si no hay transformador de aislamiento, Z_t es igual a cero y no habrá caída de impedancia (I^2Z), entre el bus de planta y el convertidor. El voltaje en el bus de planta tendrá ranuras tan profundas y con la misma área como las del convertidor. Estas ranuras estarán impuestas a las otras cargas de la planta alimentadas desde ese bus.

VARIACION DE RANURA.

La figura 4.11 muestra como la profundidad de la ranura varía a través de una red de potencia industrial típica. Un motor de 300 hp es alimentado por un convertidor conectado en el lado de 480V, de un transformador de planta, el cual a su vez se alimenta de 13.8 KV. del bus de planta. La figura muestra el diagrama unifilar del sistema, los datos de impedancia y la variación en

porcentaje de profundidad de ranura en varios puntos de la red. Se puede observar que en el bus de 13.8 KV. la profundidad de la ranura es 4.96% la cual corresponde a una ρ de 20. En el bus de 480V, la profundidad de la ranura es 20.25 %, correspondiente a una ρ de 5.

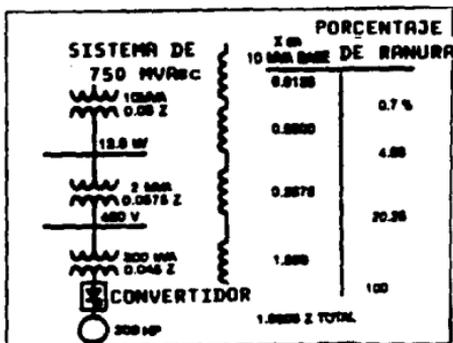


Figura 4.11 Variación de la ranura en la red de potencia industrial.

LIMITES ESTANDARIZADOS.

La norma 519 del IEEE establece límites para las ranuras en voltajes de línea, que se permiten en sistemas de bajo voltaje que alimentan convertidores estáticos. También establece límites sobre distorsión armónica total de voltaje y en las relaciones de impedancia (ρ). La tabla 4.5 lista los límites para relación de impedancia (ρ), área de ranura (AN) y distorsión armónica total de voltaje (THD) para tres diferentes clases de sistemas.

Tabla 4.5

Clasificación de los sistemas de bajo voltaje y límites de distorsión para sistemas de 480V.

Clase	ρ	AN(volt- μ seg)	THD(%)
Aplicaciones especiales	10	16,400	3
Sistemas Grales	5	22,800	5
Sistemas dedicados	2	36,500	10

Para cada clase de sistema en la tabla el área de la ranura en $V\text{-}\mu\text{s}$ no deberá exceder el valor dado en la columna de ΔW y el correspondiente factor de distorsión no deberá exceder el valor dado en la columna de THD. Para cada clase de sistema, ρ deberá ser igual o mayor que el valor dado.

En la mayoría de los sistemas de bajo voltaje, ρ puede ser del orden de 5, lo cual significaría que la profundidad de la ranura en el bus de planta puede ser tan grande como 20 %. En un sistema dedicado que es aquel donde el bus de planta alimenta solamente a convertidores, ρ puede ser tan baja como 2 ; lo que significa que la profundidad de la ranura puede llegar a 50 %. Las aplicaciones especiales requieren que la profundidad de la ranura este limitada a 10 % o menos.

La norma 519 del IEEE también establece límites sobre THD en sistemas de bajo voltaje. Los valores límite se muestran en porcentaje en la última columna de la tabla. THD en porcentaje es igual a 100 veces la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de las amplitudes de todos los voltajes armónicos divididos entre el voltaje de la fundamental. Para sistemas en general, esto se deberá limitar a 5 %.

REDUCCION DEL IMPACTO DE LAS RANURAS.

En sistemas de bajo voltaje, las guías de planeación para minimizar la ranuras usualmente involucra una inserción adicional de impedancia entre el convertidor u otras fuentes de armónicas y las otras cargas en la planta. Esto puede llevarse a cabo proporcionando un alimentador independiente para el convertidor, o introduciendo ya sea un reactor o un transformador adicional entre el convertidor y el resto de la planta. La figura 4.12 ilustra estos métodos.

RELACION DE CORTOCIRCUITO.

La relación de cortocircuito (SCR) también puede ser definida como el cociente de la potencia de cortocircuito del sistema entre la potencia de convertidor. Esta relación es un buen

Indicador de la distorsión armónica de voltaje que aparecera en un bus de planta cuando no existan capacitores para mejorar el factor de potencia.

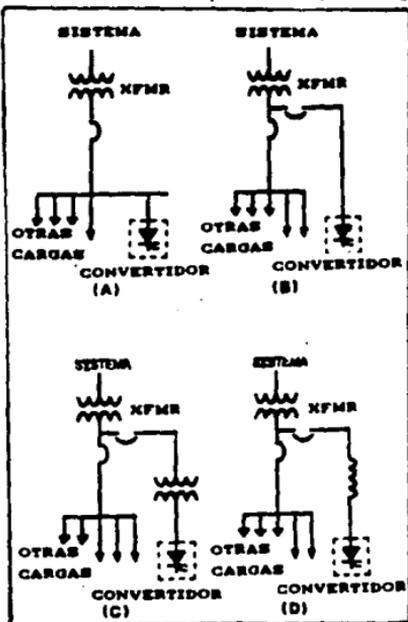


Figura 4.12 Alimentador del convertidor y susceptibilidad del ranurado del voltaje: (a) en un bus común, (b) con alimentador separado, (c) y (d) practica recomendada con cualquier transformador o reactor adicional.

Un convertidor actúa como una fuente de corrientes armónicas, así que entre más alta sea la SCR, menor será la impedancia del sistema y menor el voltaje armónico que aparece en el bus de la planta desde el cual se alimenta el convertidor.

Desde un punto de vista teórico, si la SCR es menor que 40 y no hay capacitores, pueden ocurrir problemas armónicos en la red

de la planta industrial. Desde el punto de vista práctico, la probabilidad de problemas es baja si la SCR es mayor de 20 cuando los capacitores no están conectados. Es importante reconocer que, si existen capacitores conectados al bus del convertidor o al de planta, se pueden presentar condiciones de resonancia independientemente del valor de la SCR. Resonancia en serie o en paralelo, puede ocurrir y ambas necesitan ser verificadas.

CONDICIONES DE RESONANCIA.

También debe tomarse en cuenta que la aplicación de capacitores para mejorar el factor de potencia puede aumentar las condiciones de resonancia. Los capacitores pueden estar en resonancia serie o paralelo, cada una de las cuales pueden causar problemas para el sistema de potencia.

RESONANCIA EN PARALELO.

La figura 4.13 muestra un diagrama unifilar de una planta industrial típica con un capacitor para mejorar el factor de potencia conectado con el bus de la planta. La figura muestra también el circuito equivalente visto desde las terminales de la fuente armónica, (el convertidor). Ese circuito está referido como un circuito tanque y tiene una impedancia muy alta a la frecuencia resonante.

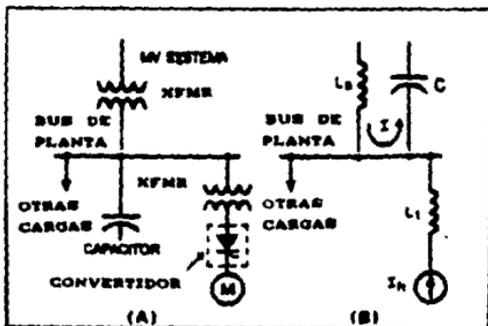


Figura 4.13 Sistema de potencia industrial con capacitor de factor de potencia:(a)diagrama de líneas,(b)circuito equivalente

La resonancia puede ser simplemente calculada con la siguiente fórmula:

$$h = \frac{MVA_{sc}}{Mvarc} \quad (4.11)$$

donde : h = Orden de armónica a la frecuencia resonante.

MVA_{sc} = Capacidad de cortocircuito del sistema.

$Mvarc$ = Potencia total de los capacitores de conexión de factor de potencia.

Si este punto resonante esta cercano a la armónica característica generada por el convertidor, puede aparecer un voltaje alto en el bus de la planta. Esto es posible igualmente aun con bajos niveles de corriente armónica, ya que, en resonancia, la impedancia en paralelo del circuito tanque puede ser muy alta. Sin resistencia en la red, la impedancia es teóricamente infinita. La preocupación no es sólo de voltajes altos de armónicas; dentro el circuito tanque, las corrientes oscilantes pueden llegar a ser varias veces las producidas por la fuente de armónicas. Esto es a menudo la causa de que operen los fusibles del capacitor o que la unidad falle.

AMPLIFICACION DE CORRIENTE ARMONICA.

La curva continua de la figura 4.14 muestra la relación de corriente del capacitor I_c , a la corriente armónica generada en el convertidor, I_h . Las curvas punteadas muestran la misma relación para la corriente del sistema I_s . Estas son para condiciones sin pérdidas, los valores positivos, para estas relaciones significan que las corrientes del capacitor o del sistema estan en fase con la corriente armónica de la fuente. Los valores negativos indican que estan 180° fuera de fase. Las relaciones se dibujaron contra frecuencia, la cual a su vez se expresa como una función de la frecuencia resonante del circuito. La función es igual a:

$$\frac{\text{orden de la armónica de la corriente de la fuente}}{\text{frecuencia resonante del circuito tanque}} = \frac{h}{hr} \quad (4.12)$$

capacitores se puede producir un circuito resonante en serie. La figura 4.15 ilustra esta condición. El sistema visto desde la fuente armónica tiene el transformador principal y el alimentador en serie con el capacitor. La impedancia de esa trayectoria puede ser relativamente baja. Las corrientes armónicas producidas por la fuente se distribuirán por todas partes de la red en una manera determinada por las impedancias de cada rama. Si el capacitor forma un circuito de baja impedancia serie para una armónica característica del convertidor, entonces esa corriente armónica tenderá a fluir hacia el capacitor. Esto puede acarrear problemas tanto para el capacitor como para los circuitos telefónicos cercanos.

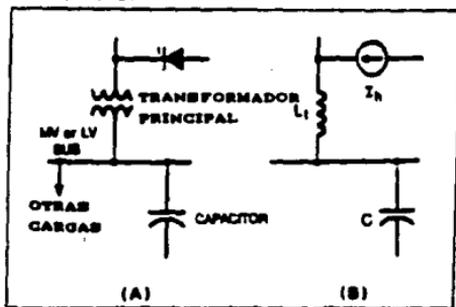


Figura 4.15 Sistema de potencia susceptible a resonancias en serie: (a) diagrama unifilar; (b) circuito equivalente.

Las corrientes armónicas en circuitos de potencia pueden inducir voltajes armónicos y ruido dentro de circuitos telefónicos adyacentes. Una concentración de armónicas debidas a resonancias del sistema pueden por lo tanto crear problemas importantes. La norma 519 del IEEE fija guías para este tipo de interferencia basada en una cantidad definida como el producto IT .

La tabla 4.6 ilustra guías industriales para esta cantidad IT . Se puede ver que las normas tienen un amplio rango de niveles IT

que pueden o no causar problemas. A menudo no es obvio que un problema exista hasta que los consumidores empiecen a quejarse. Las soluciones más prácticas consisten en añadir filtros, cambiar o reubicar los capacitores para desintonizar el circuito o modificar el hardware o la localización de los circuitos telefónicos.

Tabla 4.6
Cifras propuestas por el IEEE para
la interferencia telefónica.

	IT
No causa problemas.	<10,000
Puede llegar a causar algunos problemas.	10,000 - 50,000
Gran probabilidad de tener problemas.	> 50,000

TAMAÑO Y LOCALIZACION DE LOS CAPACITORES.

En el punto donde la compañía de suministro factura al sistema industrial, el impacto de los capacitores es reducir el consumo de energía, mejorar el factor de potencia y reducir los picos de demanda. Los capacitores dentro de una red industrial también reducen la caída de voltaje a través de los alimentadores y transformadores de suministro y liberan capacidad desde el capacitor hasta la fuente. La economía dicta por lo regular el uso de capacitores de corrección del factor de potencia, independientemente del uso de convertidores estáticos de potencia. Una reducción en pérdidas de energía debidas a que el flujo de potencia reactiva baja y un incremento en el voltaje puede justificar el uso de capacitores, aún donde no hay penalización por bajo factor de potencia.

Para determinar el total de los capacitores a instalar y que proporción debe ser switchado, se necesitan datos sobre el perfil de cargas reactivas y en las bases de las tarifas en las compañías de alimentación. Para las instalaciones que estan

siendo planeadas las necesidades reactivas se pueden estimar a partir de una demanda reactiva de las cargas individuales propuestas y un perfil de su utilización. Para plantas ya construidas, se pueden utilizar datos de registradores de VARs.

Si el costo de los capacitores instalados fuera independiente del tamaño del banco y del voltaje, los capacitores podrían ser diseminados por toda la red cerca de las cargas que consumen VARs. Por ejemplo un capacitor puede ser instalado en cada motor de inducción y conmutado junto con el motor. Sin embargo, el costo instalado de bancos de capacitores, en pesos por KVARs, es una función del tamaño del banco y del voltaje.

El costo por KVAR generalmente disminuye proporcionalmente conforme aumentan el voltaje y tamaño del banco. Más aún hay un costo asociado con los dispositivos interruptores, consecuentemente, por lo general, los capacitores solo se aplican en puntos seleccionados del sistema.

En sistemas industriales con convertidores estáticos de potencia, los procedimientos de aplicación normal se deberán usar para determinar el tamaño y localización de los capacitores. Esto incluye consideración del factor de potencia, caída de voltaje, capacidad liberada, tarifas, estructuras, etc. Además, se debe llevar a cabo un estudio de armónicas para determinar si habrá problemas de resonancia o de sobrecarga en capacitores debido a las corrientes armónicas inyectadas. Para sistemas sencillos, es útil aplicar las reglas de dedo, ya mencionadas. Para sistemas más complejos puede ser necesario ejecutar un estudio detallado utilizando un programa de flujo de carga armónica o algunas herramientas de análisis por software.

ESTUDIO DE UN SISTEMA GRANDE.

La figura 4.16 es un diagrama unifilar de una red de potencia de una fabrica de papel. El diagrama indica una línea de clorado alimentada a través de convertidores de seis pulsos y otros convertidores a lo largo de toda la planta proporcionando, la potencia a los controladores de los motores. El bus de la planta

de 13.8 KV esta dividido. La sección A tiene un banco de capacitores de 9 MVARs utilizado para mejorar el factor de potencia. La sección B proporciona el voltaje a un bus de 2.4 KV con motores conectados y capacitores asociados. Hay también un controlador de máquina de papel alimentado por la sección B y alimentado por convertidores. El bus principal es alimentado por los transformadores de 20 MVA desde el bus de 115 KV de la red de servicio.

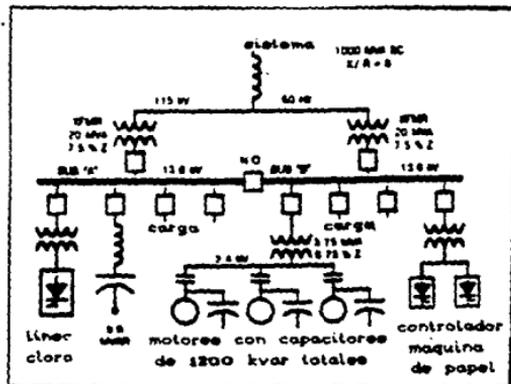


Figura 6.18 Diagrama de líneas de la red de un molino de papel

Es necesario analizar la respuesta del sistema a inyección de corrientes armónicas a fin de identificar problemas potenciales de amplificación de corriente y distorsión de voltaje. Debido a la complejidad de la red y el gran número de fuentes armónicas y combinaciones de capacitores, sería difícil aplicar reglas de dedo con cualquier confianza o precisión. Un programa de análisis de armónicas se utilizó para obtener los resultados de este estudio.

RESULTADOS DEL ESTUDIO DEL SISTEMA GRANDE.

El análisis de las condiciones en la sección A del bus muestra que a la 5ª armónica o 300 Hz, la corriente en el capacitor de

9.0 MVARs es alrededor de 12 veces la corriente de 5ª armónica generada por el convertidor. Esta amplificación resulta debido a que el capacitor forma un circuito tanque con la impedancia del sistema de suministro a 290 Hz, muy cerca de la 5ª armónica. Si el circuito tanque fuera sintonizado exactamente a 300 Hz, la amplificación de corriente sería incrementada más de 58 veces.

La línea de Colorado de 4.5 MW de capacidad, tiene una componente de corriente de 5ª armónica de 17.5% de la fundamental, o 33 amperes a 13.8 KV. Esto ocasiona que una corriente de 5ª armónica de 396 amperes fluya dentro del capacitor. La corriente de frecuencia fundamental en el capacitor es de 376 amperes. Asumiendo que la corriente total del capacitor consiste sólo de la fundamental más la componente de 5ª armónica, la corriente total sería 546 amperes.

$$546 = \sqrt{396^2 + 376^2}$$

Una carga sostenida de esta magnitud causaría operación de fusibles o de los capacitores, los cuales pueden causar un efecto en cascada. La pérdida de cualquier unidad, debido a operación de fusibles reduciría el monto de capacitancia conectada y aumenta la frecuencia resonante hacia la 5ª armónica. Esto resultaría ciertamente en más operaciones de fusibles de capacitores hasta que la capacitancia total se haya reducido a un nivel donde no existan condiciones de resonancia o amplificación de corriente.

Una solución a este problema es poner un reactor en serie con el capacitor para formar un filtro sintonizado en la 5ª armónica. Esto previene de la amplificación de corriente debido a que la impedancia sería baja cerca de 300 Hz. La primera frecuencia resonante paralela se reduce a 210 Hz, la cual no es una armónica característica y no deberá causar problemas. El filtro absorbe esencialmente el 100% de corriente de 5ª armónica del convertidor, con menos del 1% fluyendo hacia adentro del sistema. Otras armónicas se absorben también en varios grados por el filtro, de la 7ª armónica se absorbe el 67%, de la 11ª se

absorbe el 57%. La corriente total en el capacitor, sin embargo, es significativamente menor que la que sería sin el reactor de sintonía, porque no existe amplificación de corriente; toda la corriente de 5ª armónica, por ejemplo, constituye solo 33 amperes.

Este análisis muestra la efectividad de aplicar filtros armónicos a un sistema donde se requieren capacitores para mejorar el factor de potencia. Los capacitores solos pueden formar un circuito tanque de alta impedancia formado con la impedancia del sistema. Sin embargo, una vez que se sintoniza el banco de capacitores a una frecuencia específica, cualquier corriente armónica de más alta frecuencia no puede excitar al circuito. Esto es porque a frecuencias más altas que la frecuencia sintonizada, el filtro se comporta como un elemento inductivo.

Existen alternativas para añadir un reactor de sintonización a un capacitor para mejorar el factor de potencia a fin de evitar resonancia en paralelo. Una de éstas es cambiar el tamaño del capacitor, otra más es cambiar la localización de éste en la planta. Para determinar la efectividad de dichas acciones se requiere un análisis con un programa de flujos de armónica u otra herramienta de análisis.

METODOLOGIA PARA EL ANALISIS ARMONICO.

El análisis de las armónicas en el sistema de potencia se ha descrito como una parte esencial para comprender la naturaleza del comportamiento de las armónicas. También se conoce la alternativa de que el análisis de armónicas es imposible más allá de las técnicas disponibles o las potencialmente disponibles. En los siguientes párrafos se explora el tema y se arroja alguna luz sobre las razones que permiten existir estos dos puntos de vista opuestos, en la metodología utilizada.

La metodología del análisis de las armónicas se puede dividir en dos categorías generales: modelos de los dispositivos y el análisis del sistema. El análisis del sistema con modelos precisos de los dispositivos, aún contienen una sorprendente variedad de técnicas, muchas de las cuáles no han sido completamente exploradas. Con todo y el poder de las modernas computadoras, el análisis de las armónicas en el sistema de potencia necesita aún más, tanto en memoria como en velocidad de computo. En muchos casos, sin embargo, se pueden realizar análisis útiles con técnicas analíticas simplificadas. En la vida real se han llevado a cabo un número de estudios bien documentados y están reportados en la literatura. El análisis ha tenido éxito cuando se utiliza dentro de los límites de modo.

El capítulo está separado en dos secciones principales:

La primera sección discute las razones bajo las cuales se van a estudiar las armónicas, los beneficios que pueden esperarse y el trabajo preliminar requerido.

La segunda sección describe varias técnicas analíticas que se tienen actualmente disponibles y discuten sus respectivas ventajas y limitaciones.

RAZONES PARA REALIZAR ESTUDIOS DE ARMONICAS

Hay dos razones básicas para realizar un estudio de armónicas: La primera para analizar la incorporación de una carga distorsionante al sistema de potencia; la segunda para analizar

la efectividad de los remedios propuestos para los problemas existentes. Otras áreas como el identificar problemas producidos por armónicas y localizar el origen del disturbio se resuelven mejor con mediciones de campo y la adecuada interpretación de los datos obtenidos. Un área de preocupación, es el nivel de armónicas que se produce cuando existe un gran número de pequeñas cargas distorsionantes. Se han llevado a cabo varios estudios en esta área, pero se han limitado a casos específicos, por lo que no producen información general.

Actualmente se tienen modelos para determinar los flujos de corrientes armónicas y los niveles de voltaje armónico. De estos resultados se pueden predecir por ejemplo los factores de distorsión, el calentamiento de equipo, la interferencia de comunicaciones, y la interferencia con la operación del equipo, etc. También puede ser investigado el diseño de filtros, la ubicación de bancos de capacitores y otras técnicas de diseño. Los estudios de armónicas son complicados porque las cargas distorsionantes no son lineales. Las no linealidades provocan un acoplamiento entre la fundamental y las armónicas de modo que, generalmente, el principio de superposición no puede ser aplicado. El sistema de potencia es prácticamente lineal en estado estable. Cuando se despreja la saturación de los transformadores las no linealidades se deben a las cargas distorsionantes como por ejemplo: terminales convertidoras de HVDC y compensadores estáticos de VARs. Las técnicas analíticas para el estado estable no son válidas y se requieren métodos más difíciles.

La parte preliminar de un estudio de armónicas generalmente incluyen 5 áreas:

1. El modelo del sistema.
2. El número de armónicas a considerar.
3. El flujo de armónicas balanceado o desbalanceado.
4. Las contingencias que se han de considerar.
5. La técnica analítica.

Las primeras consideraciones al seleccionar un modelo de sistema son:

El número de buses a incluir y la representación de la carga. La consideración más importante al escoger que porciones del sistema se van a modelar, es que cualquier capacitancia en el sistema se hace más importante a medida que la frecuencia armónica se incrementa. Además, de los capacitores para la corrección del factor de potencia, los estudios de armónicas deben incluir generalmente las capacitancias de la línea y de los cables que los análisis a frecuencia fundamental omiten frecuentemente. En un sistema de distribución radial, la selección del sistema a ser estudiado se modela tan detalladamente como se requiera a lo largo del alimentador y hasta el transformador de la subestación eléctrica. La impedancia equivalente del sistema de transmisión que alimenta este transformador es pequeña en relación a la del transformador y a la del alimentador, y frecuentemente se representa por una inductancia equivalente a menos que esté presente una gran capacitancia en el sistema de transmisión cerca del transformador.

Realizar un estudio de un sistema de transmisión es más difícil y no se han reportado técnicas adecuadas.

La elección se complica por el hecho de que el flujo de corriente armónica máxima frecuentemente ocurre en puntos alejados del origen de la armónica. Por lo tanto, la selección de los buses a representar en el estudio no es fácil de determinar y se puede esperar que los estudios en sistemas de transmisión involucren un gran número de buses.

Además donde se pueden usar equivalentes, la impedancia equivalente a las armónicas frecuentemente no está disponible. Idealmente la impedancia equivalente en un bus podría ser deducida del análisis o de mediciones de campo, pero dichos métodos pueden tomar tiempo y ser muy costosos. Los estudios han demostrado, sin embargo, que esta impedancia equivalente puede tener un efecto significativo en los resultados.

La segunda selección involucra el número de armónicas a considerar en el estudio. En los estudios de problemas con

armónicas usuales, la selección será directa cuando existan mediciones que muestren las armónicas predominantes.

Los estudios no deben limitarse a estas armónicas, cuando se buscan soluciones a problemas de resonancia, ya que al desplazar una resonancia de una armónica puede originar una resonancia a otra. En estudios de la conexión de convertidores de potencia al sistema, el conocimiento de las características armónicas del aparato y los niveles aproximados de las armónicas en sus terminales, ayudarán en esta decisión del número de armónicas a considerar. En estudios previos, ha sido común estudiar hasta la armónica 50, todas las armónicas tienen que ser consideradas, mientras que en otros únicamente las armónicas características del convertidor en cuestión son la médula del análisis. Sin embargo los efectos de resonancia, a las armónicas no características han de ser observados y la decisión para despreñar las corrientes armónicas debe ser cuidadosamente sopesada particularmente a las frecuencias más bajas. La suposición de que las armónicas pares no se producen en la operación de un convertidor se ha hecho con cierta frecuencia.

La tercera decisión involucra la suposición de condiciones balanceadas del sistema de potencia. Con un sistema trifásico balanceado y un convertidor trifásico también balanceado, se supone que los voltajes y corrientes armónicas son de igual magnitud y de secuencia de fase conocida. Bajo estas condiciones únicamente se necesita resolver una fase del sistema, reduciendo el orden del problema por un factor de tres. La operación desbalanceada ocurrirá cuando la fuente armónica este desbalanceada, pero también puede representarse cuando el sistema de potencia este desbalanceado. Líneas sin transposición y bancos de capacitores desbalanceados en particular, causarán acoplamiento entre las secuencias a cualquier armónica particular. En estudios de interferencia de comunicación, es de interés particular ya que las armónicas de secuencia cero tienen un acoplamiento más fuerte que las positivas y las negativas. Cuando se van a estudiar las condiciones de desbalance, los

sistemas se pueden representar con cantidades de fase o con cantidades de secuencias armónicas.

El número de contingencias a estudiar se debe considerar antes de empezar el proyecto. En un sistema de distribución, las contingencias importantes son el switcheo de bancos de capacitores. También son de interés los niveles de carga, siendo insuficientes los estudios en condiciones de baja carga y de plena carga. En sistemas de transmisión también son de interés las salidas de las líneas. En muchos casos habrá más contingencias posibles que pueden ser estudiadas. En la actualidad parece ser que no hay un método sistemático para identificar las contingencias críticas aunque la experiencia obtenida durante el estudio se puede utilizar para reducir el número de casos analizados.

Los primeros 3 pasos determinan la dimensión del sistema a modelar. El cuarto paso determina el número de soluciones del modelo que se requerirán. Cada una de estas contingencias es importante al seleccionar la técnica de modelaje a utilizar, ya que cada técnica analítica requiere un amplio rango de recursos de computo. Las selecciones no son estrictamente independientes; por ejemplo, las armónicas no características de un convertidor pueden no depender de una secuencia en particular, y un estudio que incluya estas armónicas necesitará modelar las tres fases. Más aún el comportamiento del convertidor a las armónicas no características no está bien entendido, puesto que el comportamiento a las armónicas características puede conducir a dificultades en la selección de técnicas de modelaje que produzcan resultados confiables. Finalmente la selección de la técnica analítica depende de los resultados deseados y de los requerimientos de precisión del estudio. Las técnicas analíticas que se usan, caen en tres categorías generales. La naturaleza de estas técnicas se describe en los siguientes párrafos. Conociendo las similitudes y las diferencias de estos métodos, se puede determinar el mejor modelo analítico para un estudio.

MODELOS

Dada la amplitud del estudio de las armónicas, se puede ensamblar la información de los componentes. Con esta información se tienen disponibles varios métodos de análisis, se discutirán 3 métodos de diferente complejidad y precisión. Debe recordarse que los tres métodos, emplean los mismos modelos básicos de los componentes. En particular, los elementos lineales, que constituyen mayoría en el sistema se pueden modelar con la misma precisión en los tres métodos.

Los métodos difieren en la complejidad de la representación de los elementos no lineales y en la especificación del punto de operación del sistema. La precisión del análisis es gobernada por dos factores distintos: La precisión de los modelos individuales de los componentes y la precisión del modelo del sistema.

El modelo del sistema más preciso no supera las deficiencias en los modelos de los componentes. Mientras que existen una gran variedad de cargas no lineales, un tipo en particular está involucrado en los estudios de armónicas: El convertidor de potencia de estado sólido.

El predominio de convertidores relativamente grandes, ha originado que la mayor parte del esfuerzo para el desarrollo de modelos sea centrado en estos tipos de no linealidades. Una configuración típica de un convertidor se muestra en la figura 5.1. El convertidor se modela como un conjunto de switches ideales que pueden o no tener encendido controlado y que se apague con corriente cero. Cuando está operando en el modo de corriente continua, el puente opera en dos estados como se muestra en la figura 5.2 .

En el estado de conducción, la corriente circula de una fase a través de la carga y regresa a través de una segunda fase.

El puente opera de una manera simétrica, switchando la corriente entre fases seis veces por cada ciclo de entrada.

El estado de conmutación de switcheo se muestra en la figura 5.2b. Cuando la conducción comienza a través de un nuevo

dispositivo, el switch anterior comienza a apagarse. La velocidad del retraso de la corriente está gobernada por el voltaje y la impedancia del sistema y durante el período de conmutación las dos fases involucradas quedan en corto a través de los switches. Cuando la corriente en el primer switch llega a cero, el switch se apaga y el puente pasa a un estado de conducción idéntico al primero, pero en un nuevo par de fases.

Este sistema es seccionalmente lineal durante el tiempo que el convertidor esta operando en los períodos de conducción y conmutación, con la no linealidad incrementandose cuando los switches cambian de estado.

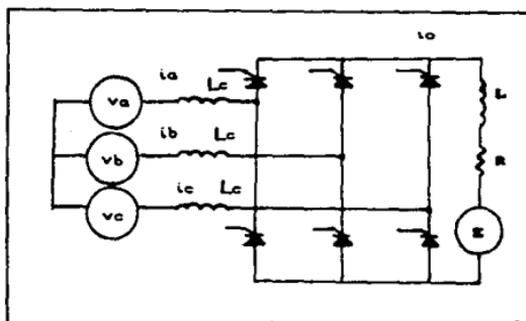


Figura 5.1 Configuración del convertidor de 8 pulsos.

La mayor parte de los convertidores de 6 pulsos se pueden modelar con el circuito de la figura 5.1. Y los puentes con más pulsos tienen modelos similares. En el lado de CD la inductancia es comunmente grande. La gráfica de una forma de onda de corriente típica se muestra en la figura 5.3. La conducción de la fase comienza cuando el SCR involucrado es encendido a $\omega t = \alpha$. Entre α y $\alpha + \mu$, la corriente se incrementa rapidamente a medida que el SCR en la fase previa se apaga. Cuando $\omega t = \alpha + \mu$, la conmutación es relativamente constante. A $\omega t = \alpha + 120^\circ$, se inicia la conducción en la siguiente fase y la corriente en esta fase disminuye hasta que el SCR se apaga en $\omega t = \alpha + 120^\circ + \mu$. El medio

ciclo negativo de la corriente empieza cuando $\omega t = \alpha + 180^\circ$ con una secuencia de eventos similar involucrando a otro SCR conectado a la fase.

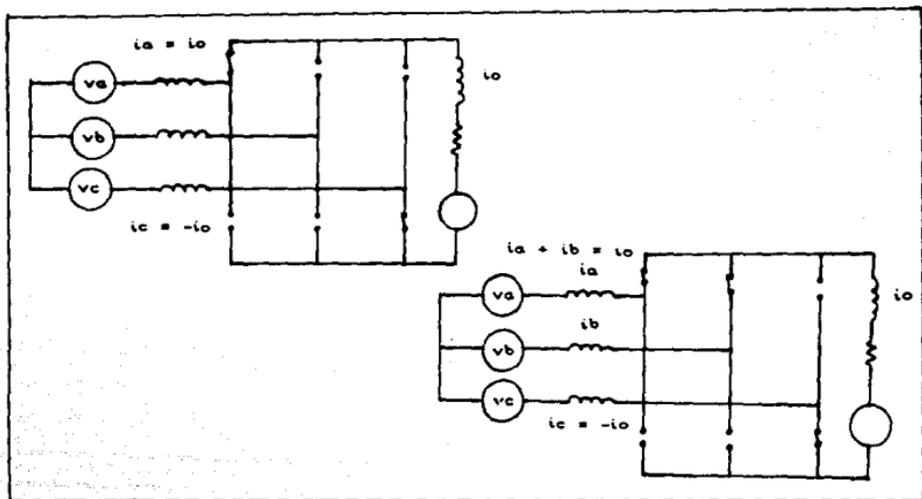


Figura 5.2 Ejemplo de conducción y conmutación periódica de un convertidor de 6 pulsos.

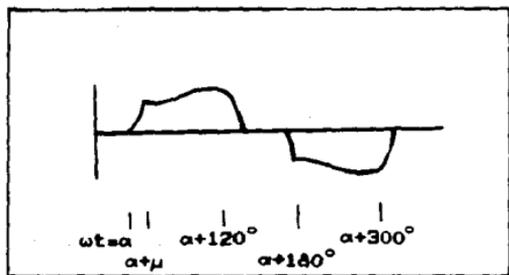


Figura 5.3 Forma de onda de la corriente de fase para un convertidor de 6 pulsos operando con corriente continua y con ángulo de encendido α y ángulo de conmutación μ .

La forma exacta de la corriente depende de la impedancia de la fuente, del voltaje de la fuente, de la carga del convertidor y de los ángulos de encendido del puente. Si el sistema de suministro esta balanceado y el convertidor se enciende simétricamente, las corrientes en las tres fases serán idénticas en forma y estarán desplazadas 120° en tiempo y el medio ciclo negativo de la corriente será una imagen del medio ciclo positivo. Bajo estas condiciones existirán corrientes armónicas a las armónicas $6k \pm 1$ donde k es un número entero y positivo.

Las armónicas $6k-1$ serán de secuencia negativa y las armónicas $6k+1$ serán de secuencia positiva.

Estas armónicas son llamadas armónicas características del puente. Cuando el sistema de suministro no esta perfectamente balanceado y/o cuando los ángulos de encendido de los 6 SCR's no son completamente simétricos, existirán flujos de corrientes a otras armónicas, las corrientes de armónicas $6k \pm 1$ no serán de secuencia conocida. Las armónicas resultantes de estas imperfecciones son llamadas como armónicas no características del puente. Cuando la inductancia de la carga del convertidor es pequeña o la corriente de carga es pequeña, el convertidor opera en un modo discontinuo de corriente. Una forma de onda típica de corriente discontinua se muestra en la figura 4. La corriente en el SCR pasa por cero y el dispositivo se apaga antes que se inicie la conducción de la siguiente fase, y se tiene un período con corriente cero en el puente. La operación discontinua crea cambios muy marcados en las características del convertidor.

Como estos efectos ocurren con cargas bajas en la mayoría de los convertidores, frecuentemente se desprecian. Pero hay estudios que involucran el peor caso de flujo de corriente, cuando la corriente fluye hasta en el pico de la carga.

Los tres métodos generales de análisis pueden ser clasificados como simulación no lineal en el dominio del tiempo, análisis linealizado y análisis no lineal en el dominio de la frecuencia. Estos métodos difieren en el tratamiento del convertidor y también en el equipo de computo y esfuerzo requerido. Una breve

descripción de cada uno de estos métodos generales se presenta en los siguientes párrafos, los cuales resumen las diferencias entre estas metodologías y los resultados que pueden ser esperados. Entendiendo estas diferencias, se puede hacer la selección del modelo analítico para un estudio en particular. Se deben desarrollar otros modelos separados para convertidores que no pueden ser representados por el circuito de la figura 5.1. Algunos convertidores, por ejemplo usan conmutación forzada mientras que otros incluyen un filtro capacitivo en el lado de la carga.

SIMULACION NO LINEAL EN EL DOMINIO DEL TIEMPO

La solución directa de un conjunto de ecuaciones no lineales involucra la simulación del sistema en el dominio del tiempo.

Los convertidores son modelados como un conjunto de switches ideales con una carga lineal. Las pérdidas en el convertidor que pueden ser incluidas en el modelo son pequeñas en los convertidores de este tamaño y generalmente despreciadas. Esta representación del convertidor requiere que los modelos del sistema y de la carga sean escritos en la forma de una ecuación diferencial ordinaria. La solución resulta de la integración de estas ecuaciones.

Los estudios que emplean este modelo, deben de obtener las soluciones en computadoras digitales, en computadoras analógicas, en computadora híbrida y en un analizador de transitorios de redes. Los elementos con parámetros distribuidos del sistema se deben representar con modelos con parámetros ajustados. Esto involucra el uso de secciones π equivalentes de líneas de transmisión y de redes serie-paralelo RL, para considerar el efecto piel. Estos modelos están disponibles para cualquier grado de precisión deseado. La precisión se obtiene incrementando el orden del modelo; con el correspondiente aumento en el tiempo de la solución y/o en el espacio requerido.

La precisión de un modelo en particular es una función de la frecuencia, de tal modo, que una línea requiere para su representación por secciones π en un estudio de armónicas hasta la 25^{ava}, de 20 secciones.

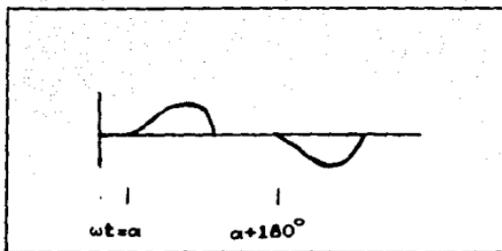


Figura B.4 Forma de onda de la corriente de fase para un convertidor de 8 pulsos con corriente discontinua.

El modelar la fuente y la carga pueden ser difícil con este método. Se tienen disponibles modelos detallados de los generadores y motores, que toman en cuenta los efectos de la frecuencia fundamental y de las armónicas, pero incrementan el orden de la simulación. Los modelos en el dominio de la frecuencia que tratan en forma separada la frecuencia fundamental y la frecuencia armónica, no son apropiados para este método.

La solución se obtiene especificando un conjunto de condiciones iniciales del sistema e integrando las ecuaciones a través del tiempo. El resultado incluye el comportamiento transitorio del sistema, desde el punto inicial hasta el estado estable.

Típicamente, se debe de evaluar un gran número de ciclos antes de que se llegue al estado estable.

La mayoría de los estudios reportados se han hecho en computadoras analógicas o analizadores de transitorios de redes. Las computadoras analógicas utilizan integradores y sumadores basados en amplificadores operacionales para representar las componentes lineales del sistema. Mientras que los analizadores de transitorios de redes utilizan inductores, capacitores y resistores a escala para modelar el sistema. En ambos casos los convertidores se representan con switches electrónicos. Tanto en las computadoras analógicas como en los analizadores de transitorios de redes, el tamaño de la representación está limitado por el número de modelos de componentes disponibles en

la máquina. Una vez que la representación del sistema se pone en la máquina, el tiempo de solución es virtualmente independiente de la complejidad del sistema y varias contingencias pueden ser simuladas con facilidad.

La simulación en las computadoras digitales no está tan limitada por el tamaño del modelado del sistema, pero el tiempo de solución se incrementa con el orden del sistema. Las contingencias son fácilmente implementadas dentro de los algoritmos, pero el costo del estudio lo puede hacer prohibitivo si se requiere estudiar un gran número de contingencias.

El estado transitorio puede durar varios segundos y el intervalo de integración en el tiempo es mucho más pequeño, a través de la simulación, debido a la gran cantidad de switcheos del convertidor. Si el estado transitorio no es de interés, se elige como solución la respuesta a condiciones iniciales. Existen varias técnicas para acelerar la convergencia, que en esta forma se han explorado, pero el tiempo de solución permanece largo.

Como resultado de la complejidad de la solución, este método se ha limitado al estudio de sistemas relativamente pequeños. En varios de los casos documentados, los costos del estudio son justificados por la necesidad de analizar los transitorios del sistema, y los resultados de estado estable fueron una ganancia adicional. En los casos donde se hace un estudio transitorio de esta naturaleza en la computadora analógica o en el analizador de transitorio de redes, los resultados del estado estable se pueden tomar como el costo incremental que generalmente es bajo. Actualmente los estudios son enfocados sobre el convertidor mostrado en la figura 5.1, aunque existen otros tipos de sistemas no lineales.

En el futuro los sistemas serán más complicados debido a otros tipos de dispositivos.

Este método es adaptable a otros tipos de no linealidad mientras que se pueda escribir una ecuación del modelo del elemento y exista un espacio en la computadora.

MODELOS LINEALIZADOS: LA TECNICA DE INYECCION DE CORRIENTE

Una alternativa aprovechada para el análisis no lineal es hecha por la linealización de elementos no lineales del sistema. La linealización más común de estos modelos, esta basado en el convertidor mostrado en la figura 5.1, y se supone la corriente constante durante el período de conducción y despreciablemente pequeña durante los períodos de conmutación. Bajo estas consideraciones, la forma de onda de la corriente tiene la forma de la onda cuadrada de la figura 5.5. En este modelo, las corrientes armónicas son estrictamente una función de la corriente fundamental tanto en magnitud como en ángulo de fase y por lo tanto son independientes de la forma de onda del voltaje y de la impedancia armónica del sistema. El modelo del convertidor a frecuencias armónicas es entonces una fuente de corriente a la frecuencia $6k+1$, con magnitudes de:

$$I_n = I_1/n$$

donde I_n es el valor RMS de la n -ésima corriente armónica,

I_1 es el valor RMS de la corriente fundamental y

n es el número de armónicas.

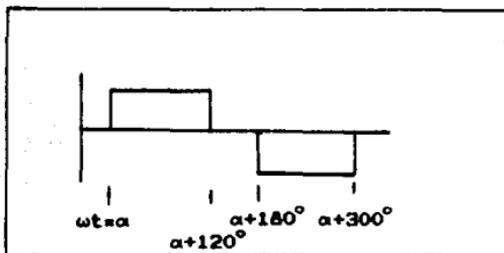


Figura 5.5 Corriente de fase idealizada de un convertidor de 6 pulsos.

Como también el caso en modelos más generales las armónicas $6k-1$ son de secuencia negativa y las $6k+1$ son de secuencia

positiva. Con esta linealización, la respuesta del sistema en estado estable se puede encontrar la superposición de las respuestas a diversas fuentes armónicas.

El análisis en estado estable se puede aplicar directamente, y las armónicas se pueden tratar separadamente.

Cuando el estudio involucra un convertidor, un parámetro de interés para muchos estudios es la impedancia armónica que se presenta en las terminales del convertidor.

El sistema de potencia es una red RLC pasiva a la frecuencia armónica y la solución de la impedancia involucra la evaluación de las impedancias de los elementos de la red a la frecuencia armónica y la subsecuente reducción de la red a una impedancia equivalente.

El sistema mostrado en la figura 5.6, tiene su circuito armónico equivalente mostrado por la figura 5.7.

La impedancia armónica se muestra en la gráfica de magnitud y ángulo de fase de la figura 5.8. La misma información se grafica en el diagrama R-X en la figura 5.9. La figura 5.10 muestra una forma alterna de la información de impedancia con las resonancias serie y paralelo del sistema, graficadas en el mismo plano. Esta gráfica proporciona información adicional en estudios de contingencia donde interesa el desplazamiento de puntos de resonancia.

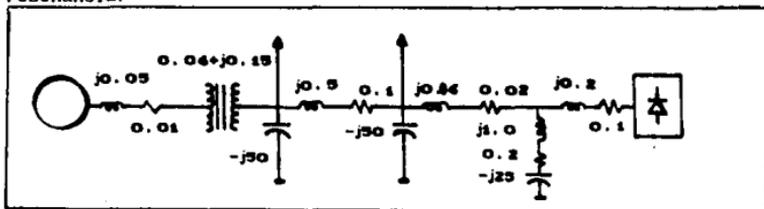


Figura 5.6 Ejemplo de un sistema de distribución. Todos los valores de impedancia están dados en pu. a 60 Hz y 40 MVA base.

Los resultados de impedancia en terminales son muy útiles, particularmente en el diseño de filtros, en las terminales del convertidor.

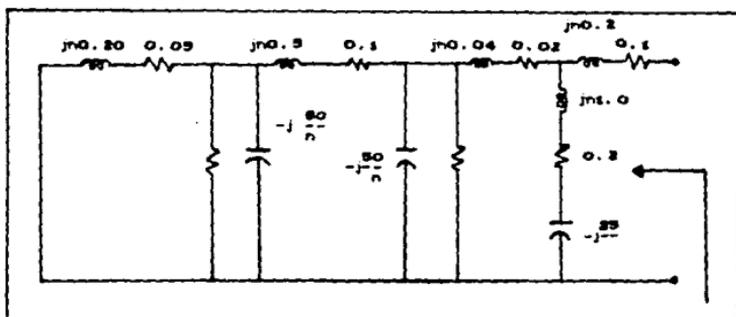


Figura 5.7 Circuito armónico equivalente del sistema presentado en la figura 5.6, las cargas se representan como resistencias.

La impedancia del filtro se pone en paralelo con la impedancia del sistema y las corrientes del convertidor ven esa impedancia combinada. Esta impedancia se usa para evaluar aquellos parámetros de diseño como los límites de distorsión de voltaje y de influencia telefónica. En muchos estudios, sin embargo, se desea una solución más general en la que se evalúan los flujos de corriente armónica y los niveles de voltajes armónicos en el sistema, además, el comportamiento de sistemas con más de un convertidor es mucho más interesante. Para un conjunto dado de convertidores inyectando corrientes armónicas conocidas dentro de los buses de los convertidores, se exploran los voltajes armónicos y las corrientes en las componentes (línea, transformador, banco de capacitores).

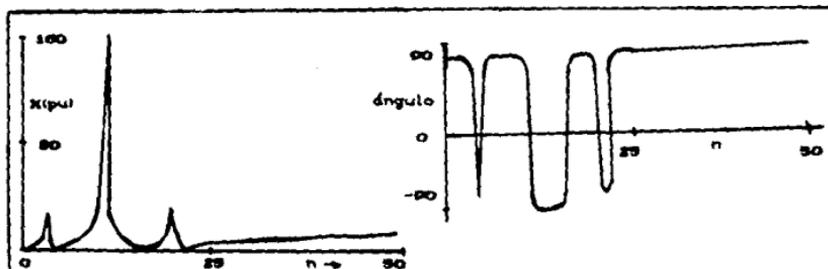


Figura 5.8 Gráficas de la magnitud de la impedancia y del ángulo del sistema de la figura 5.6, trazados contra la frecuencia.

Para un sistema de n buses, esto se hace un conjunto de complejas ecuaciones algebraicas lineales para cada armónica que se estudia.

La solución de estas ecuaciones se lleva a cabo más fácilmente usando las técnicas matriciales que se aplican en forma estandar al análisis a la frecuencia fundamental. La ecuación matricial de admitancias para la n -ésima armónica es:

$$I_{jn} = V_n Y_n \quad \text{donde } I_n = [I_{1n} \ I_{2n} \ \dots \ I_{nn}]^T$$

El I_{jn} es la n -ésima corriente fasorial inyectada al bus j .
 Similarmente,

$$Y_n = [Y_{1n} \ Y_{2n} \ \dots \ Y_{nn}]^T$$

Siendo V_{jn} el voltaje fasorial armónico del bus j .

Y es la matriz de admitancia para la n -ésima armónica.

La matriz de admitancia puede ser formada usando técnicas estandar.

Dado el vector de corriente y la matriz de admitancia a cada frecuencia de interés, el voltaje del bus puede ser encontrado por medio de la matriz inversa o uno de los algoritmos de sustitución más eficientes.

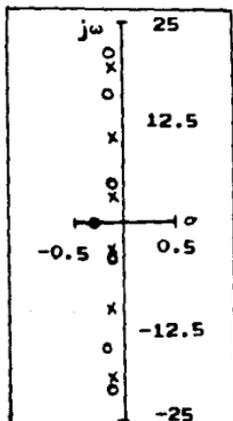


Figura 5.10 Plano de la impedancia terminal, trazando la resonancia paralelo (X) y la resonancia serie (O), del circuito de la figura 5.8.

La solución para el caso involucra por lo tanto una matriz de $n \times n$ para cada armónica de interés. Estas matrices son generalmente muy dispersas y se pueden incorporar contingencias muy fácilmente mientras que las admitancias de las componentes individuales sean fácilmente identificables en la matriz.

Una solución alternativa es usar la matriz del bus de impedancia. La ecuación es:

$$V_n = Z_{busn} I_n$$

Donde la matriz de impedancia del bus es:

$$Z_{busn} = Y_n^{-1} Y_n^{-1}$$

La diferencia entre estas dos ecuaciones es importante porque la inversa de una matriz grande, muy rara vez es calculada.

Se tienen técnicas disponibles para ensamblar directamente la matriz Z_{bus} y son de uso común, los voltajes de bus se encuentran directamente cuando se conocen los vectores de corriente; los métodos de sustitución requeridos para la solución de la matriz de admitancia, son por lo tanto evitados. Además, existe impedancia en las terminales de cada convertidor, como elemento de la diagonal de la matriz, y los efectos mutuos entre los buses se pueden estimar por los términos que quedan fuera de la diagonal, mientras los valores de las impedancias de las componentes no sean directamente identificables en la matriz Z_{bus} y no requieren reensamble en la matriz.

Con los voltajes de bus conocidos por uno u otro de los métodos anteriores, las corrientes armónicas componentes, se encuentran dividiendo la caída de voltaje entre la impedancia del dispositivo. La evaluación de los resultados para todas las armónicas requiere por tanto de la solución directa de n matrices de $n \times n$ separadas donde n es el número de armónicas consideradas y m es el número de buses en el sistema.

Este enfoque lineal ofrece eficiencia computacional pero pierde precisión, debido a la estimación idealizada de las corrientes inyectadas desde los convertidores. Este método se

puede aplicar a cualquier estudio de sistemas balanceados o desbalanceados y puede resolver sistemas más grandes que otros métodos.

Como se emplean métodos de impedancia tanto los modelos de las líneas de transmisión como los de efecto piel, se pueden considerar sin incrementar el orden del sistema. También se puede introducir modelos de armónicas de motores y generadores que difieren del modelo fundamental asociado sin incrementar el orden del sistema. Debido a la eficiencia de cómputo, las técnicas de inyección de corriente han sido las técnicas de modelación más ampliamente utilizadas hasta ahora.

La precisión del análisis se mejora cuando se estima mejor la corriente armónica inyectada por el convertidor. Se han reportado modelos empíricos, con el conjunto de valores recomendados de la tabla 5.1. Existen modelos analíticos para considerar la conmutación finita y la corriente de rizo en el período de conducción. Estos modelos generalmente suponen una fuente idealizada que consiste de la reactancia del transformador que alimenta al convertidor con una fuente de voltaje senoidal balanceada para completar los valores de inyección de corriente armónica y utilizar estos valores con la matriz de admitancia o impedancia para determinar la respuesta del sistema. Estos métodos mejoran la precisión con muy poco costo y son recomendados.

Tabla 5.1 Flujo de armónicas características para un convertidor de 6 pulsos en pu. de la frecuencia fundamental.

armónica	5	7	11	13	17	19	23
teórica	0.200	0.140	0.090	0.007	0.059	0.053	0.043
práctica	0.175	0.111	0.045	0.024	0.015	0.010	0.009

Las técnicas de la inyección de corriente han sido usadas para estudiar sistemas y cargas desbalanceadas, así como casos balanceados. Los sistemas desbalanceados son predominantes en el

nivel de distribución y en la mayoría de los estudios en este nivel, se pueden esperar convertidores balanceados, pero se pueden tener sistemas desbalanceados, particularmente en líneas de transmisión no transpuestas, que pueden tener efectos importantes en el comportamiento de la armónica. El estudio de sistemas desbalanceados requiere triplicar el tamaño del sistema bajo estudio, así que un sistema de m buses requerirá una matriz de admitancia o impedancia de $3m \times 3n$. El método se puede usar para estudiar las armónicas no características de un puente trifásico y un grupo de puentes monofásicos, o cualquier otra no linealidad para la que se conoce la corriente armónica o el voltaje armónico del dispositivo.

Los modelos para las armónicas no características de un rectificador y para otros tipos de cargas no son tan bien entendidos como el modelo de la fuente de corriente para las armónicas características de un puente rectificador, y correspondientemente el resultado de estudios usando estos modelos son menos confiables. La limitación de la técnica de inyección es la precisión del modelo no lineal. Los modelos más precisos son posibles solamente para dispositivos donde las corrientes armónicas son independientes de los voltajes armónicos. Para cargas no lineales, donde las corrientes armónicas son una función muy fuerte del voltaje armónico, este método podría no ser apropiado. Como el algoritmo es eficiente y se tienen disponibles modelos razonablemente buenos para los convertidores, estos métodos han sido extensamente aplicados.

ANÁLISIS NO LINEAL EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA.

En un esfuerzo para sobreponerse a las limitaciones de otros métodos se han investigado métodos no lineales en el dominio de la frecuencia. Dos métodos en particular han sido reportados, ambos usan modelos de cargas no lineales. El primero relaciona el modelo de un convertidor no lineal a una matriz de admitancia del sistema para encontrar una solución iterativa y poder referirla, como una extensión del método de inyección de corrientes.

El segundo es el método de flujo de potencia armónico el cuál combina los modelos de las cargas no lineales con las ecuaciones de la potencia y de los volt-amp para encontrar el comportamiento armónico en términos de flujos de potencia específicos. A la fecha estos métodos son usados principalmente en el estudio del circuito del convertidor de la fig.5.1. Ambas técnicas presentan la capacidad de incorporar modelos de cargas no lineales que son más generales que los modelos usados con la técnica de inyección de corriente. En particular, estos modelos incluyen el efecto de los voltajes armónicos en la forma de onda de la corriente. Mientras que el desarrollo de modelos generales de cargas no lineales no ha sido completado, sí se ha reportado un modelo que describe la operación del rectificador con un pequeño filtro de inductancia o en operación de corriente discontinua, que tiene un modelo de resistor no lineal utilizado para representar lámparas de arco.

Estos modelos calculan el flujo de corriente armónica del dispositivo como un resultado del voltaje terminal periódico. Así que cuando el voltaje fundamental y las componentes armónicas son desconocidos pero son función del flujo de corriente y de los parámetros de la red, se requiere una solución iterativa. Los modelos se pueden desarrollar para cualquier carga no lineal para la cuál la relación voltaje-corriente es conocida.

En el método extendido de inyección de corriente, dada una estimación de las corrientes de inyección, el voltaje de bus para cualquier armónica se determina con la ecuación matricial de admittancia.

$$V_n = Y_n^{-1} I_n$$

Con el resultado estimado del voltaje de bus se pueden resolver las ecuaciones del convertidor para obtener una estimación mejorada de la corriente armónica del convertidor.

El ciclo se repite hasta que se obtiene la convergencia. En reportes de estudios típicos realizados, se llega a la

convergencia con 4 o 5 iteraciones. En este estudio se usa una matriz de admitancias de bus de componentes simétricas para modelar un sistema desbalanceado y las condiciones del convertidor. Se supone que el convertidor toma una corriente constante durante el período de conducción y se usan los voltajes fundamentales más los armónicos para encontrar la forma de onda de la corriente durante el período de conmutación. Se actualizan los valores de las corrientes armónicas y se repite el ciclo hasta que se obtiene la convergencia. Los resultados presentados muestran diferencias importantes con el análisis de inyección de corriente del mismo sistema.

La característica adicional del método de flujo de potencia armónica es que resuelve el sistema basado en flujo de watts y volt-amp, en los buses de la carga y de las fuentes.

La especificación de la potencia y los volt-amp en los buses no lineales requieren que la carga no lineal tenga dos grados de libertad. Al modelar el convertidor mostrado en la figura 5.1 estos pueden ser elegidos como el ángulo de encendido del puente y por el voltaje de CD en la carga.

El método representa las cargas lineales y las fuentes como impedancias a las frecuencias armónicas y resuelve en términos de potencia y de volt-amp. específicos a frecuencia fundamental en estos buses.

Para un sistema de n buses, con m cargas no lineales, con h frecuencias armónicas incluídas en el estudio, hay $2n(1+h)+2m-2$ cantidades básicas independientes, estas pueden ser tomadas como:

- $n-1$ Magnitudes de voltaje en el nodo a frec. fund.
- $n-1$ Angulo de voltaje en el nodo a frec. fund.
- nh Magnitudes de voltajes armónicos.
- nh Angulos de voltajes armónicos.
- $2m$ variables de cargas no lineales.

El método especifica un bus suelto y lo trata de igual manera que el algoritmo convencional de flujo de carga a la frecuencia fundamental. Para resolver el problema, se requieren $2n(1+h)+2m-2$ ecuaciones independientes.

Estas son:

- La ecuación potencial para cada bus (excepto el suelto).
- La ecuación volt-amp. reactivos para cada bus (excepto el suelto).
- Las ecuaciones de corrientes de nodo:
 - Corriente real e imaginaria en cada bus para todas las armónicas.
 - Corrientes reales e imaginarias a frecuencia fundamental en los buses no lineales.

Además si la potencia aparente "S" en volt-amps, se especifica en los buses no lineales, se requiere un conjunto de m ecuaciones, adicionales para relacionar los volt-amp aparentes en el bus y los volts-amp reactivos en el mismo bus:

$$Q_k = (S_k^2 - P_k^2 - D_k^2)^{1/2}$$

Donde D_k , Q_k , S_k , y P_k son los volt-amp distorsionados, los volt-amp reactivos, los volt-amp aparentes y la potencia real, respectivamente, en el bus k.

La ecuación de potencia en el bus k es:

$$P_k = \sum_j V_{kj} I_{kj} \cos(\delta_{kj} - \alpha_{kj})$$

Donde V_{kj} e I_{kj} son los voltajes armónicos j-ésimos y de corriente en el bus k, respectivamente, δ_{kj} es el ángulo de fase del voltaje armónico en el bus y α_{kj} es el ángulo de fase de la corriente armónica j-ésima en el bus k. La sumatoria se hace desde la fundamental más todas las armónicas consideradas. De manera similar, la ecuación de los volt-amp reactivos en el bus k son:

$$Q_k = \sum_j V_{kj} I_{kj} \sin(\delta_{kj} - \alpha_{kj})$$

Por definición la potencia real y los vars especificados en los buses lineales incluyen solamente valores a frecuencia fundamental. Por lo tanto, el único término incluido en estos buses es para $j=1$.

Las magnitudes de corriente y los ángulos de fase, se eliminan de estas ecuaciones con la matriz de admitancia de bus a la j -ésima armónica.

$$I_j = Y_j V_j$$

Es simplemente una proposición de que la suma de las corrientes que convergen en el bus a cualquier armónica particular es igual a cero. En los buses lineales, la corriente armónica inyectada por lo tanto es cero; las corrientes que entran al bus son completamente descritas por la matriz de admitancias armónicas apropiada, resultando la ecuación compleja del bus k para la j -ésima armónica.

$$0 = \sum_P (Y_{kp})_j V_p$$

En los buses de cargas no lineales, la corriente inyectada es la corriente suministrada por las cargas no lineales y debe ser igual a la corriente que sale del bus al sistema, lo que se describe en la matriz de admitancias del bus. En este caso, la ecuación de balances de corriente incluye el renglón apropiado de la matriz de admitancias de bus, más los valores de corriente derivados del modelo de carga. La ecuación por lo tanto es:

$$g_{kj} = \sum_P (Y_{kp})_j V_p$$

Donde g es la corriente armónica inyectada por la carga no lineal en el bus k .

El conjunto de ecuaciones finales son las ecuaciones de balance de corriente fundamental. Como la corriente fundamental no es independiente de la potencia real ni de los vars en los buses lineales, las ecuaciones de balance de corriente fundamental son únicas solamente en los buses no lineales. Las ecuaciones de balance de corriente para estos buses serán similares a aquellas para los mismos buses a frecuencias armónicas. Las ecuaciones de corriente compleja se separan en

componentes real e imaginaria, para estar de acuerdo con la técnica de iteración.

Este conjunto de ecuaciones no lineales se puede resolver en la misma forma que en el programa de flujos de carga convencional a frecuencia fundamental. Se escogen valores iniciales para las magnitudes de voltaje y ángulos, y para los dispositivos variables no lineales. Se forma la matriz Jacobiana para el conjunto de ecuaciones no lineales y se encuentra una nueva estimación de las variables del sistema. El proceso se continúa hasta la convergencia cuando se alcanza el punto de operación especificado.

Además la solución de las ecuaciones no es única. Las cuestiones en relación a la convergencia y a la solución única no han sido completamente exploradas. Además los métodos para determinar la especificación de flujo de reactivos para la solución no están claros.

La matriz Jacobiana para este problema es una matriz cuadrada de orden $2n(1+h)+2m-2$ donde n es el número de buses en el estudio, h es el número de armónicas consideradas y m es el número de cargas no lineales. La presente experiencia ha mostrado que se requieren entre 20 o 30 iteraciones para la convergencia. Debido a estos requerimientos el desarrollo de este método se ha limitado a sistemas balanceados y la aplicación se ha hecho sólo en sistemas relativamente pequeños. El mismo problema estudiado con técnicas de inyección de corriente, involucra la solución directa de h matrices complejas de orden n .

Ambos métodos son capaces de emplear un modelo más general para convertidores y otros para cargas no lineales que la técnica de inyección de corriente.

Como estos métodos que son relativamente nuevos, se puede esperar su futuro desarrollo. Estos métodos prometen servir para el análisis general de armónicas en los sistemas de potencia, particularmente cuando las técnicas lineales no son apropiadas. El potencial pleno de estos métodos llegará a ser claro conforme a los progresos de sus desarrollos.

EXPERIENCIAS CON LOS ANALISIS DE ARMONICAS

Varios estudios recientes han incluido tanto el análisis de armónicas como las mediciones de campo. La experiencia obtenida en estos estudios ha proporcionado índices acerca de la precisión de los análisis y algunos índices de la metodología se pueden usar en casos particulares. Por el momento, sin embargo, la experiencia es limitada y no se tienen todavía las conclusiones generales.

Los niveles de armónicas en dos sistemas de distribución, donde estaba presente una única fuente de armónicas grande. El proyecto incluyó análisis de inyección de corrientes, simulación en el analizador de transitorio de redes y mediciones de campo. Se investigó la sensibilidad del análisis hacia el sistema de transmisión, alimentando los alimentadores de distribución y la sensibilidad del análisis de los modelos de carga. No son necesarios, con posibles excepciones que ocurren cuando grandes bancos de capacitores se localizan cerca de la estación transformadora. Se encontró que la inclusión de los modelos de carga en el análisis, tiene un efecto significativo, pero este efecto era relativamente insensible al tipo de modelo de carga escogido. El efecto de carga es particularmente prominente cerca de los puntos de resonancia. Se estudiaron tres modelos de carga armónica: Una carga puramente resistiva, una carga resistiva en serie con la reactancia del transformador de distribución, y la segunda combinación con una reactancia adicional en paralelo para representar aproximadamente el factor de potencia a la frecuencia fundamental. Las variaciones observadas fueron relativamente pequeñas con mayores variaciones cuando la frecuencia armónica estaba cercana a una resonancia del sistema. Se hizo una modelación trifásica a través del estudio. Los resultados incluyeron los efectos del switcheo de bancos de capacitores.

Se realizaron mediciones en dos sistemas, uno de los cuales tenía un rectificador estandar de 12 pulsos. La configuración del sistema de distribución para este conjunto de mediciones se

muestra en la figura 5.11.

Observe que el convertidor está eléctricamente cerca a la subestación de distribución. Los niveles de corriente armónica en el convertidor se calcularon prediciendo el ángulo de conmutación y ajustando acordeamente las magnitudes de las corrientes armónicas. Los resultados de las predicciones para las corrientes armónicas mostraron estar casi de acuerdo con los datos medidos a las armónicas más bajas, con discrepancias mayores arriba de la 30^{ava}

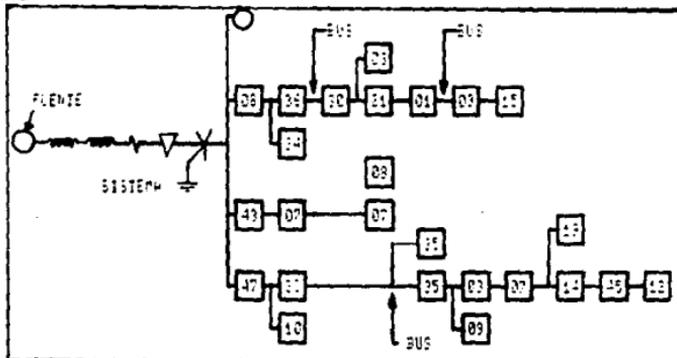


Figura 5.11 Configuración del sistema de distribución para comparación de mediciones y resultados analíticos con el sistema PEPCO.

Las predicciones del voltaje armónico en la subestación también se acercaron a los valores medidos, Figura 5.12, se obtuvo 8% de precisión para las cuatro armónicas más bajas con menos precisión en las armónicas más altas. Las mediciones tomadas en otros lugares involucraban un convertidor de conmutación forzada, y los resultados de estas mediciones fueron generalmente menos precisos que los del primer caso. Existieron varias razones posibles por las cuales no fueron completamente investigadas, en ambos casos, la precisión de los resultados se deterioró a medida que la ubicación del lugar de medición se alejó de la fuente de armónicas. Este efecto se debió en parte a que en los lugares

lejanos se presentan magnitudes decrecientes y a la significancia relativa de las armónicas precedentes en estos lugares.

Los resultados del analizador de transitorios de redes estuvieron generalmente de acuerdo con los resultados del método de inyección de corriente en el estudio y todavía más de acuerdo en las frecuencias bajas y en la comparación de los voltajes armónicos esperados en él.

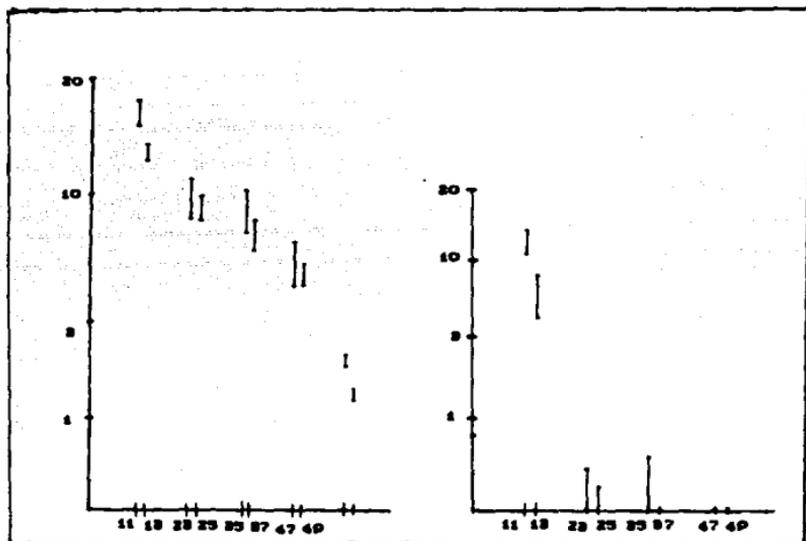


Figura 5.12 Simulación y medición de voltajes armónicos en una subestación PEPCO.

El bus PEPCO se muestra en la figura 5.12. Esta concordancia general parecería indicar que los modelos de los dispositivos más bien que las técnicas analíticas fueron la fuente principal del error en este caso.

MITIGACION Y CONFINACION DE ARMONICAS

Hemos llegado a la conclusión de que cuando en una planta industrial se presentan ondas de corriente deformadas más allá de los valores permitidos, es necesario mitigarlas y confinarlas.

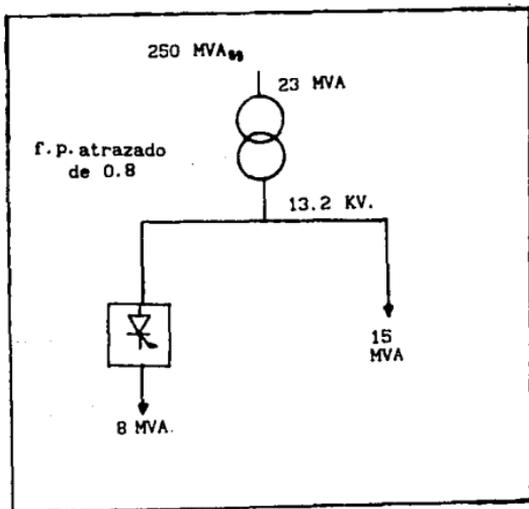
Esto se logra mediante la implementación de uno o varios filtros que se deben diseñar en forma óptima desde el punto de vista técnico y económico.

A continuación presentamos un ejemplo práctico (real), de la secuencia de pasos a seguir para determinar los parámetros de un filtro de armónicas.

PROBLEMA

Se tiene una planta con una carga de 23 MVA, con un factor de potencia atrasado de 0.8, alimentado desde una barra de 13.2 KV. con una capacidad de corto circuito de 250 MVA. Dicha carga toma una corriente distorsionada que es producto del rectificador.

Se desea mejorar el factor de potencia a un valor cercano a la unidad entre 0.95 y 0.98, además se pide analizar la corriente armónica generada para diseñar un filtro si es necesario.



PLANTEAMIENTO

- 1) Determinar la cantidad de KVAR del capacitor necesarios para mejorar el factor de potencia.
- 2) Evaluar el factor de distorsión armónica total.
- 3) Diseñar el filtro en caso de que el DHT sea mayor que el permitido por los estandares.
- 4) Evaluar el DHT con los valores del filtro obtenidos.

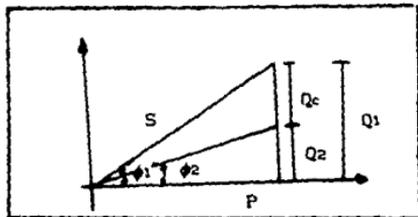
SOLUCION

1) Calculo del capacitor a instalar para corregir el f.p.

Potencia real demandada por la carga:

$$\begin{aligned} P &= S \cos \phi = (15 + 8) (0.8) = \\ &= (23) (0.8) = \\ &= 18.4 \text{ MW} \end{aligned}$$

Diagrama fasorial del problema:



Potencia reactiva que debe proporcionar el capacitor:

$$\begin{aligned} Q_c &= P (\tan \phi_1 - \tan \phi_2) = 18.4 (0.43) = \\ &= 7.75 \text{ MVAR} \end{aligned}$$

o también podría calcularse como

$$Q_c = Q_1 - Q_2$$

$$Q_2 = S_1 \sin \phi_1$$

$$Q_1 = S_2 \sin \phi_2$$

por lo tanto el capacitor a instalar debe ser de 7.75 MVA.

2) Evaluación de la THD.

Como la carga se toma a través de un rectificador de 6 pulsos las armónicas características generadas por un convertidor de este tipo son las siguientes:

5, 7, 11, 13.

o bien
 $n = kp \pm 1$
 la magnitud de corriente aportada por cada una de estas armónicas al sistema está dada por la siguiente tabla.

n	$I_n = I_{con}/n$ (amp)
5	$I_{con}/5 = 0.2 I_{con}$
7	$I_{con}/7 = 0.14 I_{con}$
11	$I_{con}/11 = 0.09 I_{con}$
13	$I_{con}/13 = 0.07 I_{con}$

hay que recordar que esta magnitud es teórica y que la magnitud real puede llegar a ser menor, la corriente nominal del convertidor esta dada por:

$$I_{con} = I_1 = \frac{S_{conv}}{3 \text{ KV}_{bus}} = \frac{8\,000\,000}{3(23.)\text{KV}} =$$

$$I_{con} = \frac{8\,000}{39.84} = 200.82 \text{ Amp.}$$

$$I_{con} = 200.82 \text{ Amp.}$$

$$I_{nom} = \frac{S_{tot}}{3 \text{ KV}_{bus}} = \frac{23\,000\,000}{3(23.)\text{KV}} = 577.35 \text{ Amp.}$$

Considerando el circuito equivalente incluyendo: el sistema, el capacitor y la fuente de armónicas (carga).

Donde X_s es la impedancia equivalente del sistema y X_c impedancia del capacitor.

$$X_s = \frac{\text{KV}^2}{\text{MVA}_{sc}} = \frac{23^2}{250} = 1.12 \Omega$$

$$X_c = \frac{\text{KV}^2}{Q_c} = \frac{23^2}{7.75} = 68.29 \Omega$$

La distorsión de corriente armónica se hará de acuerdo al teorema de Thevenin en la forma siguiente:

$$I_s = I_{con} \frac{X_c}{X_s + X_c} \qquad I_c = I_{con} \frac{X_s}{X_s + X_c}$$

Recordando que la impedancia capacitiva tiene signo negativo y con las formulas que se presentan a continuación procederemos a elaborar la tabla 6.1.

$$I_{con} = \frac{I_1}{n}$$

$$X_{cn} = \frac{X_{c1}}{n}$$

Formulas empleadas para el

cálculo de la tabla.

$$X_{sn} = X_{s1} \cdot n$$

$$I_{sn} = I_n \frac{X_{cn}}{X_{sn} + X_{cn}}$$

$$V_{sn} = I_{sn} \cdot X_{sn}$$

De la tabla observamos que el factor de distorsión individual y el factor de distorsión armónica total sobrepasan los límites establecidos en el capítulo IV.

Existen reglas de dedo que nos indican cuando es conveniente o no implementar filtros para mitigación armónica, una de ellas se refiere a el tamaño relativo entre la carga y el sistema; nos indica que si se tiene una SCR mayor a 20 no es necesario instalar un filtro de armónicas. Para este caso tenemos que:

$$SCR = \frac{250}{23} = 10.86 \qquad \text{del sistema}$$

Dadas las condiciones anteriores es conveniente y necesario implementar un filtro de armónicas para la planta.

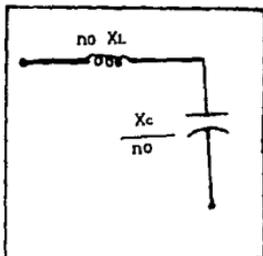
3) Cálculo de los parámetros del filtro.

Para calcular los parámetros del filtro es necesario conocer la frecuencia resonante del sistema.

$$f_{res} = f_n = \frac{MV_{acc}}{MV_{Ac}} = \frac{250000}{7750} = 5.67$$

podemos observar que la frecuencia de resonancia se encuentra cerca de la quinta armónica y será necesario sintonizar un filtro para mitigar su efecto.

Ahora procederemos a el cálculo de la impedancia a frecuencia armónica:



$$no X_L = - \frac{X_c}{no}$$

$$X_L = - \frac{X_c}{no^2}$$

$$X_r = X_c + X_L$$

$$X_r = X_c - \frac{X_c}{no^2}$$

$$X_r = X_c \left(1 - \frac{1}{no^2} \right)$$

$$-X_c = X_r \frac{no^2}{1 - no^2} = -68.29 \frac{4.5^2}{1 - 4.5^2} = 71.84 \Omega$$

$$X_c = -71.84 \Omega$$

Cálculo de la impedancia del inductor.

$$X_L = - \frac{X_c}{no^2} = - \frac{-71.84}{4.5^2} = 3.55 \Omega$$

Procederemos a elaborar la tabla 6.2 que contenga los valores de X_{rn} , I_{rn} y V_{rn} que se obtienen al colocar el filtro en la planta.

Formulas empleadas para el calculo de la tabla 6.2

$$X_F = n X_L = \frac{X_C}{n}$$

$$I_{cn} = I_{Fn} = \frac{V_{sn}}{X_F}$$

$$V_{cn} = I_{cn} X_{cn} = I_{cn} \frac{68.29}{n}$$

$$I_{sn} = I_n \frac{X_{Fn}}{X_{Fn} + X_S}$$

$$V_{sn} = X_{sn} I_{sn}$$

de la tabla observamos que la THD se encuentra ya dentro de los límites permitidos por las normas, por lo que con estos datos calcularemos el valor de la inductancia para el filtro.

$$V_C \text{ DISEÑO} = V_1 + V_n$$

$$V_c = I_c \cdot X_c = I_c X_F \frac{n_0^2}{1 - n_0^2}$$

Voltaje fundamental

$$V_{c1} = \frac{n_0^2}{n_0^2 - 1} V_n$$

$$V_n = \sum_{i=2}^{50} V_i$$

$$V_1 = V \frac{n_0^2}{n_0^2 - 1} = 23 \left(\frac{4.5^2}{4.5^2 - 1} \right)$$

$$V_1 = 24 \ 195 \text{ V}$$

$$V_n = 200.82 \ 3 = 347.83$$

$$V_C \text{ DISEÑO} = 24 \ 195 + 347.83 = 24 \ 542.83 \text{ V}$$

$$MVAR_c = \frac{24 \ 544}{68.29} = 8.82 \text{ MVAR}$$

$$I_F = I_R = \frac{23 \ 000}{68.25} = 337 \text{ Amp.}$$

$$I_{R_{dis}} = 1.1 \times 1.05 \times 337 = 430 \text{ amp.}$$

Considerando que la variación de diseño es de un $10\% \pm 5\%$ de tolerancia la $I_{dis} = 430 \text{ Amp.}$ y la L necesaria se deduce $X_L = 2\pi fL$

$$L = \frac{X_L}{2\pi f} = \frac{2.116}{2\pi(60)} = 5.61 \text{ mHenrys.}$$

Con todo lo calculado anteriormente quedan completamente diseñados los parámetros del filtro por lo que queda demostrado que un filtro atenúa en gran medida las armónicas generadas por una planta industrial.

Tabla 6.1 Condiciones Eléctricas antes de Instalar el Filtro.

n	I _{cn}	X _{cn}	X _{sn}	I _{sn}	V _{sn}	VDF%	VTHD%	IDF%	ITHD%
5	40.16	13.65	10.58	178.49	1888.42	14.20	15.54	30.92	32.39
7	28.69	9.75	14.81	-55.28	818.83	6.16		9.57	
11	18.26	6.21	23.28	-6.64	154.47	1.16		1.15	
13	15.45	5.25	27.51	-3.64	100.25	.75		.63	

Tabla 6.2 Condiciones Eléctricas con el Filtro Instalado

n	In _{cn}	X _{fn}	X _{sn}	I _{sn}	V _{sn}	I _{fn}	V _{fn}	VDF%	VTHD%	IDF%	ITHD%
5	40.16	1.12	10.58	3.84	40.68	36.32	40.68	.31	1.68	.67	1.92
7	28.69	4.81	14.81	7.03	104.19	21.65	104.19	.78		1.22	
11	18.26	10.72	23.28	5.76	134.00	12.50	134.00	1.01		1.00	
13	15.45	13.39	27.51	5.06	139.13	10.39	139.13	1.05		.88	

CONCLUSIONES

Las formas de onda de las señales de voltaje y de corriente en un sistema eléctrico de potencia, no son senoidales perfectas, sino que se trata de señales distorsionadas compuestas por señales armónicas.

En los sistemas eléctricos de potencia las armónicas acompañan por lo regular a la utilización de la energía eléctrica y son creadas por las cargas que presentan un comportamiento no lineal.

Las armónicas en los sistemas eléctricos se definen como una señal senoidal a frecuencia fundamental y la adición de otras ondas similares pero a frecuencia que es múltiplo de la fundamental.

La distorsión armónica es un fenómeno indeseable en los sistemas eléctricos debido a que daña a algunos equipos eléctricos como: transformadores, capacitores, máquinas rotatorias, mecanismos de interrupción, relevadores de protección, aparatos de medición, equipo electrónico, de iluminación y de comunicaciones.

Los puentes rectificadores trifásicos que más impacto han tenido en la industria son los de 6 pulsos que inyectan una gran cantidad de armónicas al sistema, para mitigar su efecto dañino se ha utilizado la técnica del multidefasamiento con bastante éxito. Sin embargo existen algunos convertidores monofásicos que también inyectan una gran cantidad de armónicas sin mitigación alguna, cuestión que no se ha tomado en cuenta, además su efecto se ve incrementado alarmantemente a la hora pico de demanda.

En el pasado a las armónicas se les mitigaba usando un transformador en conexión estrella aterrizada-delta. Esto ya no es efectivo debido a la introducción de los convertidores estáticos de potencia, que causan incremento de las armónicas generadas y sobredispersión en todo el sistema de potencia.

Dentro de los estudios relacionados con armónicas se encuentran los desarrollados por el IEEE que ha propuesto una serie de normas y estándares recomendados para mantener a las armónicas de corriente y de voltaje dentro de límites permisibles, con el fin

de no dañar a los usuarios de la red de servicios y a la compañía suministradora; cabe hacer énfasis de que la relación consumidor-proveedor de energía eléctrica debe tener intereses mutuos máxime en el caso de distorsión armónica, ya que el beneficio de uno se reflejará de la misma forma en el otro.

Existen casos en los que el consumidor esta inyectando más corriente armónica de la aconsejable, pero al mismo tiempo el voltaje correspondiente en el punto de acoplamiento común, no contiene niveles que sobrepasen el límite establecido. Con esto queremos resaltar que el cumplir con los límites de voltaje no asegura que la distorsión por corriente se encuentre también dentro de las normas o viceversa.

Las normas establecidas por el IEEE han proporcionado niveles recomendados como límites armónicos, determinados para el punto de acoplamiento común (entre usuarios y red). Sin embargo dichos valores no garantizan la ausencia de problemas en la planta; lo que en este caso se recomienda es diseñar un filtro de mitigación armónica, que no sólo limpiaría el voltaje en el bus de la planta, sino que también reduciría la inyección de corriente de armónicas a la red de servicio.

Para realizar el diseño de un filtro es necesario realizar un estudio completo sobre la situación que guardan las armónicas de voltaje y de corriente en la planta, dentro de estos estudios, los de mayor uso son: La simulación no lineal en el dominio del tiempo, el análisis linealizado y el análisis no lineal en el dominio de la frecuencia, tales métodos difieren en complejidad y se basan mucho en la habilidad del usuario, sin embargo, emplean los mismos modelos básicos de sus componentes.

El diseño e implementación de un filtro no implica un costo sumamente alto para las industrias (plantas), ya que la mayoría de ellas poseen en sus instalaciones capacitores para mejorar su factor de potencia, por lo que sólo sería necesario agregar un reactor de sintonización en serie al capacitor y quizá otro capacitor en paralelo con el ya establecido para lograr la

capacitancia adecuada para el filtro; en el diseño de un filtro deben cuidarse aspectos importantes como son: que el filtro quede sintonizado a la frecuencia de la armónica de mayor amplitud para así mitigar a las armónicas más problemáticas, evitar la resonancia del circuito, cambiar la localización del capacitor si es necesario y por último hacer un nuevo estudio con el filtro ya instalado para ver su efectividad.

Ahora bien, con la era de las computadoras lo anterior se puede analizar con mayor exactitud con un programa de flujos de armónicas u otras herramientas de análisis armónico, por lo que el diseño del filtro puede ser más preciso y lograr una señal de voltaje y de corriente más limpia, que beneficiaría a todos los usuarios de la red del servicio eléctrico y a la compañía suministradora.

Por lo tanto consideramos que el diseño de filtros de confinación de armónicas, es un método práctico y eficiente que se debe utilizar en nuestros días como una solución inmediata para atenuar los problemas causados por la distorsión armónica.

BIBLIOGRAFIA

- 1.-D.J. Pileggi and A.E. Emanuel, "Field Experience with Harmonic Injecting Equipment in Distribution Networks," Paper 82 WM 057-8, IEEE PES Winter Meeting, New York, January 1982.
- 2.-J. Arriaga, D.A. Bradley, and P.S. Bodger, Power System Harmonics, John Wiley & Sons, 1985.
- 3.-L. Gyugyi, R. A. Otto, and T. H. Putnam, "Principles and Applications of Static Thyristor-Controlled Shunt Compensators", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol PAS-87, No. 5, Sept/Oct 1978, pp 1935-45.
- 4.-R. P. Stratford, "Rectifier Harmonics in Power Systems," Ibid, Vol. IA-16, No 2, March/April 1980.
- 5.-W.K. Davis and R.P. Stratford, "Operation of UPS on Emergency Generation," IEEE Paper No. PCIC-87-31, IEEE Publication 87CH2495-0/87.
- 6.-R.P. Stratford, "Harmonic Pollution on Power Systems - A Change in Philosophy," IEEE Trans on Industry Applications, Vol. IA-16, No. 5, Sept/Oct 1980.
- 7.-Power Technologies, Inc., HVDC Transmission Systems - Course Notes, 1985, pp. 5-1 - 5-14.
- 8.-General Electric Company, SCR Drives -A-C Line Disturbances, Isolation Transformers, Short Circuit Protection, Power Factor, Grounding, Publication GET-6468A, 1975, pp. 1-3, 6-8.
- 9.-T. Wildi, Electrical Power Technology, John Wiley & Sons, 1981, pp. 468-476.
- 10.-E.W. Kimbark, Direct Current Transmission: Vol 1, John Wiley & Sons, 1971, pp. 308-312.
- 11.-IEEE Standard 519-1981, IEEE Guide for Harmonic Control and Reactive Compensation of Static Power Converts, 1981, p. 15.
- 12.-R.C. Dugan, W. T. Jewell, and D. J. Roesler. "Harmonics and Reactive Power from Line-Commutated Inverters in Proposed Photovoltaic Subdivision." IEEE Transactions PAS-102 [9] (Sept. 1983): 3205.

- 13.-J. Arriaga, T. J. Densem, and B. J. Harker. "Zero Sequence Harmonics Current Generation in Transmission Lines Connected to Large Converter Plant." IEEE Transactions PAS 102 (7) (July 1983): 2357.
- 14.-B. T. Col, N. Menemenlis, and H. L. Nakra. "Fast Steady-State Solution for HVDC Analysis." IEEE Transactions PAS-99 (6) (November 1980): 2453.
- 15.-A. A. Mahmoud and R. D. Shultz. "A Method for Analyzing Harmonic Distribution in A.C. Power Systems." IEEE Transactions PAS-101 (6) (June 1982): 1815-1824.
- 16.-E. W. Kimbark. Direct Current Transmission. Wiley Interscience, New York 1971.
- 17.-D. J. Pileggi, N. H. Chandra, and A. E. Emanuel. "Prediction of Harmonics Voltages in Distribution Systems." IEEE Transactions PAS-100 (3) (March 1981): 1307-1313.
- 18.-R. E. Morrison and M. J. Barlow. "Continuous Overvoltages on AC Traction Systems." IEEE Transactions PAS-102 (5) (May 1983): 1211-1217.
- 19.-HVDC-AC System Interaction from AC Harmonics. Vol 1: "Harmonics Impedance Calculations." EPRI EL-2583, Project 1138-1 Final Report, September 1982.
- 20.-G. D. Breuer, et al. "HVDC-AC Harmonics Interaction Part 2: AC System Harmonic Model with Comparison of Calculated and Measured Data. IEEE Transactions PAS-101 (3) (March 1982): 709-718.
- 21.-M. F. McGranaghan, et al. "Distribution Feeder Harmonics Study Methodology." Presented 1984, IEEE PES Transmission and Distribution Meeting.