

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE NUEVO LEON  
FACULTAD DE INGENIERIA MECANICA Y ELECTRICA  
DIVISION DE ESTUDIOS DE POSTGRADO



ESTUDIO DE FRECUENCIAS ARMONICAS

T E S I S

EN OPCION AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS DE LA  
ING. ELECTRICA CON ESPECIALIDAD POTENCIA  
ELECTRICA

QUE PRESENTA

ING. OSCAR ROSALES PADILLA

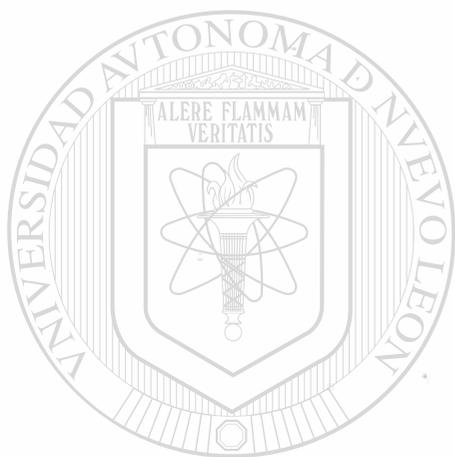
SAN NICOLAS DE LOS GARZA, NUEVO LEON A JUNIO DE 1995

ESTUDIO DE FRECUENCIAS ARMONICAS

TM  
Z5853  
.M2  
FIME  
1995  
R673  
DANL  
1995



1020115012



# UANL

---

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

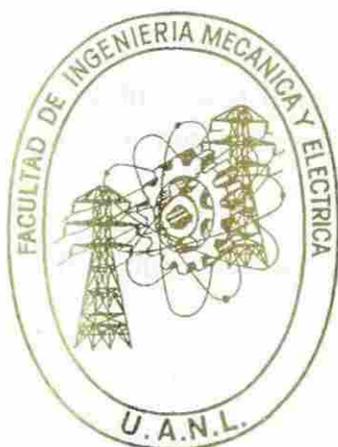
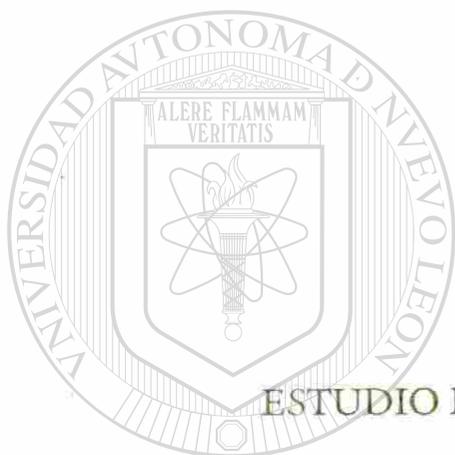


DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE NUEVO LEON

FACULTAD DE INGENIERIA MECANICA Y ELECTRICA

DIVISION DE ESTUDIOS DE POST-GRADO



ESTUDIO DE FRECUENCIAS ARMONICAS

TESIS

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

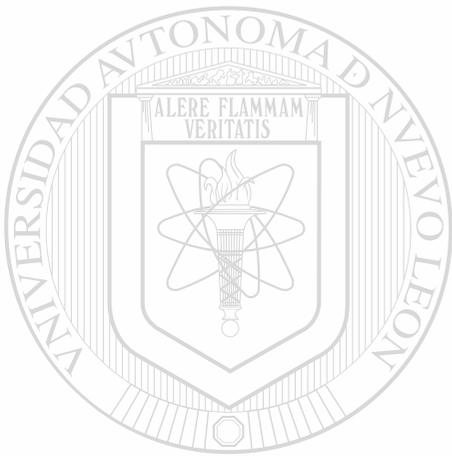
EN OPCION AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS DE LA  
ING. ELECTRICA CON ESPECIALIDAD POTENCIA ELECTRICA

QUE PRESENTA

ING. OSCAR ROSALES PADILLA

SAN NICOLAS DE LOS GARZA, NUEVO LEON A JUNIO DE 1995

TM  
Z5853  
.M2  
FIME  
1995  
R673



# UANL

---

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

®

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

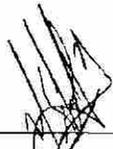
UNIVERSIDAD AUTONOMA DE NUEVO LEON

FACULTAD DE INGENIERIA MECANICA Y ELECTRICA

DIVISION DE ESTUDIOS DE POST-GRADO

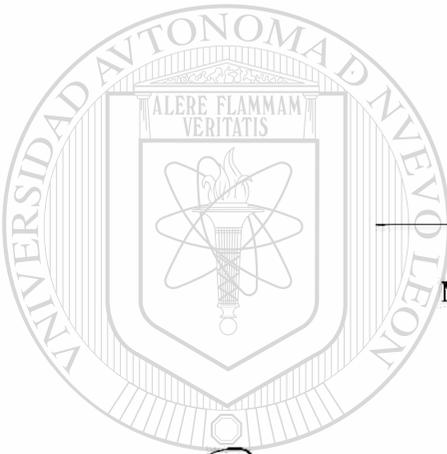
Los miembros del Comité de tesis recomendamos que la presente tesis realizada por el Ing. Oscar Rosales Padilla sea aceptada como opción para obtener el grado de Maestro en Ciencias de la Ing. Eléctrica con especialidad en Potencia Eléctrica.

El Comité de Tesis



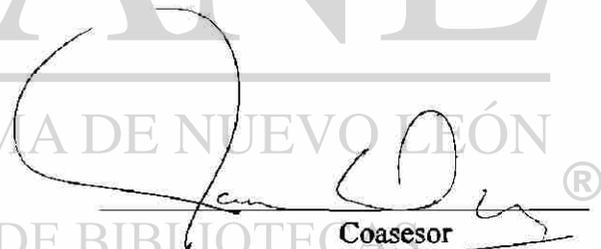
Asesor

M.C. Miguel Angel Melendez Sandit



Coasesor

M.C. Evelio González Flores



Coasesor

M.C. Juan Diego Garza González



División de Estudios de Postgrado  
M.C. Marco Antonio Méndez Cavazos

San Nicolás de los Garza, N.L. a Junio de 1995



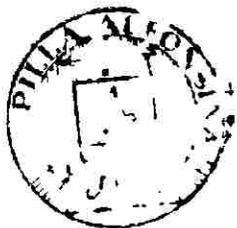
# UANL

---

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



**FONDO TESIS**

---

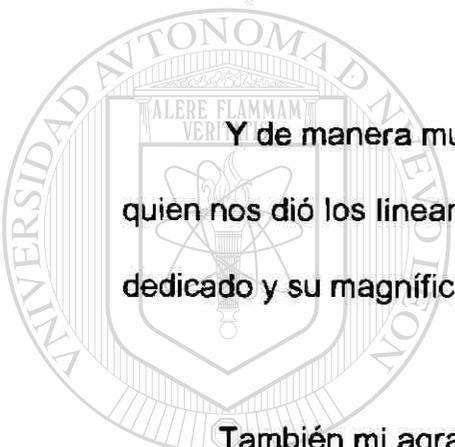
---

# DEDICATORIA

---

---

Quiero agradecer a todas aquellas personas, que de alguna manera hicieron posible la realización de esta tesis.



Y de manera muy especial a nuestro asesor M.C. Miguel A. Melendez, quien nos dió los lineamientos para la elaboración de este estudio, su tiempo dedicado y su magnífico apoyo académico.

También mi agradecimiento a los coasesores M.C. Juan Diego Garza y M.C. Evelio González, por su tiempo dedicado a la revisión de este estudio.

Al Ing. Efraín Ramírez V. compañero de tesis, quien su participación fué clave para la culminación de este trabajo.

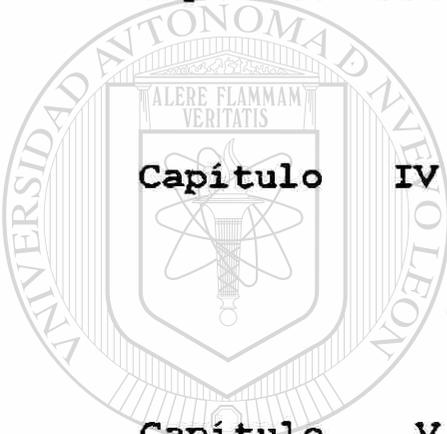
Quiero dedicar esta tesis, con todo mi amor, a mi familia , por su comprensión en cuanto al tiempo que he dejado de convivir con ellos, por dedicarme a la realización de este estudio. A mi esposa Cindy de la Cruz y a mis hijos : Cindy Dennis, Oscar Hiram y Cristian Isaí .

---

## CONTENIDO

---

Prólogo .....	1
Capítulo I Introducción .....	7
Capítulo II Análisis de fourier.....	17
Capítulo III Análisis de armónicas en sistemas de potencia .....	47
Capítulo IV El convertidor estático como fuente de generación de armónicas.....	73
Capítulo V Las armónicas y sus efectos.....	115
Capítulo VI Medición de armónicas en sistemas de potencia.....	143
Capítulo VII Eliminación de armónicas .....	164
Capítulo VIII Conclusiones y recomendaciones ..	185
Bibliografía .....	188
Glosario de términos.....	189



UANL

## PROLOGO



**Armónicos** es un fenómeno tan viejo como la corriente eléctrica alterna; como sea, nunca había sido un problema relevante antes de la llegada de (SCRs), computadoras personales, equipo procesador de datos, interruptores de potencia y equipos similares.

---

Algunos tipos de cargas no lineales pueden generar efectos armónicos en un sistema de distribución de energía.

### DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Los efectos armónicos causan calentamiento anormal entre los transformadores, conductores de los neutros en los circuitos alimentadores y derivados, motores de inducción, etc. Los efectos armónicos son corrientes o voltajes con frecuencias que son múltiplos enteros de las frecuencias fundamentales de energía.

Ellas tienen el nombre asociado con el número multiplicador (si la frecuencia fundamental es 60 Hz, la segunda armónica es 120 Hz y la tercera armónica será 180 Hz, etc).

Los efectos armónicos pueden estar presentes en voltaje, corriente o ambos. Esto ocurre cuando la forma de la onda es distorsionada (cuando la forma de la onda varía a partir de una de seno puro).

Las compañías de electricidad típicamente generan un voltaje que está cerca de la onda seno. Si un usuario conecta una carga lineal como una resistencia de calentamiento, la corriente resultante es una onda seno, y no se presenta el efecto armónico.

Sin embargo, si la carga es no lineal y describe pulsaciones cortas de corriente en cada ciclo, la forma de la onda de corriente es distorsionada (no es senoidal), y fluye corriente armónica.

En un caso típico, cada efecto armónico tendrá una diferente amplitud dependiendo en el tipo de distorsión, pero en general, a mayor distorsión, la corriente armónica es mayor.

La corriente total es una combinación de la fundamental más cada una de las armónicas. Algunos ejemplos de equipo común que produce corrientes armónicas incluye a motores de velocidad variable, controles de temperatura de estado sólido, algunos tipos de luces fluorescentes, equipos de pruebas médico y electrónicos, máquinas eléctricas de oficina, así como equipos de computadoras personales, impresoras y equipo procesador de datos. Las

computadoras personales son particularmente preocupantes, debido a su gran número, y los variadores de velocidad de motores, debido a su gran tamaño ocasional.

Los voltajes armónicos son generados sobre los voltajes de línea y son causados por corrientes armónicas actuando en una relación de las leyes de ohm con la impedancia de la fuente de potencia, por ejemplo ( $E = I \times Z$ ). Para un ejemplo, 10A de corriente armónica proveniente de una fuente con impedancia de 0.1 ohm, genera un voltaje armónico de 1.0 volts.

Los armónicos del voltaje pueden radiar interferencia en teléfonos y sistemas de comunicación. Además los efectos armónicos en líneas de voltaje generarán corrientes armónicas en cargas lineales como motores de inducción y capacitores de corriente.

Los motores de inducción son particularmente vulnerables en altas frecuencias de efecto armónico en el voltaje por 2 razones:

- 1.- Las pérdidas por corrientes de EDDY en el motor son proporcionales al cuadrado de la frecuencia
- 2.- Algunas armónicas, notablemente la quinta, son de secuencia negativa (rotación al revés).

Una buen regla práctica que se puede aplicar a los motores, dice que el total de las distorsiones armónicas en la el votaje de línea deberá ser menor al 5%. De acuerdo con la Ley de Ohm, los efectos armónicos en el voltaje de línea pueden ser reducidos con filtros que reducen la corriente armónica o disminuyendo la impedancia de la fuente, instalando transformadores más

grandes, y conductores más cortos, así como utilizando mejores conectores. La instalación de motores de inducción deben ser planeadas de tal forma que el circuito de alimentación no comparta cargas que generen corrientes armónicas.

Las corrientes armónicas son generadas por cargas no lineales que fluyen a través de componentes del sistema de distribución eléctrica, incluyendo interruptores de circuito, conductores, barras conductoras, tableros, transformadores y generadores.

En la mayoría de los casos, éstos componentes de sistemas eléctricos son diseñados para abastecer equipo calculado y basado en 60 Hz. Cuando se presenta una corriente de efecto armónico, los problemas son parecidos.

A los transformadores no les conviene los efectos armónicos por 2 razones:

1.- Las pérdidas del núcleo por corrientes de eddy, así como la histerisis tienden a incrementarse con el aumento de la frecuencia. La pérdida de cobre debido al efecto piel también se incrementa con la frecuencia,

2.- Las armónicas causan en ciertos transformadores delta y estrella una circulación de corriente en el bobinado delta. Como ejemplo en el transformador 208/120 volts, que comúnmente alimenta receptáculos en edificios comerciales. En este caso, cargas monofásicas, no lineales conectadas a los receptáculos pueden producir triple efecto armónico, que se suman algebraicamente al neutro. Cuando ésta corriente neutra alcanza al transformador, es reflejada en la delta primaria. Los resultados son que el transformador falla por calentamiento.

## TABLEROS ELECTRICOS

Los tableros eléctricos son diseñados para conducir corriente a 60 Hz, por lo cual se convierte en una resonancia mecánica por los campos magnéticos generados por corrientes con frecuencias altas de efectos armónicos. Bajo éstas condiciones el tablero puede vibrar y emitir un sonido audible a la frecuencia del efecto armónico.

### INTERRUPTOR DE CIRCUITO.

Si el mecanismo de disparo no está diseñado para responder apropiadamente a los elementos de corriente de alta frecuencia de efectos armónicos, el interruptor podrá dispararse prematuramente a baja corriente o fallar su disparo a la corriente de ajuste.

Un interruptor que responda a valor real rms, o a valores de calentamiento, de la corriente tendrá mejores oportunidades de protegerse<sup>®</sup> contra las cargas de corriente con efectos armónicos.

### CONDUCTORES EN SISTEMAS TRIFASICOS

Algunas corrientes armónicas pueden sobrecargar los conductores neutros de los sistemas. Los armónicos que causan estos problemas son llamados "triples" y consisten de 3 o múltiplos impares de 3, (ejemplo tres, nueve, quince).

Estos efectos armónicos se adicionan antes de cancelarse en el neutro de un sistema trifásico, de 4 hilos. Normalmente el neutro lleva solamente la corriente desbalanceada, pero cuando el "triples" se presenta, es teóricamente posible de tener una corriente neutra a la frecuencia triple, ésto es 1.73 veces mayor que la corriente de fase, aún y cuando la corriente de fase esté perfectamente balanceada.

### CONDUCTORES EN SISTEMAS MONOFASICOS

Las computadoras personales son parte de una gran clase de equipos electrónicos que utilizan diodos-capacitores en las fuentes de energía. Estas fuentes energía convierten el voltaje de línea de corriente alterna a un bajo voltaje de corriente directa. El proceso de transformación involucra cargar grandes capacitores, cada línea tiene un ciclo estrecho de pulsaciones de corriente que coinciden en el tiempo, con picos en la línea de voltaje. Este proceso genera efectos armónicos impares, que comúnmente son tercero y quinto, con menores cantidades en el séptimo y noveno.

En los controles de motores de velocidad variable, los convertidores de frecuencia son construídos de 2 tipos, unidades de 6 y 12 pulsos, ellos son nombrados de acuerdo a los pulsos producidos por cada ciclo de la frecuencia variable de salida. Los efectos armónicos primarios producidos son equivalentes al número de pulsos  $\pm 1$  (por ejemplo un convertidor de 6 pulsos, genera 5 y 7 efectos armónicos y una unidad de 12, genera 11 y 13).

# CAPITULO I

## INTRODUCCION



Los equipos eléctricos están diseñados para operar con una onda sinusoidal de voltaje a una frecuencia fija (60 Hz para México). Sin embargo, algunos equipos no generan una corriente senoidal aún cuando son alimentados con una fuente de voltaje perfectamente senoidal. Se dice que estas cargas son *no-lineales* debido a que la relación instantánea entre el voltaje y la corriente no es constante, lo que provoca la generación de las ondas llamadas **armónicas**.

El objetivo de esta tesis es tomando como base el número y los tamaños de los equipos creadores de armónicas en los sistemas eléctricos (tanto industriales como de oficinas).

Ademas dos dos razones principales que nos condujeron a la realización de este estudio de Armónicas, las cuales són :

Analisar la adicción de cargas distorsionadas a los sistemas de potencia

Analisar la efectividad de soluciones propuestas para problemas de los sistemas eléctricos.

Otras areas como la identificación de problemas armónicos y la localización de fuentes de disturbio, la medición de campo y la interpretación de datos.

Los modelos estan disponibles para determinar los flujos de corrientes y voltajes armónicos y sus niveles. Desde estos resultados , el factor de distorsión, el grado de calentamiento de equipo , interferencia en comunicaciones e interferencia en equipo controlado pueden ser predecibles.

Los estudios de armónicas son complicados por las cargas distorsionadas y no lineales. Las no linealidades causan un acoplamiento entre la frecuencia fundamental y las frecuencias armónicas , generalmente , la superposición no puede ser aplicada.

La porción preliminar del estudio de armónicas debe de generalmente incluir decisiones para las siguientes areas :

- a).- El modelo del Sistema
- b).- El número de armónicas a ser considerado
- c).- Flujo de armónicas balanceado o desbalanceado
- d).- Contingencias a ser consideradas
- e).- Tecnicas analíticas

En la selección del modelo del sistema se requiere el número de buses a incluir y la representación de cargas. La más importante consideración en la selección del modelo del sistema es la capacitancia que viene a incrementar su importancia por el incremento de armónicas.

Para ver el número de armónicas a ser consideradas en el estudio de corrientes del sistema con problemas armónicos, la selección está dada por la medición, la cual muestra las armónicas predominantes. El estudio no debe limitarse a estas armónicas, sino a investigar soluciones a problemas en resonancia y sus efectos en características

En la decisión que asume las condiciones de los sistemas de potencia balanceados. Con un sistema de tres fases balanceado y con un sistema convertidor de tres fases balanceado, se asume que las fases de corriente y voltaje de armónicas son de igual magnitud y son de secuencia conocida. Bajo estas condiciones, únicamente una fase del sistema requiere ser resuelto.

En operación desbalanceada, esta ocurre cuando la fuente de armónicas es desbalanceada, o bien puede resultar de un desbalance del sistema de potencia.

El número de contingencias a ser estudiadas debe de ser consideradas antes del inicio de un proyecto. En un sistema de distribución, la mayor contingencia son el switcheo de bancos de capacitores, y depende de los niveles de cargas que estén en estudio.

Para la técnica analítica se requiere un rango amplio de recursos computacionales, y se presenta difícil su selección, ya que depende de los resultados deseados y la precisión requerida.

Adicionalmente, se está aplicando una gran cantidad de capacitores para corrección del factor de potencia. Los bancos de capacitores no generan armónicas, pero afectan la respuesta del sistema y pueden causar condiciones de resonancia capaces de amplificar el problema de la distorsión.

Las cargas productoras de armónicas se pueden agrupar en tres diferentes categorías:

Convertidores estáticos. Estos equipos incluyen principalmente la electrónica de potencia, como controles de velocidad variable en C.A. y C.D., U.P.S. (*no break*), inversores, hornos de inducción, fuentes de poder presentes en computadoras y otros equipos eléctricos de oficina, etc. Además de que éstos equipos son la principal fuente de armónicas, también son algunos de los más sensibles a éstas.

Equipos ferromagnéticos. Estos incluyen transformadores, motores y equipo magnético. Los transformadores en general producen distorsión no mayor al 1%, pero como en un sistema eléctrico existen muchos transformadores el efecto del conjunto puede ser muy alto, especialmente si se encuentran saturados, en cuyo caso aumenta considerablemente su efecto.

**Equipos de arco.** Tales como hornos de arco, alumbrado fluorescente, máquinas de soldar, punteadoras, etc. Los hornos de arco generan niveles muy altos de armónicas debido a las características no lineales del arco.

### ANALISIS DE LAS ARMONICAS.

El efecto de la distorsión en la onda de corriente se puede analizar como si a una onda senoidal pura a la frecuencia fundamental (60 Hz), se le adicionaran ondas senoidales a frecuencias mayores, múltiplos de la fundamental (120 Hz, 180 Hz, 240 Hz). Estas ondas se denominan **Armónicas** y se identifican de acuerdo a su frecuencia con respecto a la fundamental, que se denomina Orden de la Armónica, por lo que podemos tener armónicas de 2o. orden (120 Hz), 3er. orden (180 Hz), etc.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

### RELACION ENTRE LA DISTORSION EN VOLTAJE Y CORRIENTE.

Las corrientes armónicas generadas en un sistema no son un problema grave por ellas mismas; sin embargo, el conflicto se genera cuando las corrientes armónicas, en conjunto con la impedancia del sistema, producen distorsión en la onda de voltaje y generan armónicas de voltaje. Es por ello que resulta de suma importancia para un correcto análisis armónico no sólo medir

las armónicas presentes en el sistema, sino determinar la impedancia de éste para las armónicas principales.

Es por ello que los efectos de las cargas productoras de armónicas dependen en gran medida de las características del sistema. El hecho de que una carga tenga una onda de corriente distorsionada no es un indicador definitivo de que tendrá un efecto adverso en el sistema de potencia y en las cargas. Los sistemas de potencia son capaces de absorber cierta cantidad de armónicas sin producir problemas notables. La resonancia que involucran los bancos de capacitores es generalmente un factor agravante. Cuando se consideran los efectos de las cargas productoras de armónicas en otros consumidores, la distorsión en voltaje es la primera preocupación.

La distorsión en voltaje es altamente dependiente en la impedancia del sistema. Esta distorsión es la que afecta a otros consumidores de potencia. Sin embargo, la distorsión en corriente puede causar un aumento en las pérdidas e interferencia en las comunicaciones.

Las corrientes armónicas fluyen generalmente de la fuente de armónicas hacia la fuente de la compañía suministradora. Normalmente la impedancia de la fuente es de aproximadamente  $1/20$  de la impedancia combinada de las cargas conectadas en paralelo, por lo que se espera que entre el 90 y el 95% de la corriente armónica fluirá en la subestación de la suministradora y encontrará un camino de retorno vía el sistema de generación.

## EFFECTOS DE LAS ARMONICAS.

La distorsión armónica incrementa las pérdidas y el calentamiento de los componentes del sistema de potencia, debido a que incrementa el valor RMS del voltaje de la corriente, aparte de que no contribuye con el trabajo efectivo.

**Mayores pérdidas en el sistema.** Una parte de las pérdidas en transformadores, motores y conductores es función de la frecuencia, por lo que la presencia de armónicas incrementa las pérdidas en el sistema y en algunos casos reduce la capacidad de los equipos. Es por ello que en sistemas con armónicas los transformadores no se pueden utilizar a toda su capacidad, ya que presentarían un calentamiento excesivo, por lo que sería necesario utilizar equipos de diseño especial.

**Envejecimiento prematuro de los equipos.** Las armónicas, además de incrementar el calentamiento de los equipos, aumentan el valor pico del voltaje, lo que provoca un envejecimiento prematuro del aislamiento de los equipos.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

**Bancos de capacitores.** Son uno de los primeros elementos en ser dañados por las armónicas; el sobrecalentamiento debido a mayores corrientes es la causa común de la falla. Las corrientes armónicas pueden provocar que se fundan los fusibles, o aún problemas mayores debidos á resonancias con otros elementos del sistema.

**Conductores de neutro.** Cuando existe una gran cantidad de cargas monofásicas no lineales (como computadoras), las corrientes armónicas generadas por éstas cargas de órdenes múltiplos de la tercera armónica (3,6,9, etc.) se suman en el neutro y pueden generar un elevado calentamiento. Es por ello que en sistemas de energía ininterrumpible (U.P.S.) es necesario sobredimensionar el conductor neutro.

**Motores.** Los voltajes distorsionados causan flujos armónicos que son generados en los motores, mismos que contribuyen a incrementar las pérdidas y causan calor, además de provocar torques armónicos que disminuyen considerablemente la vida de los equipos.

**Controles electrónicos.** La distorsión en voltaje puede también afectar de manera diversa a los controles electrónicos para conversión de potencia, controles de velocidad y fuentes de potencia. Muchos de éstos equipos dependen de una señal exacta que cruce por el cero para generar la sincronización para el disparo de los tiristores. Cuando la onda de voltaje está significativamente distorsionada, éstas señales de sincronía son inexactas y causan funcionamiento no predecible.

**Interferencia en las comunicaciones.** Las armónicas, por ser ondas a una mayor frecuencia, son más fácilmente irradiadas y pueden interferir con ciertos sistemas de comunicación o con señales electrónicas.

**Efectos sobre otros usuarios.** Aunque los efectos causados por armónicas en alguna instalación eléctrica puedan ser despreciables, son capaces de provocar problemas a otros usuarios conectados a la misma red.

Es por eso que las compañías suministradoras han establecido o están estableciendo límites máximos a los niveles de armónicas que un usuario puede inyectar a la red.

Internacionalmente existe una gran cantidad de estándares para limitar los efectos de las armónicas, tanto para el funcionamiento de la red eléctrica como para la seguridad de los usuarios y sus instalaciones.

Existen otros muchos efectos debidos a las armónicas. como pueden ser la oscilación mecánica de los tableros, el ruido, operación errónea de medidores eléctricos, funcionamiento errático de equipo electrónico, etc., por lo que es importante evaluar los efectos sobre el sistema particular de análisis.

### RELACION ENTRE LAS ARMONICAS Y TRANSITORIOS

Los términos armónicas y transitorios se usan, en algunos casos, como sinónimos. Sin embargo, éstos términos describen fenómenos distintos.

#### DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Las armónicas son fenómenos estables (se presentan prácticamente todo el tiempo), mientras que los transitorios, como su nombre lo indica, sólo se presentan en un período muy corto.

Aunque los fenómenos transitorios causan distorsiones a las ondas de voltaje y corriente, no son continuos ni presentan un período constante. En realidad éstas distorsiones no son frecuencias armónicas, ya que éstas existen indefinidamente en el sistema, mientras que los transitorios se extinguen tras

pocos ciclos. Sin embargo, los transitorios también son causa importante de problemas derivados de la calidad de la energía eléctrica.

### SOLUCION A LOS PROBLEMAS DE ARMONICAS.

Aunque existen soluciones ya probadas para los sistemas de armónicas, se debe tener el cuidado de seleccionar el remedio más adecuado; si se trata de un filtro, éste debe ser diseñado de acuerdo con las condiciones particulares del sistema. Existen soluciones alternativas como la instalación de transformadores de aislamiento, la reubicación de equipos reguladores, el prorrateo de equipos reguladores, etc. No obstante, cada proyecto de solución debe ser evaluado de manera particular.

**Filtros de rechazo.** Los capacitores son uno de los equipos más susceptibles a los efectos de las armónicas; es por ello que cuando es necesaria la corrección del factor de potencia en sistemas con contenidos armónicos altos, es importante proteger al capacitor con un reactor dimensionado adecuadamente para evitar los efectos de las armónicas en el capacitor. La instalación de un reactor de éste tipo provoca sobrevoltaje en el capacitor, por lo que es importante evaluar éste efecto para hacer una selección adecuada.

**Filtros de absorción.** Para eliminar las armónicas del sistema, se utilizan filtros sintonizados, a diferentes armónicas presentes. Es por ello que es indispensable un adecuado dimensionamiento de los filtros, además de conectarles las protecciones idóneas.

## CAPITULO II

# ANALISIS DE FOURIER

### INTRODUCCION

En un sistema de potencia ideal, la energía es alimentada con una sencilla y constante frecuencia, niveles de voltaje específicos de magnitudes constantes. Los problemas de desviación de voltaje y frecuencia están sujetos al análisis de sistemas de potencia convencional. El problema de distorsión de formas de onda no es un nuevo fenómeno y contienen proporciones aceptables, éste problema resulta de incrementos de los rangos de potencia. La desviación de sinusoides es generalmente expresada en términos de componentes armónicos.

Colocando en perspectiva histórica, es necesario ir atrás a los siglos 18 y 19, en donde varios matemáticos y en particular J.B.J. Fourier (1768-1830) inició con los cálculos básicos de armónicas.

Con referencia a las armónicas en Sistemas de Potencia, en 1920 y 1930 donde la distorsión de formas de onda causados por convertidores fue desarrollado. Durante 1950 y 1960 el estudio de armónicas en convertidores fue desarrollada para transmisión de voltaje.

### NATURALEZA DE ARMONICAS

El término Armónica es originario de acústico, donde ésto significa la vibración de una columna de aire a una frecuencia, la cual es múltiplo de la frecuencia básica de repetición.

Similarmente con señales eléctricas, una armónica es definida como el contenido de señal de ésta frecuencia que es una integral múltiplo del actual sistema de frecuencia o frecuencia principal producida por los generadores.

Cuando una señal compleja es vista en un osciloscopio, es observada en el dominio del tiempo, para cualquier instante dado en el tiempo, la amplitud de la forma de onda es desplegada.

Si ésta misma señal es aplicada a un amplificador de alta fidelidad, el resultado de sonidos es una mezcla de frecuencias. En acústica es aceptable que en los efectos audibles no se vea afectado la relación de fase. Pero éste no es el caso en señales eléctricas, donde la posición de armónicas y la relación de fases en la misma armónica de diferente fuente puede alterar los efectos considerablemente.

La consecuencia más obvia de armónicas en sistemas de potencia es la degradación de la comunicación telefónica causada por ruido armónico inducido. Además de mala operación de la protección y control de equipo y las sobrecargas de aparatos de potencia y sistemas.

Sin embargo, el diseño de equipos generalmente asume la existencia de fuentes de voltaje libres de distorsión armónica. Los alimentadores de electricidad normalmente abogan responsabilidad en armónicas para introducir estándares o recomendaciones para la limitación de niveles de voltaje armónico a punto de acoplamiento común entre consumidores.

## ANALISIS DE ARMONICAS

El análisis armónico es el proceso de calcular las magnitudes y fases de la fundamental y las armónicas de alto orden de las formas de onda periódica.®

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

## CONCEPTOS BASICOS

Funciones periódicas. Una función  $X(t)$  va a ser periódica si ésta se define para todos  $t$  real y si algún número positivo  $T$  tal que:

$$x(t + T) = X(t) \text{ para toda } t$$

**T** es llamado periodo de una función. Tal como una función puede ser representada por la repetición periódica de una forma de onda a intervalos de **T**. Si **k** es una integral, entonces:

$$x(t + kT) = x(t) \text{ para toda } t$$

si dos funciones  $x_1(t)$  y  $x_2(t)$  tienen el mismo periodo **T**, entonces la función

da: 
$$x_3(t) = ax_1(t) + bx_2(t)$$

donde **a** y **b** son constantes.

**Funciones ortogonal.** Dos funciones no cero  $x_1(t)$  y  $x_2(t)$  son consideradas ortogonal sobre un intervalo  $t_1 \rightarrow t_2$  si:

$$\int_{t_1}^{t_2} x_1(t) x_2(t) dt = 0$$

ANALISIS DE FOURIER

**Coeficientes y Series de Fourier.** La Serie de Fourier de una función periódica  $x(t)$  está expresada por:

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

Esto constituye una representación en el dominio de la frecuencia de una función periódica. En ésta expresión,  $a_0$  es el valor promedio de la función  $x(t)$ , donde  $a_n$  y  $b_n$  son los coeficientes de la serie, son los componentes rectangulares de la  $n$  armónica. Para la correspondiente  $n$  armónica su vector es:

$$A_n \phi_n = a_n + j b_n$$

con una magnitud:

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \text{ y un ángulo de fase: } \phi_n = \tan^{-1} \frac{b_n}{a_n}$$

Para una función dada  $x(t)$ , el coeficiente constante  $a_0$ , puede ser derivado por la integración de ambos lados de la ecuación, desde  $-T/2$  a  $T/2$ .

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

La Serie de Fourier del lado derecho puede ser integrado término por término. Dando :

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

El primer término en el lado derecho es igual a  $T a_0$ , en donde las otras integrales son cero el coeficiente constante de la Serie de Fourier está dado

por:

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

La cual es el área sobre la curva de  $x(t)$   $-T/2$  a  $T/2$ , dividido por el periodo de la forma de onda,  $T$ . El coeficiente  $a_n$  puede ser determinado multiplicando la (Ecuación 1) por  $\cos(2\pi m t/T)$ , donde  $m$  es una integral fija y positiva e integrando entre  $-T/2$  y  $T/2$ .

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

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

El primer término en el lado derecho es cero, donde el segundo término es igual a  $a_n T/2$ . Los coeficientes  $a_n$  pueden ser obtenidos de:

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

Para determinar el coeficiente  $b_n$ , la (Ecuación 1) es multiplicada por el  $\sin(2\pi nt/T)$  y por un argumento similar al siguiente:

$$b_n = 2 \int_{-T/2}^{T/2} x(t) \sin(2\pi nt) dt \quad \text{para } n = 1 \rightarrow \infty$$

Estas ecuaciones son expresadas en términos de frecuencia angular

como sigue:

$$a_0 = 1 \int_{-\pi}^{\pi} x(\omega t) d(\omega t)$$

$$a_n = 1 \int_{-\pi}^{\pi} x(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t)$$

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

La fórmula general para los coeficientes de Fourier puede ser representada como la suma de dos integrales separadas:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} x(t) \cos(2\pi nt) dt + \frac{2}{T} \int_{-T/2}^0 x(t) \cos(2\pi nt) dt$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} x(t) \sin(2\pi nt) dt + \frac{2}{T} \int_{-T/2}^0 x(t) \sin(2\pi nt) dt$$

Reemplazando  $t$  por  $-t$  en la segunda integral de la ecuación, con límites  $(-T/2, 0)$ :

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} x(t) \cos(2\pi nt) dt + \frac{2}{T} \int_{T/2}^0 x(-t) \cos(-2\pi nt) d(-t)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} x(t) + x(-t) \cos(2\pi nt) dt$$

similarmente:

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} x(t) - x(-t) \sin(2\pi nt) dt$$

**SIMETRÍA ANTIGUA.** La forma de onda para la simetría antigua si:  $x(t) = -x(-t)$ ; entonces el término  $a_n$  viene a cero para toda  $n$ , donde:

$$b_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} x(t) \sin(2\pi nt) dt$$

**SIMETRÍA IMPAR.** Se tiene la forma de onda de simetría impar si:  $x(t) = x(-t)$ , en este caso:  $b_n = 0$  para toda  $n$ .

$$a_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} x(t) \cos(2\pi nt) dt$$

Las series de Fourier para funciones impar deben de contener únicamente términos coseno.

**SIMETRIA DE 1/2 ONDA.** Una función  $x(t)$  tiene simetría de media onda si:

$$x(t) = -x(t + T/2),$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) \cos(2\pi nt) dt$$

Reemplazando  $(t)$  por  $(t + T/2)$  en el intervalo  $(T/2,0)$ ,

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) \cos(2\pi nt) dt + 2 \int_{-T/2+T/2}^{0+T/2} x(t + T/2) \cos(2\pi n(t + T/2)) dt \\ &= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) \cos(2\pi nt) - \cos(2\pi nt + n\pi) dt \end{aligned}$$

por definición  $x(t) = -x(t + T/2)$ :

$$\cos(2\pi nt + n\pi) = -\cos(2\pi nt)$$

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

$$a_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} x(t) \cos(2\pi nt) dt$$

Sin embargo, si  $n$  es una integral impar, entonces:

$$\cos(2\pi nt + n\pi) = \cos(2\pi nt)$$

similarmente:

$$b_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} x(t) \sin(2\pi nt) dt$$

## TRANSFORMADA DE FOURIER

Nos proporciona un método para expresar las señales de entrada periódicas, no senoidales, como suma de sinusoides. Cada una de éstas componentes senoidales se puede considerar aplicada a un sistema lineal y su respuesta particular senoidal determinada por medio de fasores y de  $H(j\omega)$ .

Se va a analizar como poder modificar éste método para operar también con formas de onda no periódicas. Si se tiene un pulso único, de forma arbitraria, en lugar de un tren de ondas periódicas repetitivas. Los fasores y la serie de Fourier son procedimientos que no pueden utilizarse para expresar tales pulsos. Para poderlas expresar, debemos generalizar la Serie de Fourier en la Transformada de Fourier, y de ésta forma, se verá que la serie es capaz de operar no sólo con todas las señales de entrada periódicas, sino también con muchas formas de pulsos no periódicos.

La Transformada de Fourier es la herramienta analítica que descubre la forma en que tales funciones de tiempo, como las sinusoides, impulsos, etc., se pueden expresar en el dominio de la frecuencia.

## TRANSICION DE LA SERIE DE FOURIER A LA TRANSFORMADA DE FOURIER

Verificar el cambio del espectro discreto al continuo, cuando pasamos de una onda periódica a otra no periódica. En todos los espectros discretos de la Serie de Fourier, el espacio entre las líneas es la frecuencia fundamental  $\omega_0$  donde  $\omega_0 = 2\pi/T$ , de forma que un valor elevado de  $T$  significa un menor espacio entre líneas y viceversa. Si se supone que en una  $f(t)$  periódica dejamos fija la onda de un solo ciclo, pero, si se retrasa la iniciación del próximo ciclo un tiempo cada vez más largo. O bien, si se mantiene fijo un ciclo y se hace que el periodo  $T$  aumente indefinidamente:

$$f(t) = \sum_{K=-\infty}^{\infty} \alpha_k e^{-jk \omega_0 t}$$

Puesto que la distancia entre los armónicos adyacentes es  $\omega_0 = 2\pi/T$ , si  $T$  tiende a infinito,  $\omega_0$  se aproximará a cero. Las líneas del espectro se desplazan acercándose cada vez más hasta llegar a unirse formando un espectro continuo.

### DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

La configuración del espectro total de módulos y fases queda determinada por la forma y duración del único pulso que permanece en la  $f(t)$ , ahora no periódica. Se utilizará la forma exponencial de la Serie de Fourier.

$$f(t) = \sum_{K=-\infty}^{\infty} \alpha_k e^{-jk \omega_0 t}$$

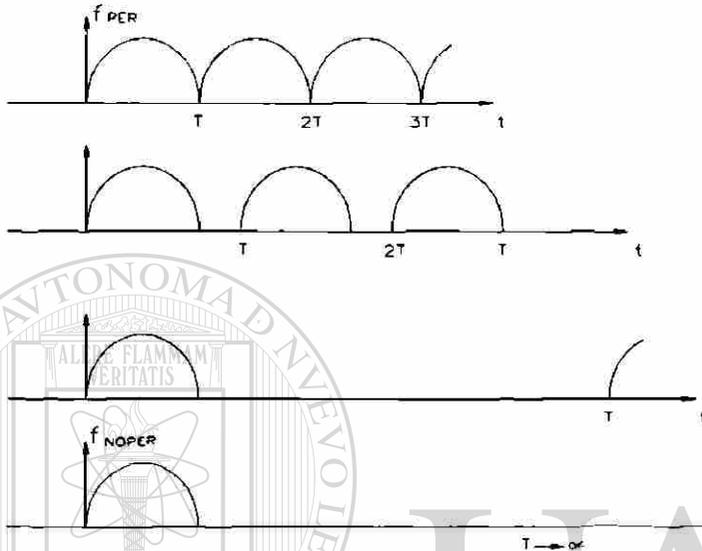
donde:

$$\alpha_k = 1/T \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) e^{-jk \omega_0 t} dt$$

se toma  $t_0 = -T/2$ :

$$\alpha_k = 1/T \int_{-T/2}^{+T/2} f(t) e^{-jk\omega_0 t} dt$$

El periodo  $T$  aumenta sin límite para obtener una onda no periódica.



En el límite, para  $T \rightarrow \infty$

se ve que  $\omega_0 = 2\pi/T \Rightarrow d\omega$

resulta  $1/T = d\omega/2\pi$

puesto que  $k\omega_0 \Rightarrow \omega$

es una variable de frecuencia continua, la suma se convierte en una integral.

Sustituyendo

$$1/T \Rightarrow d\omega/2\pi \quad \text{y} \quad k\omega_0 \Rightarrow \omega$$

en:

$$\alpha_k = 1/T \int_{-T/2}^{+T/2} f(t) e^{-jk\omega_0 t} dt$$

obtenemos

$$\alpha_k = d\omega/2\pi \int_{t=-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt$$

sustituyendo ésta ecuación en  $f(t) = \sum_{K=-\infty}^{\infty} \alpha_k e^{-jk\omega_0 t}$  en el límite obtenemos:

$$f(t) = \int_{w=-\infty}^{\infty} \left[ \int_{t=-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt \right] e^{j\omega t} dt$$

Al calcular la ecuación entre corchetes, se observa que está en función de

$w$ , si se designa por  $F(w)$ :

$$F(w) = \int_{t=-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt$$

También se puede escribir como:  $f(t) = 1/(2\pi) \int_{w=-\infty}^{\infty} F(w) e^{j\omega t} dw$

Para indicar la Transformada de Fourier se utiliza:

$$F[f(t)] = F(w) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt$$

y para indicar la Transformada de Fourier de una señal variable en el tiempo  $f(t)$  y para indicar el proceso inverso, que consiste en obtener la función del

tiempo  $f(t)$  a partir de la Transformada  $F(w)$  en el dominio de la frecuencia. La letra minúscula significa una función del tiempo cuya transformada se designa por la misma letra pero mayúscula.

$$F^{-1}[F(w)] = f(t) = 1/(2\pi) \int_{-\infty}^{\infty} F(w) e^{j\omega t} dw$$

La Transformada de Fourier es una operación lineal, siendo la transformada una suma lineal de las transformadas;

$$\begin{aligned} F[af_1(t) + bf_2(t)] &= \int_{-\infty}^{\infty} [af_1(t) + bf_2(t)] e^{j\omega t} dt \\ &= a \int_{-\infty}^{\infty} f_1(t) e^{j\omega t} dt + b \int_{-\infty}^{\infty} f_2(t) e^{j\omega t} dt \end{aligned}$$

$$= a F_1(\omega) + b F_2(\omega)$$

Aquí pueden ser aplicables los Principios de Homogenidad y Superposición.

La ecuación:  $F(\omega) = \int_{t=-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt$  da un valor para  $f(\omega)$ .

La representación del módulo de  $F(\omega)$  en función de la frecuencia, se llama Espectro de Módulo, y la representación del ángulo de  $F(\omega)$  en función de la frecuencia, Espectro de Fase.

Si se aplica un pulso no periódico  $f_1(t)$  como señal de entrada a un sistema con una función de transferencia  $H(s)$ , se utiliza el mismo método dado en la Serie de Fourier para obtener la respuesta del sistema:

1.- Se obtiene la Transformada de Fourier de  $f_1(t)$  :

$$F_1(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f_1(t) e^{-j\omega t} dt$$

2.- Se multiplica  $F_1(\omega)$  por  $H(j\omega)$  para obtener la transformada de salida:

$$f_2(\omega)F_2(\omega) = F_1(\omega) H(j\omega)$$

3.- Se encuentra la transformada inversa de  $F_2(\omega)$  para obtener:

$$F_2(t) = 1/(2\pi) \int_{-\infty}^{\infty} f_2(\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

Este proceso es completamente análogo a la obtención del producto de dos números mediante sus logaritmos, sumándolos, y después tomando el antilogaritmo.

La ecuación  $F_2(w) = F_1(w) H(jw)$ , es un método válido para obtener la respuesta a estado cero de un sistema lineal.

La convolución de una entrada  $F_1(t)$  con la respuesta  $h(t)$  a un impulso-unidad de un sistema, produce la respuesta  $F_2(t)$  a estado cero del sistema.

$$F_2(w) = F_1(w) H(w) = \int_{-\infty}^{\infty} f_1(t) e^{-j\omega t} dt \int_{-\infty}^{\infty} h(\lambda) e^{-j\omega \lambda} d\lambda_1$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f_1(t) h(\lambda) e^{-j\omega(t+\lambda)} dt d\lambda$$

sustituyendo  $t = t + \lambda$ , obtendremos:

$$f_2(w) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f_1(t) h(t-\lambda) dt e^{-j\omega t} dt$$

La integral exterior es la Transformada de Fourier de la integral interior:

$$f_2(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f_1(t) h(t-\lambda) dt = f_1(t) * h(t)$$

El espectro del módulo de un impulso-unidad:

$$F[\delta(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) e^{-j\omega t} dt$$

La función impulso es nula; salvo en el origen, los límites de integración se reducen a  $0^-$  y  $0^+$ , así:

$$F[\delta(t)] = \int_{0^-}^{0^+} \delta(t) e^{-j\omega t} dt = \int_{0^-}^{0^+} \delta(t) (1) dt = 1$$

Resulta una constante (la unidad) para todos los valores de la frecuencia  $-\infty < \omega < \infty$ . Todo el espectro de fase es igual a cero. Luego un

impulso contiene todas las frecuencias; para producir un impulso se deben producir frecuencias que ocupen todo el margen hasta  $\omega = \infty$ .

La ecuación: 
$$f_2(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f_1(t) h(t-t) dt e^{-j\omega t} dt$$

establece que:

$$f_2(\omega) = F_1(\omega) H(j\omega) = F[\delta(t)] H(\omega) = (1) H(\omega) = H(\omega)$$

$$f_2(t) = F^{-1}[f_2(\omega)] = F^{-1}[H(\omega)]$$

Este resultado nos determina experimentalmente la respuesta a un impulso de un sistema lineal real, su transformada de Fourier  $F[h(t)] = H(\omega)$  es la Función de Transferencia.

## TRANSFORMADAS DE FOURIER DE ONDAS SENOIDALES

Ejemplo para obtener la transformada de funciones del tiempo senoidales

o cosenoidales: Obtener  $F[A \cos \omega_0 t]$

Obtener  $F[A \sin \omega_0 t]$

$$A \cos \omega_0 t = A \frac{e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0 t}}{2} = \frac{A}{2} e^{j\omega_0 t} + \frac{A}{2} e^{-j\omega_0 t}$$

$$\begin{aligned} F[A \cos \omega_0 t] &= F\left[\frac{A}{2} e^{j\omega_0 t} + \frac{A}{2} e^{-j\omega_0 t}\right] \\ &= F\left[\frac{A2\pi}{2} \left(\frac{1}{2\pi} e^{j\omega_0 t}\right) + \frac{A2\pi}{2} \left(\frac{1}{2\pi} e^{-j\omega_0 t}\right)\right] \\ &= A\pi \left[\delta(\omega - \omega_0) + \delta(\omega + \omega_0)\right] \end{aligned}$$

Así la descripción de  $A \cos \omega_0 t$  en el dominio de la frecuencia es un par de impulsos, uno en  $\omega = \omega_0$ , y otro en  $\omega = -\omega_0$ , cada uno con un área igual a  $A\pi$ .

El espectro de fase es cero para ambos casos  $\omega = \pm \omega_0$ , Análogamente se puede obtener:  $F[A \sin \omega_0 t] = F[1/2 (e^{j\omega_0 t} - e^{-j\omega_0 t})] = j A \pi [\delta(\omega + \omega_0) - \delta(\omega - \omega_0)]$

El espectro de fase es  $90^\circ$  para  $\omega = -\omega_0$ , y nulo para el resto de frecuencias. Si se conoce la Transformada de Fourier  $F(\omega)$  de una función  $f(t)$ , se puede obtener la Transformada de Fourier de la derivada respecto al tiempo de  $f(t)$ , suponiendo que exista.

Esto es dado que  $F[f(t)] = F(\omega)$  y  $f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) e^{j\omega t} d\omega$

derivando ambos miembros se obtiene:  $\frac{d}{dt} f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} j \omega F(\omega) e^{j\omega t} d\omega$

La derivada n-ésima es:  $\frac{d^n}{dt^n} f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} [(j \omega)^n F(\omega)] e^{j\omega t} d\omega$

$$F\left[\frac{d^n}{dt^n} f(t)\right] = (j \omega)^n F(\omega)$$

Se supone que se tiene un sistema lineal de tiempo invariable expresado por su ecuación diferencial lineal de orden n-ésimo. Se designa la entrada por  $x(t)$  y la salida por  $y(t)$ .

$$\begin{aligned} a_n \frac{d^n y}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \dots + a_2 \frac{d^2 y}{dt^2} + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y \\ = b_m \frac{d^m x}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} x}{dt^{m-1}} + \dots + b_2 \frac{d^2 x}{dt^2} + b_1 \frac{dx}{dt} + b_0 x \end{aligned}$$

Utilizando la propiedad de linealidad:

$$\begin{aligned} a_n (j \omega)^n y(\omega) + a_{n-1} (j \omega)^{n-1} y(\omega) + \dots + a_2 (j \omega)^2 y(\omega) + a_1 j \omega y(\omega) + a_0 y(\omega) \\ = b_m (j \omega)^m x(\omega) + b_{m-1} (j \omega)^{m-1} x(\omega) + \dots + b_2 (j \omega)^2 x(\omega) + b_1 j \omega x(\omega) + b_0 x(\omega) \end{aligned}$$

ó:

$$y(w) = \frac{b_m(jw)^m + b_{m-1}(jw)^{m-1} + \dots + b_2(jw)^2 + b_1jw + b_0}{a_n(jw)^n + a_{n-1}(jw)^{n-1} + \dots + a_2(jw)^2 + a_1jw + a_0} X(w)$$

Cualquier función periódica que tenga una expresión de la Serie de Fourier puede ser tratada como la suma de un conjunto de sinusoides.

### TRANSFORMADAS DE FOURIER DE ONDAS PERIODICAS EN GENERAL

Puesto que la Serie de Fourier de una onda periódica  $f_{per}(t)$  se puede expresar como una suma de exponenciales complejas.

$$f_{per}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \alpha_k e^{jk w_0 t}$$

donde:

$$\alpha_k = 1/T \int_{t_0}^{t_0+T} f_{per}(t) e^{-jk w_0 t} dt$$

La Transformada de Fourier de una función periódica desarroltable en Serie de Fourier puede ser escrita en función de los coeficientes de la serie:

$$F_{per}(w) = F[f_{per}(t)] = F\left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} \alpha_k e^{jk w_0 t}\right] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \alpha_k F[e^{jk w_0 t}]$$

$$= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \alpha_k 2\pi \delta(w - k w_0)$$

Esta ecuación indica que el espectro de módulo  $|F(w)|$  de una función periódica es un tren de impulsos en el dominio de la frecuencia, cada uno de ellos situado a un múltiplo de la frecuencia fundamental  $w_0$ . El área de cada impulso es igual al producto de  $2\pi$  por el módulo del coeficiente  $\alpha_k$

correspondiente de la Serie de Fourier. El espectro de fase está dado por el ángulo de cada  $\alpha_k$  para  $kw_0$ . Estos espectros de impulso corresponden al espectro de líneas de la Serie de Fourier.

### **EJEMPLOS.**

**Ejemplo 1:** Obtener la Transformada de Fourier de una señal cuadrada de tensión periódica que tiene simetría par y amplitud  $V$ , tal como se indica en la figura. También para un tren de ondas de impulso-unidad en el dominio

del tiempo, dado por :

$$f_{\delta}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT)$$

Primero se obtienen los coeficientes de la Serie de Fourier:

$$\alpha_k = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) e^{-jkw_0 t} dt = \frac{1}{T} \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} V e^{-jkw_0 t} dt = \frac{V}{-jkw_0 T} (e^{-jkw_0 \Delta/2} - e^{jkw_0 \Delta/2})$$

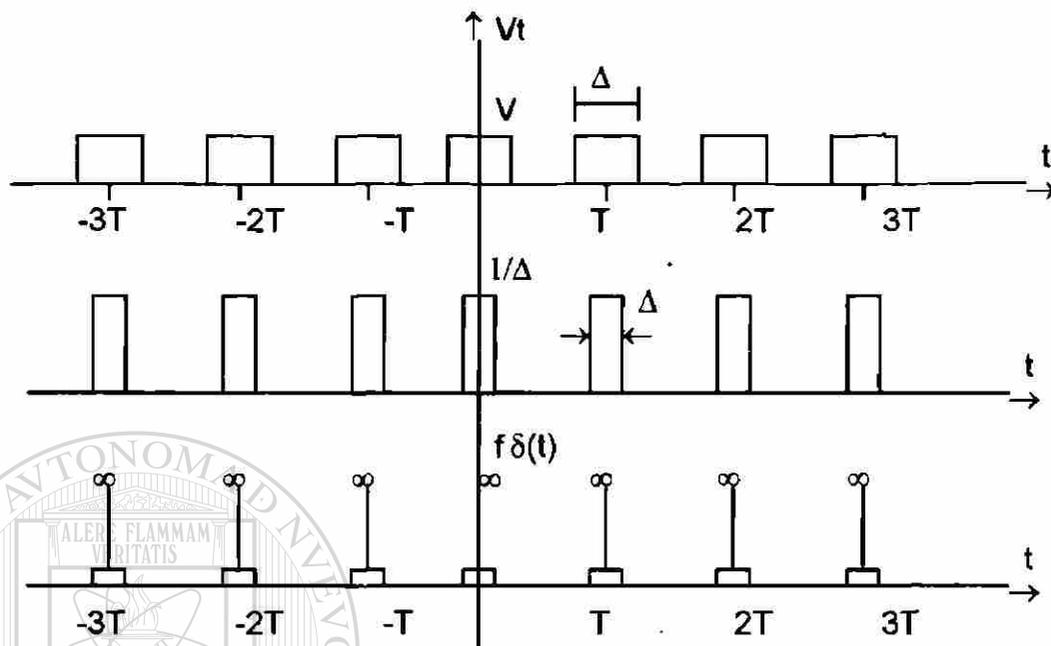
$$\alpha_k = \frac{V\Delta}{T} \frac{\text{sen } kw_0 \Delta/2}{kw_0 \Delta/2}$$

La Transformada de Fourier es:

$$F_{\text{per}}(w) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \alpha_k 2\pi \delta(w - kw_0)$$

$$F_V(w) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} 2\pi \frac{V\Delta}{T} \frac{\text{sen } kw_0 \Delta/2}{kw_0 \Delta/2} \delta(w - w_0)$$

El espectro de amplitud  $V(f)$  consiste en un tren de impulsos con áreas proporcionales a  $(\text{sen } X)/X$ , donde  $X = kw_0 \Delta/2$ .

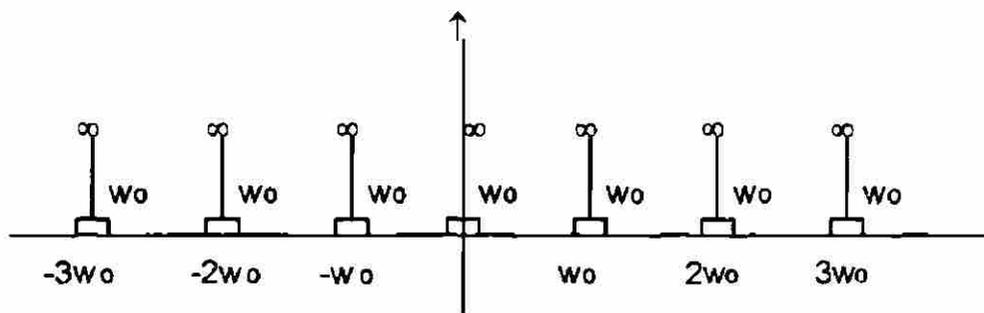


$F_{\delta}(w) = F[f_{\delta}(t)]$  donde:  $f_{\delta}(t+T) = f_{\delta}(t)$ , con  $V = 1/\Delta$

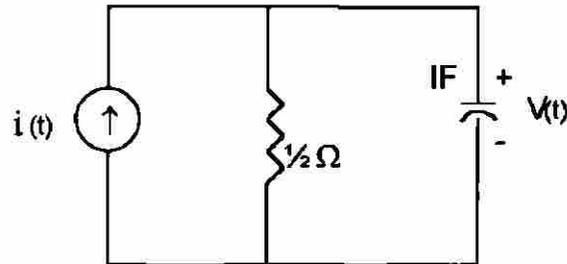
$$F_{\delta}(w) = F\left[\lim_{\Delta \rightarrow 0} V(t)\right] = \lim_{\Delta \rightarrow 0} Fv(w)$$

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN  
 ya que  $2\pi/T = w_0$  y  $\lim_{\Delta \rightarrow 0} \left[ \frac{\text{sen}X}{X} \right] = 1$   
 DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

$$F_{\delta}(w) = \sum_{K=-\infty}^{\infty} w_0 \delta(w - kw_0)$$



**Ejemplo 2:** Dado el sistema lineal de la figura, obtener la respuesta  $V(t)$  en el dominio del tiempo, mediante la Transformada de Fourier, para las funciones de entrada:



$$i_1(t) = 10 \sin(9t + 30^\circ)$$

$$i_2(t) = 4 e^{-t} u(t)$$

La función de Transferencia es:

$$\frac{V(w)}{I(w)} = H(w) Z(w) \quad \text{y} \quad H(w) = \frac{1}{2+jw}$$

A) Para  $i_1(t) = 10 \sin(9t + 30^\circ) = 10 \cos(9t - \pi/3) = 10 \cos 9(t - \pi/27)$

$$F[i_1(t)] = I_1(w) = 10\pi [\delta(w - 9) + \delta(w + 9)] e^{-jw\pi/27}$$

$$V_1(w) = I_1(w) H(w) = 10\pi [\delta(w - 9) + \delta(w + 9)] e^{-jw\pi/27} \frac{1}{2+jw}$$

$$F^{-1}[V_1(w)] = V_1(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} V_1(w) e^{jw t} dw$$

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

cada integral es igual al valor del integrando para el  $w$  en el ocurre el impulso,

o

$$\begin{aligned} V_1(t) &= \frac{10\pi}{2\pi} \left[ \int_{-\infty}^{\infty} \delta(w - 9) \frac{e^{-jw\pi/27} e^{jw t}}{2+jw} dw + \int_{-\infty}^{\infty} \delta(w + 9) \frac{e^{-jw\pi/27} e^{jw t}}{2+jw} dw \right] \\ &= 5 \left[ \frac{e^{-j9\pi/27} e^{j9t}}{2+j9} + \frac{e^{-j9\pi/27} e^{-j9t}}{2+j9} \right] \\ &= 5 \left[ H(j9) e^{j9t} + H(-j9) e^{-j9t} \right] e^{-j\pi/3} \\ &= 10 |H(j9)| \cos \left[ 9t - \frac{\pi}{3} + \angle H(j9) \right] \end{aligned}$$

ya que  $\pi/3 = -60^\circ$  y  $\angle H(j9) = -75.5^\circ$

$V_1(t) = 1.08 \cos(9t - 137.5^\circ)$ . Este resultado es una respuesta a estado estacionario senoidal, que también puede obtenerse mediante fasores.

$$I_1 = 10 \angle -60^\circ \quad Z(j9) = \frac{1}{2+j9} = \frac{1}{9.2 \angle 77.5^\circ} = 0.108 \angle -77.5^\circ$$

B) Para  $i_2(t) = 4e^{-t}u(t)$  se obtiene:

$$V(w) = I(w)H(w) = \frac{4}{1+jw} \frac{1}{2+jw} = \frac{4}{(1+jw)(2+jw)}$$

$$V(w) = \frac{4}{(1+jw)(2+jw)} = \frac{K_1}{1+jw} + \frac{K_2}{2+jw}$$

Se puede obtener  $K_1$  al multiplicar por  $1+jw$  y hacer  $jw = -1$ :

$$\frac{4(1+jw)}{(1+jw)(2+jw)} = K_1 + \frac{K_2(1+jw)}{2+jw}$$

$$\frac{4}{2+jw} \Big|_{jw=-1} = K_1 + 0$$

$$4 = K_1$$

Análogamente:

$$\frac{4(2+jw)}{(1+jw)(2+jw)} \Big|_{jw=-2} = \frac{K_1(2+jw)}{1+jw} \Big|_{jw=-2} + K_2 \quad -4 = 0 + K_2$$

$$v(w) = \frac{4}{1+jw} - \frac{4}{2+jw}$$

por lo tanto:

$$V(t) = (4e^{-t} - 4e^{-2t})u(t)$$

## PROPIEDADES DE LA TRANSFORMADA DE FOURIER

Se puede sustituir el término exponencial de la Transformada de Fourier como se indica:

$$F(w) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) (\cos \omega t - j \sin \omega t) dt$$

donde:  $F(w) = A(w) - j B(w)$        $A(w) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \cos \omega t dt$

$$B(w) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \sin \omega t dt$$

Para el valor de  $w$  se calculan ambas integrales por separado, sumando las áreas bajo los integrandos.  $A(w)$  y  $B(w)$  se les llaman Transformada del seno y coseno, respectivamente. Obsérvese que se sustituye  $w$  por  $-w$ :

$$F(-w) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{+j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) (\cos \omega t + j \sin \omega t) dt = A(w) + jB(w)$$

Para cualquier  $f(t)$  que tenga una Transformada de Fourier:

$$F(-w) = A(w) + jB(w) = F(w) \quad \text{por lo tanto,} \quad F(w) F(-w) = F(w)F(w) = |F(w)|^2$$

Si  $f(t)$  es una función real del tiempo,  $A(w)$  y  $B(w)$  son ambas funciones reales de  $w$ .  $A(w)$  tiene simetría par respecto de  $w$  y  $B(w)$  es impar.

$$|F(w)|^2 = F(w) F(w)^* = [A(w) - jB(w)] [A(w) + jB(w)] = A^2(w) + B^2(w)$$

La función de  $w$  es real y con simetría par. El cuadrado de una función par es par. El cuadrado de una función impar es también par.

**EJEMPLO:** Utilizando la propiedad de desplazamiento de frecuencia, obtener

$$F[f(t)\cos w_0 t] \quad \text{sabiendo que} \quad F[f(t)] = F(w).$$

$$F[f(t)\cos w_0 t] = F\left[f(t) \frac{1}{2} e^{jw_0 t} + f(t) \frac{1}{2} e^{-jw_0 t}\right] = \frac{1}{2} F(w - w_0) + \frac{1}{2} F(w + w_0)$$

Para determinar el espectro de señales con modulación de amplitud (AM).

Una señal  $f(t)$  en AM viene dada por:  $f(t) = A[1 + m(t)] \cos w_0 t$ , donde:

$m(t)$  = señal de modulación (voz, música, etc.)

$A$  = amplitud de señal transmitida

$w_0$  = frecuencia portadora

si  $m(t) = 0$ , no se transmite información, aunque se esté transmitiendo

$A \cos w_0 t$ .

Si existe alguna señal de modulación, se tiene  $m(t)$ .

$$F[m(t)] = M(w) \quad \text{y entonces,}$$

$$F[A\{1+m(t)\} \cos w_0 t] = F[A \cos w_0 t] + F[A m(t) \cos w_0 t]$$

$$F(w) = A\pi [\delta(w - w_0) + \delta(w + w_0)] + A[M(w - w_0) + M(w + w_0)]$$

La Transformada de Fourier de  $f(t)$  es  $F(w)$  entonces la función del tiempo  $F(t)$  tiene la transformada  $2\pi f(w)$ ; ésto significa que cada vez que se calcula la transformada de una  $f(t)$ , se obtiene al mismo tiempo la solución a otro problema.

Se puede comprobar la Propiedad de Simetría examinando la transformada inversa (multiplicándola por  $2\pi$ ).

$$2\pi f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} F(w) e^{jw t} dw$$

Sustituyendo  $t \rightarrow -t$  tenemos: 
$$2\pi f(-t) = \int_{-\infty}^{\infty} F(w) e^{-jw t} dw$$

Si hacemos  $w = \alpha$  y  $t = \beta$  de forma que: 
$$2\pi f(-\beta) = \int_{\alpha = -\infty}^{\infty} F(\alpha) e^{-j\alpha \beta} d\alpha$$

Puesto que  $\alpha$  es la variable falsa de integración, se puede designar libremente, como por t:

$$2\pi f(-\beta) = \int_{t = -\infty}^{\infty} F(t) e^{-j\beta t} dt$$

sustituyendo  $\beta = w$ :

$$2\pi f(-w) = \int_{t = -\infty}^{\infty} F(t) e^{-jw t} dt = F[F(t)]$$

El espectro del dominio de la frecuencia de una señal de corriente continua de **1 V** es un impulso en la frecuencia cero. La energía de la señal es infinita, porque es de duración infinita en el dominio del tiempo.

$$F[\delta(t)] = 1 = F(w)$$

$$F[F(t)] = 2\pi f(-w) \quad \text{se deduce que:} \quad F[1] = 2\pi \delta(-w) = 2\pi \delta(w)$$

Otra propiedad de la Transformada de Fourier habla del dominio de la frecuencia, se comprime la escala de tiempos de una función. Esta propiedad se expresa:

$$F[f(t)] = F(w)$$

$$F[f(at)] = \frac{1}{|a|} F\left(\frac{w}{a}\right)$$

Lo cual dice que si una función  $f(t)$  se modifica por una expresión de la escala de tiempo, entonces  $F(\omega)$  se expande en el dominio de la frecuencia a una frecuencia más elevada.

### EJEMPLO:

A partir de  $F[\cos 4t] = \pi \delta(\omega - 4) + \pi \delta(\omega + 4)$ , obtener la descripción en el dominio de la frecuencia de  $\cos 8t$ , utilizando la Propiedad de la Compresión de la escala de tiempos. Tomando  $f_1(t) = \cos 4t$ , entonces:

$$f_2(t) = \cos 8t = \cos 4(2t) = \cos 4(at), \quad \text{donde } a = 2,$$

$$f_2(t) = f_1(at)$$

De acuerdo a la ecuación:

$$F[f(at)] = \frac{1}{|a|} F(\omega/a)$$

$$f_2(\omega) = F[f_1(at)] = \frac{1}{|a|} F_1(\omega/a) = \frac{\pi}{2} [\delta(\omega/2 - 4) + \delta(\omega/2 + 4)]$$

se presenta un impulso cuando el argumento es nulo; se deduce:

$$f_2(\omega) = \frac{\pi}{2} [\delta(\omega - 8) + \delta(\omega + 8)]$$

La transformada de fourier de  $\cos 8t$  es:  $F[\cos 8t] = \pi\delta(\omega - 8) + \pi\delta(\omega + 8)$

Se puede comprobar la propiedad del cambio de escala de tiempos como sigue:

$$F[f(\tau)] = \int_{-\infty}^{\infty} f(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau$$

$$F[f(at)] = \int_{-\infty}^{\infty} f(at) e^{-j\omega t} dt$$

si se sustituye  $at = x$  en el segundo miembro, resulta

$$F[f(at)] = \frac{1}{a} \int_{-\infty}^{\infty} f(x) e^{-jwx/a} dx$$

de acuerdo con los límites, se supuso  $a > 0$ . Puesto que  $x$  es la variable que no interviene en el proceso de integración se puede denominar libremente  $t$ :

$$F[f(at)] = \frac{1}{a} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j(w/a)t} dt \quad a > 0$$

Si se toma  $a$  negativo, resulta:

$$F[f(at)] = \frac{1}{a} \int_{-\infty}^{\infty} f(x) e^{-j(w/a)x} dx = -\frac{1}{a} \int_{-\infty}^{\infty} f(x) e^{-j(w/a)x} dx$$

$$F[f(at)] = -\frac{1}{a} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j(w/a)t} dt \quad a < 0$$

Si se combinan las ecuaciones para  $a > 0$  y  $a < 0$ , resulta:

$$F[f(at)] = \frac{1}{|a|} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j(w/a)t} dt = \frac{1}{|a|} F_1\left(\frac{w}{|a|}\right)$$

**EJEMPLO.** Teniendo en cuenta que  $F[f_1(t)] = F(w)$ , ¿Cuál es el efecto ocasionado sobre  $f(t)$  si se introduce un cambio de fase de  $-wt_0$  rad en el dominio de la frecuencia?

A) Obtener:  $f_2(t) = F^{-1}\left[F_1(w)e^{-jwt_0}\right]$

B) Obtener:  $F[\delta(t - 3)]$

Para el inciso A):

$$f_2(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_1(w) e^{-jwt_0} e^{jw t} dw$$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_1(w) e^{j(t-t_0)w} dw = f_1(t - t_0)$$

Para el inciso B):  $F[\delta(t)] = F_1(w) = 1$

$$F[\delta(t-3)] = F_2(w) = 1e^{jw3} = 1 \underline{j-3w}$$

$$|F_2(w)| = 1 \text{ y } \underline{j-3w}$$

**EJEMPLO:** Obtener la Transformada de Fourier,  $F(w)$  de  $f(t) = Ae^{-at} u(t)$ .

$$\begin{aligned} F(w) &= F[Ae^{-at}u(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} [Ae^{-at}u(t)] e^{-j\omega t} dt = A \int_0^{\infty} e^{-(a+j\omega)t} dt \\ &= \frac{-A}{a+j\omega} e^{-(a+j\omega)t} \Big|_0^{\infty} = \frac{A}{a+j\omega} \end{aligned}$$

Los espectros de amplitud y fase son:

$$|F(w)| = \frac{A}{\sqrt{a^2 + w^2}} \text{ y } \angle F(w) = -\tan^{-1} \frac{w}{a}$$

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

**EJEMPLO:**

A) Obtener  $f(t)$  a la que corresponde  $F(w) = \delta(w - w_0)$ , que es un impulso-unidad en el dominio de la frecuencia, localizado en una frecuencia específica,  $w=w_0$ .

B) Obtener  $f(t)$  si  $F(w) = \delta(w + w_0)$ .

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \delta(w - w_0) e^{j\omega t} dw = \frac{1}{2\pi} \int_{w_0}^{w_0} \delta(w - w_0) e^{j\omega t} dw$$

$$= \frac{1}{2\pi} e^{j\omega_0 t} \int_{-\infty}^{\infty} \delta(\omega - \omega_0) d\omega = \frac{1}{2\pi} e^{j\omega_0 t}$$

B) Con el impulso localizado en  $\omega = -\omega_0$ , obteniéndose:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} e^{-j\omega_0 t}$$

### ESPECTRO DE LA DENSIDAD DE ENERGIA

Si  $f(t)$  es la tensión o la corriente, aplicada a una resistencia de 1 ohms, la energía total en el pulso  $f(t)$  viene dada por:

$$\int_{-\infty}^{\infty} f^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \frac{1}{2\pi} = \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) e^{j\omega t} dt$$

cuando cambia el orden de integración:

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) \left[ \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{j\omega t} dt \right] d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) F(-\omega) d\omega$$

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |F(\omega)|^2 d\omega = \int_{-\infty}^{\infty} f^2(t) dt$$

Se le conoce como Teorema de Parseval. Así se puede interpretar la representación de  $(1/2\pi) [|F(\omega)|^2]$ , en función de la frecuencia, como el espectro de la densidad de energía. La integral del cuadrado del módulo de  $F(\omega)$ , entre dos frecuencias cualesquiera, es el producto de la energía contenida entre éstas dos frecuencias por  $2\pi$ .

## LA CONVOLUCION EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA

$$F[f_1(t)] = F_1(w)$$

$$F[h(t)] = H(w)$$

$$f_1(t) * h(t) = f_2(t)$$

$$F_1(w) H(w) = F_2(w)$$

La inversa también se cumple: la multiplicación en el dominio del tiempo es equivalente a la Convolución en el Dominio de la Frecuencia. Se puede comprobar suponiendo que se tienen tres funciones del tiempo:

$$f_1(t), f_2(t) \text{ y } f_3(t) \text{ tales que: } F[f_1(t)] = F_1(w)$$

$$F[f_2(t)] = F_2(w)$$

$$F[f_3(t)] = F_3(w)$$

$$f_3(t) = f_1(t) f_2(t)$$

Se puede obtener  $f_3(t)$  en función de  $F_1(w)$  y  $F_2(w)$ , o se puede expresar en función de las transformadas inversas.

$$f_3(t) = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} F_1(\Omega) F_2(\psi) e^{j\Omega t} e^{j\psi t} d\psi d\Omega$$

$$= \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\infty}^{\infty} F_1(\Omega) \int_{-\infty}^{\infty} F_2(\psi) e^{j(\Omega+\psi)t} d\psi d\Omega$$

Si se hace  $w = \psi + \Omega$  en la integral interna  $d\psi = d\Omega$ , o sea,

$$f_3(t) = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\infty}^{\infty} F_1(\Omega) \int_{-\infty}^{\infty} F_2(w-\Omega) e^{jw t} dw d\Omega$$

intercambiando el orden de integración:

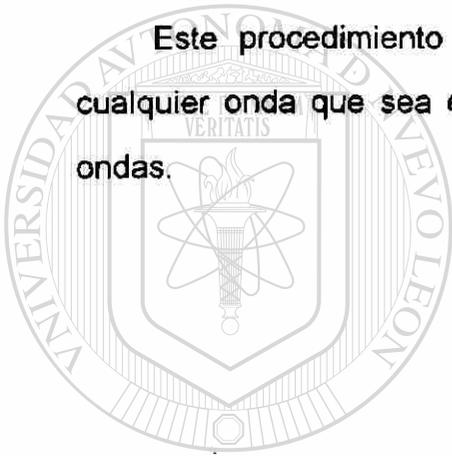
$$f_3(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left[ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_1(\Omega) F_2(w-\Omega) d\Omega \right] e^{jw t} dw$$

Esta expresión de  $f_3(t)$  no es más que la transformada inversa de  $F_3(w)$ , la integral interna entre corchetes debe ser  $F_3(w)$ .

$$f_3(w) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_1(\Omega) F_2(w-\Omega) d\Omega$$

que es la convolución de  $F_1(w)$  con  $F_2(w)$  multiplicada por  $1/2\pi$ .

Este procedimiento cualitativo da idea de la forma del espectro de cualquier onda que sea el producto, en el dominio del tiempo, de otras dos ondas.



# UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



## CAPITULO III

# ANALISIS DE ARMONICAS EN SISTEMAS DE POTENCIA

Se han observado que las formas de onda de voltaje y corriente están extremadamente distorsionadas. A su vez la mayor concentración de los efectos armónicos están en máquinas síncronas y de inducción, problemas con interferencia telefónica y fallas de capacitores de potencia.

La distorsión de las formas de onda de corriente y voltaje en líneas de transmisión de alto voltaje fue investigado en 1920. Algunas de éstas investigaciones encontradas fueron revisadas para considerar caso típico el de líneas de transmisión de 20 kV. Se envió una fem que contenía el 7% de la tercera armónica y al final de la línea se recibió el 53% de la tercera armónica. En condiciones de sobrecarga, la tercera armónica al final de la línea se redujo del 53% al 28%.

El factor de potencia al lado del generador es de 0.848 para un contenido de armónicas comparado a 0.96 para armónicas libres en onda senoidal. El

factor de potencia al lado de la carga es 0.82 para armónicas libres en formas de onda senoidal y es medido 0.75.

Para la construcción de motores de inducción en 1930, las armónicas fueron causadas por vibraciones y sonidos periódicos. Al tomar lectura de la potencia de entrada, es diferente dependiendo del contenido de armónicas. La corriente del rotor es también diferente para varios contenidos de armónicas.

### ARMONICAS EN SISTEMAS C. A.

Los problemas de armónicas en sistemas de potencia pueden ser traceado en general a un número de factores. Estos factores incluyen:

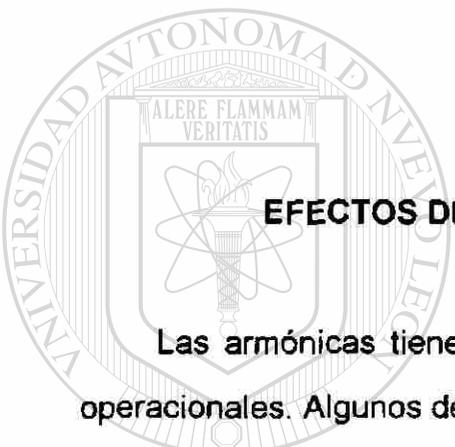
a).- El incremento drástico en el uso de cargas no lineales hace posible el uso de nuevas tecnologías. Rectificadores controlados de silicio (SCR) y microprocesadores.

b).- Los cambios en la filosofía del diseño de los equipos de potencia y las cargas de equipos.

El rango de frecuencias armónicas en sistemas de potencia es amplio y tiene que ser consideradas e investigada de la interferencia de frecuencias de radio e interferencia de televisión son muy pequeñas; sin embargo, tienen que ser escritas cerca del rango de bandas de frecuencias bajas desde la segunda armónica a posible 50 kHz. Las frecuencias más dañinas para dispositivos de potencia y máquinas parecen ser las frecuencias bajas rango posiblemente arriba de 5 kHz o frecuencias mayores que pueden interferir en comunicación.

Las frecuencias bajas ciertamente provocan calentamiento en dispositivos y máquinas de inducción y síncronos.

La existencia de armónicas en sistemas de potencia en bandas de baja frecuencia tienen que ser reconocidas. La magnitud y fuentes de éstas armónicas es muy limitado.



## EFFECTOS DE ARMONICAS EN SISTEMAS DE POTENCIA

Las armónicas tienen que ser reportadas como la causa de problemas operacionales. Algunos de éstos efectos son resumizados como sigue:

1.- Sobrecarga en banco de capacitores. El esfuerzo dieléctrico es proporcional a las crestas o picos de voltaje. La potencia total reactiva, incluye frecuencia fundamental y frecuencias armónicas, las cuales no deben de exceder el rango de potencia reactiva del capacitor.

2.- Interferencia con control de onda y sistema de líneas de potencia es posiblemente resultado de armónicas en un sistema. Sistemas de onda usan frecuencias de tono y audio. Sistema portadora emplea frecuencias portadora en rango de 5 - 50 kHz, sirven como líneas de comunicación que llevan a cabo switcheo remoto, control de carga y medición. Las armónicas y el ruido a altas frecuencias pueden producir interferencia a la operación de equipos.

3.-Corrientes armónicas en máquinas de inducción y síncronas causan pérdidas adicionales en calentamiento de éstas máquinas. Estos efectos son la parte más importante atribuibles a las armónicas de bajo orden y de magnitudes altas. Las armónicas de más grande orden en motores de inducción reducen la disponibilidad de torque y velocidad y producen torque parásito a bajas velocidades desde que el motor arranca hasta máxima velocidad.

4.-Los sobrevoltajes y corrientes excesivas en un sistema pueden ser debidos a la resonancia de armónicas en el circuito. Estas resonancias ocurren como resultado de muchas posibilidades diferentes.

Los bancos de capacitores causan resonancia y las líneas de transmisión largas son únicamente dos de las muchas posibilidades.

5.-Inestabilidad dieléctrica del aislamiento de cables es un resultado directo de sobrevoltajes en un sistema.

6.-Interferencia inductiva con sistemas de telecomunicación refiriéndose a los efectos de acoplamiento entre las frecuencias armónicas y las líneas de comunicación. Los efectos dependen principalmente del medio de transferencia, pero un incremento de armónicas debe probablemente tener efectos determinantes.

7.-Errores de inducción en medición de los kilowatts-hora. El resultado de armónicas de la medición de la onda distorsionada, hecha por un dispositivo para medir el valor promedio de formas de ondas casi perfectas.

8.- La existencia de armónicas en sistemas de transmisión y distribución deben ciertamente de incrementarse por los cambios en señales de interferencia y mal funcionamiento de relays, particularmente en sistemas controlados por microprocesadores y estado sólido.

9.- Recientemente las armónicas en sistemas de potencia son consideradas como la causa mayor de problemas de excitación en el control que precede a falla en el generador.

10.- La interferencia de armónicas en controladores de motores grandes causan mayores problemas. Estos efectos dependen de las fuentes de armónicas.

## FUENTES DE ARMONICAS

Las fuentes de armónicas pueden ser divididas en dos categorías:

1.- Fuentes conocidas y establecidas

2.- Fuentes futuras y nuevas

Fuentes de armónicas establecidas. Las fuentes de armónicas conocidas incluyen:

a).- Rizo de diente o rizado en formas de onda elevadas desde las pulsaciones rápidas y oscilaciones de campo flux causado por el movimiento de los polos en frente de los dientes de armadura proyectados. Causan salidas armónicas. Estos rizos de diente causan distorsión en máquinas sincrónicas.

b).- Variaciones en la reluctancia de huecos de aire sobre los polos de las máquinas sincrónicas.

c).- Distorsión flux en máquinas sincrónicas puede deberse a efectos de carga. Las variaciones pulsantes en la carga resultan de cambios súbitos de velocidad en máquinas.

d).-Generación de fem's no sinusoidales resultan de distribución no sinusoidal del flux en huecos de aire en máquinas sincrónicas.

e).-Imposición de pequeño y limitado monto de corrientes no sinusoidales.

**Nuevas y futuras fuentes de armónicas.** Donde las frecuencias de armónicas establecidas son mantenidas presentes en el sistema. La red de potencia está sujeta a nuevas fuentes de armónicas. Estas nuevas fuentes son identificadas y sumarizadas como sigue:

a).-La medición de conservación de energía tal como para mejorar la eficiencia y carga de motores usan dispositivos como semiconductores de potencia y microprocesadores para su operación. Estos dispositivos producen formas de onda de voltaje y corriente con contenido de armónicas.

b).-Transmisión de alto voltaje de corriente directa ya sea en conversión de CD a CA producen ambas corrientes armónicas y la propagación de armónicas en la interconexión. Sin embargo, ésta fuente está limitada a uso de filtros de todas las terminales de CD.

c) .-Otros dispositivos de control de motores tal como controles de velocidad por tracción, también producen formas de onda irregular de voltaje y corriente con contenido de armónicas.

d).-La interconexión de convertidores de potencia solar y de viento con sistemas de distribución causan serias corrientes y voltajes armónicos a la interface entre los fusibles y el sistema de potencia y en éstos dispositivos.

e).- El potencial usado en dispositivos de conservación de energía, tales como magneto-hidrodinámicos, baterías de almacenaje y celdas, inyectan armónicas a la interface entre los fusibles y el sistema de potencia y en éstos dispositivos.

## ANÁLISIS DE ARMÓNICAS Y SUS FUENTES

La red de trabajo contiene circuitos con parámetros no lineales los cuales tienen circuitos no sinusoidales, siempre y cuando el voltaje aplicado sea onda sencilla y pura. Los dispositivos tales como rectificadores, transformadores saturados y redes de transmisión son típicamente los causantes de circuitos no lineales. Las no linealidades deben de causar la distorsión de formas de onda de voltaje y corriente. Un ejemplo típico de formas de onda es un circuito de fase sencilla. La forma de onda final debe de variar considerablemente y depende de la carga y de la fuente de poder. Ya sea fase sencilla o trifásica, una vez que la forma de onda de ambos voltaje y corriente son determinados, el contenido de armónicas puede ser analizado. El análisis sirve para determinar la magnitud y el orden de armónicas es usualmente basado en el Teorema de Fourier y en la Transformada rápida de Fourier.

**Consideración de las nuevas y futuras fuentes de armónicas.** Como ya se había mencionado, las nuevas fuentes de armónicas son significativamente relacionada a nuevas tecnologías de dispositivos de potencia que usan switcheo de semiconductores y microprocesadores. En 1976 Arthur D. Little completó un análisis de consumo eléctrico para motores eléctricos. Algunos de los resultados de éste estudio son de interés.

1.- El consumo de motores eléctricos es cerca del 64% del consumo eléctrico total de Estados Unidos.

2.- Luz, calor y otras aplicaciones mantienen el 36% del consumo total.

3.- El 42% de la energía consumida por motores eléctricos es consumida por motores industriales.

4.- Consumo de drives de motores comerciales tales como bombas de agua y motores residenciales se estima como un 5%, 7%, 9% del consumo eléctrico total.

5.- El 90% de todos los motores eléctricos utilizados son de un rango de 1 a 200 HP y son principalmente usados como bombas, abanicos o sopladores.

Es claro que en la conservación de energía requiere poner atención en motores de inducción, drives de motores y sus eficiencias.

Esto puede tener tres posibilidades:

La primera posibilidad es mejorar el diseño de motores para asegurar alta eficiencia. Esto no debe de producir un incremento de armónicas.

La segunda posibilidad es tener una salida apropiada para motores de alta eficiencia, velocidad constante y carga completa. La variación de carga de motores baja la eficiencia, baja por error entre las constantes de velocidad de los motores y los controladores de carga.

EL camino para conseguir adaptar carga a motores, esto requiere una variable de voltaje/velocidad variable en motores de inducción. La variable voltaje/velocidad variable en controladores de motores, sin embargo, son conocidos la introducción de armónicas. se representa una comparación entre el ancho de pulso en controladores modulados y el sintetizador de C.A. Este sintetizador es aclamado por su mejor forma de onda.

---

Los métodos de control de velocidad variable y voltaje variable son estimados a mejorar la eficiencia de los motores y su operación cerca de un 20% del total. El factor de potencia de máquinas de inducción representa un desarrollo para ahorro de energía en algunos motores y esta es la tercera consideración en conservación de energía. Los controladores operar en motoreres de inducción y son caracterizados por su pobre factor de potencia de 0.17 sin carga. Este factor de potencia incrementa cerca de 0.9 a plena carga. Sin embargo en un sistema de distribución el factor de potencia es mayor que 0.9 . Un examen de formas de onda de voltaje y corriente de motores que contienen armónicas.

Desde el uso de Tecnología de estado sólido y control de motores el problema de armónicas se hizo mayor. Como ejemplo se tiene un controlador para un motor sincrónico y sus formas de onda de voltaje y corriente. En un diagrama esquemático del controlador, se representan sus formas de onda. Al examinar éstas formas de onda se observa una cantidad significativa de voltajes y corrientes armónicas, las cuales son inyectadas a la red de potencia.

### Ejemplos de Fuentes de Armónicas

1.- Transformadores (armónicas de tercer orden).

2.- Hornos de arco.

Armónicas dominantes en la acción de rectificación del arco:

a).- Armónicas de segundo orden, 8%

b).- Armónicas de tercer orden, 6%

c).- Armónicas de cuarto orden, 3%

d).- Armónicas de quinto orden, 4%

e).- Armónicas de sexto orden, 1%

f).- Armónicas de séptimo orden, 3%

3.- Convertidores estáticos de potencia.

a).- Teoría de rectificación

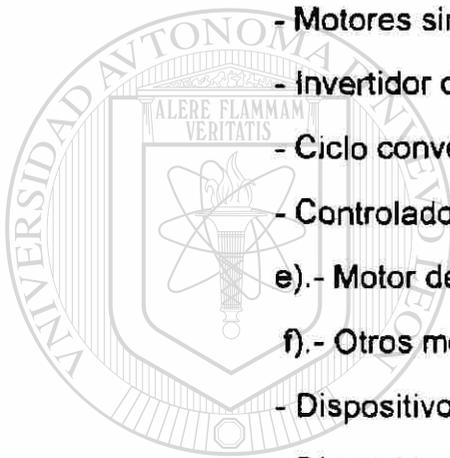
b).- Tipos de carga:

- Electroquímica

- Multipulso

- Mejoramiento de factor de potencia y filtrado

- c).- Drives de motores de CD
  - Operación de seis pulsos
  - Operación de doce pulsos
- d).- Drives de motores de CA (frecuencia ajustable)
  - Convertidores de enlace de CD
  - Voltaje onda cuadrada
  - Invertidor controlado de corriente
  - Motores sincrónicos
  - Invertidor de carga acumulada
  - Ciclo convertidores
  - Controlador estático de switcheo de fase
- e).- Motor de inducción
- f).- Otros motores
  - Dispositivos de descarga por arco
  - Dispositivos de saturación magnética.



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

### **LA RESPUESTA DE LOS SISTEMAS A FUENTES ARMÓNICAS**

La respuesta de los sistemas de potencia a señales armónicas es muy importante como las producidas por el incremento de cargas no sinusoidales.

Los métodos de simulación son necesarios por dos razones: para investigar los problemas potenciales cuando una carga no lineal es agregada y simular y probar soluciones para los problemas existentes.

El análisis del estado estable de armónicas es ejecutado usualmente cuando se trunca la representación de corrientes y voltajes no sinusoidales.

Como resultado, la definición más relacionada con armónicas son descritos en términos de componentes de Series de Fourier. En general el análisis de armónicas requiere definición y matemáticas relacional, ésto es para estudiar la frecuencia fundamental ordinaria.

Las siguientes definiciones describen los sistemas de potencia con corrientes y voltajes armónicas.

Voltaje: 
$$V(t) = \sum_{k=1}^N V_k \text{sen}(K\omega_0 t + \theta_k)$$

Corriente: 
$$i(t) = \sum_{k=1}^N I_k \text{sen}(K\omega_0 t + \phi_k)$$

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Potencia activa: 
$$P = \sum_{k=1}^N V_k I_k \cos(\theta_k - \phi_k)$$

Potencia reactiva: 
$$Q = \sum_{k=1}^N V_k I_k \text{sen}(\theta_k - \phi_k)$$

Volts amperes aparente: 
$$S = [V_{RMS}] [I_{RMS}]$$

Voltaje RMS: 
$$V_{RMS} = \left[ \sum_{k=1}^N V_k^2 \right]^{1/2}$$

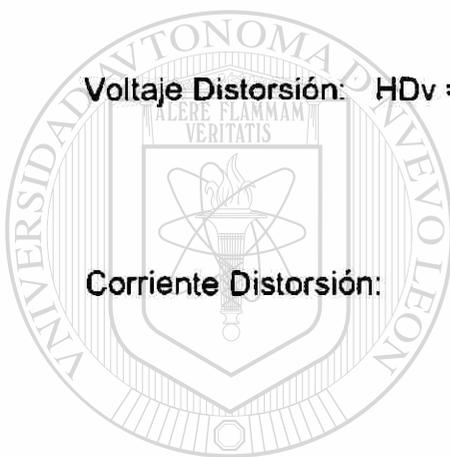
Corriente RMS: 
$$I_{RMS} = \left[ \sum_{k=1}^N I_k^2 \right]^{1/2}$$

Volts de distorsión:  $D^2 = S^2 - P^2 - Q^2$

Voltaje Distorsión: 
$$HD_v = \left[ \sum_{k=2}^N [V_k^2] / V_1 \right]$$

Corriente Distorsión: 
$$HD_i = \left[ \sum_{k=2}^N [I_k^2] / I_1 \right]$$

Factor de potencia:  $P_f = P / S$



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

### PROPIEDADES DE LAS ARMÓNICAS EN SISTEMAS DE TRES FASES

La siguiente simplificación siempre es usada: si el sistema consiste de componentes bilaterales o dispositivos que produzcan fases de voltaje y corriente con simetría de ½ onda.

$$f(t) = -f(t) \pm T/2$$

T = periodo de la forma de onda cuando los voltajes y corrientes armónicas de cualquier orden (2,4,6, etc. no están presentes).

Otra simplificación importante es posible si el sistema de tres fases y las cargas que producen armónicas son balanceadas, ésto puede ser en sistemas de transmisión. En éste caso, las componentes de frecuencia individual pueden ser positivas, negativas o de secuencia cero. Este patrón de fases de voltaje para unas cuantas armónicas y puede ser como sigue:

### FUNDAMENTAL

$$Va_1(t) = V_1 \cos(\omega_0 t + \theta_1)$$

$$Vb_1(t) = V_1 \cos(\omega_0 t - 2\pi/3 + \theta_1)$$

$$Vc_1(t) = V_1 \cos(\omega_0 t + 2\pi/3 + \theta_1)$$

### Segunda armónica

$$Va_2(t) = V_2 \cos(2\omega_0 t + \theta_2)$$

$$Vb_2(t) = V_2 \cos(2\omega_0(t - 2\pi/3\omega_0) + \theta_2)$$

$$= V_2 \cos(2\omega_0 t + 2\pi/3 + \theta_2)$$

$$Vc_2(t) = V_2 \cos(2\omega_0(t + 2\pi/3\omega_0) + \theta_2)$$

$$= V_2 \cos(2\omega_0 t - 2\pi/3 + \theta_2)$$

### Tercera armónica

$$Va_3(t) = V_3 \cos(3\omega_0 t + \theta_3)$$

$$Vb_3(t) = V_3 \cos(3\omega_0(t - 2\pi/3\omega_0) + \theta_3)$$

$$= V_3 \cos(3\omega_0 t + 2\pi/3 + \theta_3)$$

$$Vc_3(t) = V_3 \cos(3\omega_0(t + 2\pi/3\omega_0) + \theta_3)$$

$$= V_3 \cos(3\omega_0 t - 2\pi/3 + \theta_3)$$

### Cuarta armónica

$$V_{a_4}(t) = V_4 \cos(4\omega_0 t + \phi_4)$$

$$\begin{aligned} V_{b_4}(t) &= V_4 \cos(4\omega_0(t - 2\pi/3\omega_0) + \phi_4) \\ &= V_4 \cos(4\omega_0 t + 2\pi/3 + \phi_4) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{c_4}(t) &= V_4 \cos(4\omega_0(t + 2\pi/3\omega_0) + \phi_4) \\ &= V_4 \cos(4\omega_0 t - 2\pi/3 + \phi_4) \end{aligned}$$

Examinando éstas ecuaciones se deduce que la segunda armónica de voltajes es de secuencia negativa, la tercera armónica de voltaje es de secuencia cero, y la cuarta armónica de voltaje es de secuencia positiva. Este mismo patrón alternado también aplica a las corrientes y puede ser expandido a cualquier orden de armónicas.

### Secuencia de fase para armónicas en un sistema trifásico balanceado

<u>Orden de armónicas</u>	<u>Secuencia de fase</u>
1	+
2	-
3	0
4	+
5	-
6	0
7	+
8	-
9	0

Para ésto en sistemas balanceados, los componentes pueden ser representados por sus positivos, negativo e impedancias de secuencia cero con escalas de reactancias acordes a las armónicas de interés.

Este patrón de armónicas y secuencias de fase no aplican para sistemas desbalanceados tales como: sistemas de transmisión o alimentadores de distribución, los cuales siempre están desbalanceados debido a sus cargas.

En situación desbalanceados, las armónicas de cada orden contienen componentes de secuencia positiva, negativa y cero, se recomienda para su solución estudiarlos como un modelo de tres fases completo ya que éste permite examinarlos cada fase por separado.

### MODELOS DE COMPONENTES DE SISTEMAS

Esto es muy importante el usar el adecuado modelo de componentes de sistemas en el estudio de armónicas, la propagación de la señal es dependiente en líneas de transmisión e impedancias de transformadores de las conexiones de las tres fases del transformador, shunt, capacitores y al equivalente shunt e impedancia al neutro de la carga del sistema y de los fusibles del generador.

### DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Las impedancias de secuencia o impedancias de fase individual de componentes de sistemas a varias frecuencias son necesarias, similarmente la respuesta al voltaje aplicado. En mucho de los casos en sistemas de potencia convencional los componentes son asumidos lineales. Los transformadores tienen no linealidad ya sea en saturación o en histerisis y siempre son ignorados y más componentes son modelados con apropiadas combinaciones de resistencia, inductancia y elementos capacitivos, los cuales pueden variar con frecuencia. Las cargas no lineales son tratadas como fuentes de corriente

armónica o son descritas analíticamente en términos de voltaje, corriente o ecuaciones de potencia.

Existen dos tipos de componentes: Lineal y no lineal. Los **componentes lineales** son asumidos como no fuentes de armónicas pero a través de ellos permiten flujo de corrientes armónicas. Los transformadores y las máquinas sincrónicas son productores de armónicas, pero son tratados como componentes lineales ya que producen armónicas relativamente pequeñas. Los componentes que generan armónicas son **componentes no lineales**.

Ellos producen corrientes no sinusoidales cuando voltaje sinusoidal es aplicado; éstos pueden ser modelados por dos métodos: con constantes de voltaje armónico o con fuentes de corriente o con expresiones analíticas que relacionen corriente a voltaje.

---

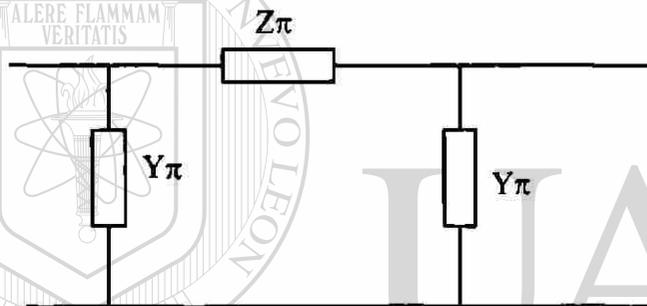
UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN  
**COMPONENTES LINEALES**  
 DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Líneas de transmisión de tres fases, alimentadores de distribución y cables están dentro de dos categorías: simétricas y no simétricas. El análisis de configuración simétrica es un sistema balanceado y es ejecutado con componentes simétricos. Los sistemas no simétricos, sin embargo, son sistemas de fases no balanceadas.

Líneas de tres fases simétricas son modeladas por circuitos pi equivalentes para armónicas de orden y secuencia de fase de interés. Como en

frecuencia fundamental, las impedancias de secuencia positiva y negativa de líneas balanceadas, cables, o otros componentes estacionarios son igual.

En muchos de los casos, el circuito equivalente pi usado en análisis de flujos de carga no es adecuado. Se es recomendado el hiperbólico modelo para líneas largas, éste es usado para líneas eléctricamente largas más del 5% de las longitudes de onda de cualquier nivel de armónicas. Para una base de frecuencia de 60 Hz. ésta distancia es aproximadamente:



$$Z_{\pi} = Z_0 \operatorname{sen} Yd \text{ ohms}$$

$$Y_{\pi} = 1 \operatorname{Tan} Yd \text{ ohms}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

$$Y = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$$

$$Y = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$$

R = resistencias serie por unidades de longitud

L = inductancias serie por unidades de longitud

C = capacitancia shunt por unidades de longitud

G = conductancia shunt por unidades de longitud

d = longitud de la línea

Los valores de por unidad de longitud de R, L, C y G dependen de la secuencia de fase y del orden de armónicas. Las impedancias de secuencia positiva y negativa son calculadas en el modo usual para asumir una conductividad perfecta. La impedancia de secuencia cero depende de la conductividad de la tierra, y las fórmulas de Carson's concernientes a los efectos de la tierra pueden ser necesarias. La inductancia L consiste de una constante externa, L ext, más un valor interno, L int, donde:

$$L = L_{int} + L_{ext}$$

Capacitancia C y conductancia G son consideradas como frecuencias independientes.

Resistencia R e inductancia interna L int, varían con la frecuencia acorde a los efectos resistivos.

La impedancia interna de un alambre aislado es mostrado:

$$Z_{int}(a) = R(a) + j\omega L_{int}(a) = a R_{dc} M_0(a) \sqrt{135^\circ + \frac{2 M_1(a)}{M_0(a)}}$$

donde:

$$a = \left[ \frac{\mu}{\pi R_{dc}} \right]^{1/2}$$

$$M_0(a) / (a) = j_0(\sqrt{-ja})$$

$$M_1(a) / (a) = j_1(\sqrt{-ja})$$

$M_0$  = frecuencia de interés, rad / seg.

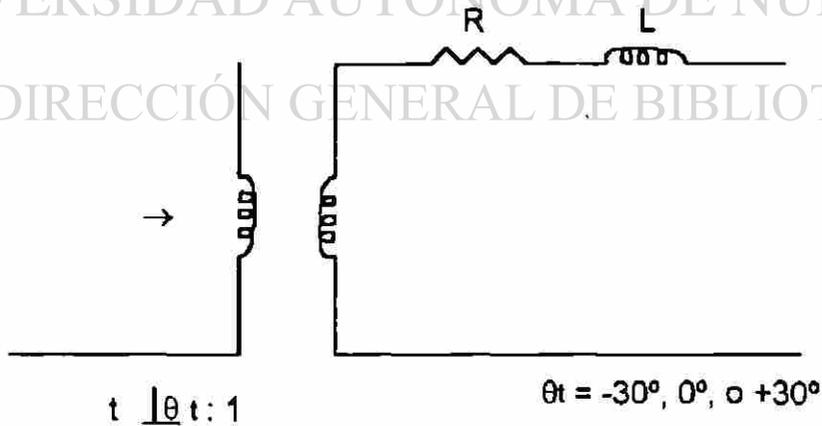
$\mu$  = permeabilidad del conductor

$R_{dc}$  = resistencia de DC de un alambre, ohms/metro

## TRANSFORMADORES

Los Transformadores en sistemas de potencia son dispositivos complejos, es mejor modelarlos ajustando las inductancias y capacitancias distribuidas. Ellos tienen frecuencias resonantes internas, un ancho y frecuencia variable dependiente de la impedancia de entrada. Estas frecuencias resonantes son reportadas por ser considerablemente altas que el rango normal de interés en análisis de armónicas, partiendo el uso de modelos de transformador simple en estudio de armónicas. Un modelo simple, sin embargo, no puede ser válido completamente. A través de una serie de mediciones se mostró que la impedancia armónica shunt de un transformador es también compleja para permitir generalizar una fórmula:

El más común modelo de transformador usado en estudio de armónicas es el mostrado:



Los términos de magnetización son ignorados y la inductancia es constante. La resistencia serie, sin embargo, es dependiente de la frecuencia. La fase mostrada es necesaria para representar un banco de tres fases conectada en estrella-delta. El transformador estándar requiere de un Transformador estrella-delta para ser etiquetado como de voltaje secuencia positiva y también de corriente en el lado de alto voltaje, esto en su contraparte en el lado de bajo voltaje por  $+30^\circ$ . Esto aplica a armónicas de secuencia positiva. Stevenson, muestra las señales de secuencia negativa desviadas por  $-30^\circ$ . Las armónicas de secuencia cero no son de fase desviada. Si la información de fase para señales no sinusoidales es necesaria, cada transformador conectado en estrella-delta o delta-estrella debe ser modelado como un transformador de fase desviada con cualquiera  $+30^\circ$ ,  $0^\circ$ ,  $0^\circ - 30^\circ$  fase desviada.

Armónicas triple balanceadas ocurren en secuencia cero únicamente. Si las armónicas triples son incluidas en un estudio, las conexiones para un banco de transformadores de tres fases afectan la malla impedancia secuencia cero equivalente. En este caso,  $L$  y  $X/R$  deben de ser constantes, pero a través de la impedancia mostrada, deberá ser modificada acorde a la conexión de transformador secuencia cero.

**Capacitores e inductores.** Los capacitores y los inductores son tratados como circuitos puros, elementos con capacitancia e inductancia fija. La impedancia varia monotónicamente con la frecuencia. Tal es que la impedancia de capacitores shunt decrece con la frecuencia, ésto es muy importante en estudio de armónicas, también si las armónicas triples son incluidas, el tipo de conexiones es importante.

**Máquinas sincrónicas.** La impedancia a terminales del estator de una máquina sincrónica es mejor describirla en términos de d y q, inductancia operacional  $L_d(s)$  y  $L_q(s)$ . A través de éstas inductancias son funciones de diferentes frecuencias entre corrientes de C estator y velocidad del rotor, tres valores son seleccionados para caracterizar la máquina operación - sincrónica, trascendente y subtrascendente. Esto describe la máquina en estado estable, trascendente, y corto período trascendente.

La corriente del estator de frecuencia fundamental de secuencia negativa produce ondas flux. El resultante flux es forzado dentro de las vías de baja permeabilidad. Estas vías son caracterizadas por las inductancias subtrascendentes. Las ondas flux mueven a un múltiplo de velocidades sincrónicas, se concluye que la actual inductancia subtrascendente,  $L_z$ , es el promedio de dos inductancias subtrascendente, o

$$L_z = \frac{L''_d + L''_q}{2}$$

donde:

$L''_d$  = inductancia subtrascendente axis directa

$L''_q$  = inductancia subtrascendente axis cuadratura

La reactancia  $X_k$  junta para cualquiera corrientes armónicas de secuencia positiva o negativa, esto es obtenida directamente usando la inductancia subtrascendente.

$$X_h = 2 \pi f_0 h L_2, \quad h > 1$$

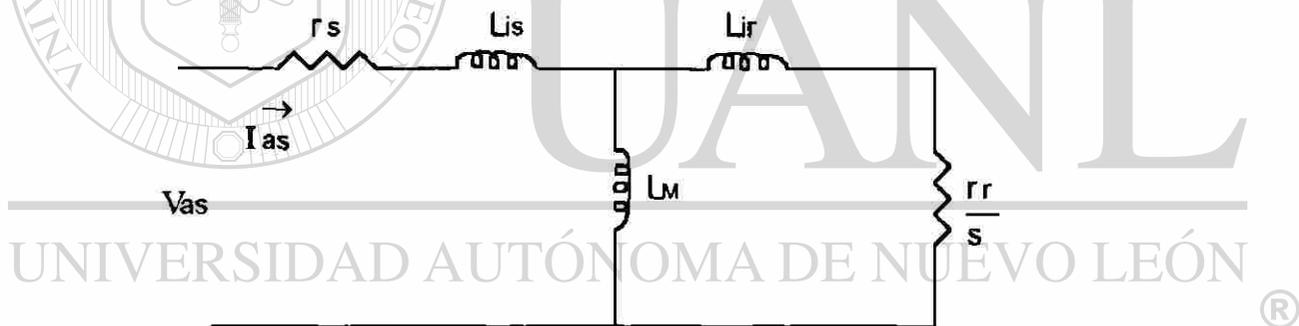
donde:

$f_0$  = frecuencia base, Hz

$h$  = orden de armónicas

Este valor de  $X_h$  es usado como reactancia shunt equivalente y que puede ser señales armónicas de secuencia positiva o negativa a las terminales de una máquina sincrónica.

**Máquinas de inducción.** El modelo estándar para las terminales del estator de una máquina de inducción de tres fases es mostrada:



Para propósitos de armónicas los términos de magnetización son ignorados, dando un circuito equivalente simple. Para cualquier orden de armónicas, el deslizamiento viene a ser:

$$s = \frac{h \omega_s - \omega_r}{h \omega_s} = 1 - \frac{\omega_r}{\omega_s}$$

Para un rango de velocidades,  $\omega_r \sim \omega_s$ , el deslizamiento se reduce a:

$$s = 1 - 1/h$$

Se recomienda que en la primera aproximación, en motores de inducción debe ser modelado para propósitos de armónicas por su equivalente a rotor bloqueado  $s = 1$ . Para armónicas de mayor orden el término reactivo domina y las resistencias series son ignoradas. Para un motor de inducción de tres fases son siempre modeladas como inductancia shunt pura, reactancia  $x_h$ .

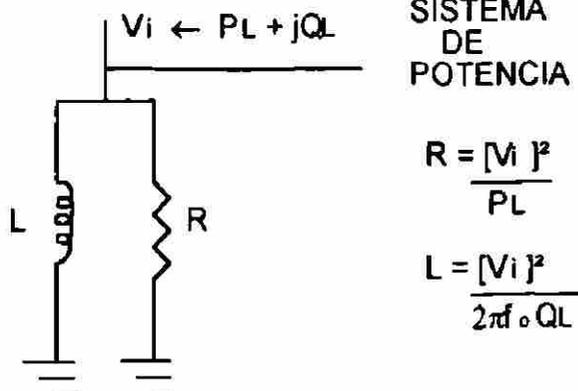
$$x_h = \frac{h}{Q_{pu}} \text{ pu}$$

$h$  = orden de armónicas

$Q_{pu}$  = rango de potencia reactiva de frecuencia fundamental requerida por los motores, pu, los motores de inducción de fase sencilla son modelados con dos circuitos series conectados.

**Cargas lineales generalizadas.** Es difícil de modelar las cargas de los sistemas de potencia ya que no se tiene una exacta composición. Ciertamente motores de inducción, calentadores e iluminación son los mayores componentes. Se sugiere que ausencia de información de la composición de cargas, la carga sea modelada como una resistencia shunt en paralelo con una inductancia shunt o capacitancia seleccionada a una potencia reactiva a 60 Hz.

Esto es referido como modelo carga lineal generalizada.



## NO LINEALES Y OTROS COMPONENTES PRODUCTORES DE ARMONICAS

### LAMPARAS FLUORESCENTES

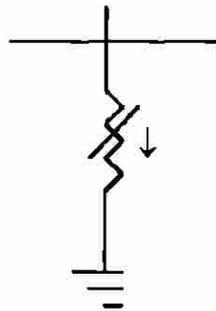
La luz por descarga gaseosa (tal como fluorescentes, arco de mercurio, sodio alta presión) son fuentes significantes de armónicas en sistemas de potencia. Las características eléctricas de éste tipo de lámparas son no lineales. La ignición de la lámpara ocurre durante cada medio ciclo cuando es aplicado el voltaje de AC. Durante conducción, la lámpara exhibe una característica de resistencia negativa y no lineal, el circuito de balastro es colocado en serie con la lámpara para limitar la corriente.

La operación de lámparas de descarga gaseosa con DC o voltaje aplicado sinusoidal tiene que ser simulado, la componente de corriente característica más allá que la fundamental es usualmente la armónica tercera, la cual, en un circuito alineado por tres fases, balanceado, es de secuencia cero.

### DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Dos métodos pueden ser usados en el estudio de armónicas producidas por lámparas fluorescentes; primero, las lámparas pueden ser tratadas como fuentes de corriente ideal de contenido de armónicas conocido. Son reportadas las magnitudes de la 3a. y 5a. corrientes armónicas, ser 21% y 7% respectivamente de la fundamental, cuando un voltaje sinusoidal es aplicado.

SISTEMA  
DE  
POTENCIA



El segundo método es analítico modelando carga resistiva no lineal, éste modelo desarrollado por grady y heydt.

$$v(t) = \sum_{k=1}^N V_k \text{sen}(K\omega_0 t + \theta_k)$$

$$i(t) = B \sum_{k=1}^N b_k V^k(t)$$

$$= \sum_{k=1}^N I_k \text{sen}(K\omega_0 t - \phi_k)$$

K=1

El modelo requiere de una resistencia y corriente expresada en términos de potencia impar del voltaje aplicado. Los coeficientes  $b_k$  son seleccionados para igualar niveles de corrientes armónicas. Esta expresión analítica resulta de las series de Fourier de  $i(\tau)$  y  $w(\tau)$ , puede ser usada en fuentes de armónicas.

# CAPITULO IV

## EL CONVERTIDOR ESTATICO FUENTE DE GENERACION DE ARMONICAS



La derivación de corrientes armónicas producidas por convertidores de potencia estáticos requiere información precisa de las formas de onda de los voltajes de CA, de las terminales del convertidor, la configuración del convertidor el tipo de control, la impedancia del sistema de CA y los parámetros de los circuitos de CD.

---

Cuatro diferentes principios de control son comúnmente usados:

- Constantes de control fase-ángulo producen valores consecutivos de disparo igualmente espaciados con referencia a sus voltajes respectivamente conmutados.
- Control de disparo equidistante produce disparo consecutivo a intervalos iguales de la frecuencia de alimentación.
- Control de fase-ángulo modulado produce tiempo variable del disparo fase-modulada.

- Control de ciclo integral selecciona un número íntegro de ciclos completos o medios ciclos de frecuencia de alimentación.
- Control de ángulo de fase constante es el tipo de control fundado en convertidor estático conmutado y en regulador de voltaje de C.A.

El regulador de voltaje de C.A. usa pares de tiristor en cada fase, producen variación de nivel de contenido de armónicas, los cuales en el caso de cargas inductivas, pueden incluir armónicas de orden par y corriente directa. A través del uso de tiristores controlados de C.A. La regulación de voltaje es presente y restringida a aplicaciones de baja potencia (tales como dimmers para luz y motores de inducción pequeños).

Las principales fuentes de corrientes armónicas están presentes en rectificadores de ángulo de fase controlados e inversores. Estos pueden ser agrupados en tres áreas:

- (1) Convertidores de alta potencia, tal como los usados en industria de reducción de metales y transmisión de alto voltaje de C.D.
- (2) Convertidores de tamaño medio, tal como los usados en la industria manufacturera de control de motores y en aplicaciones de ferrocarriles,
- (3) Rectificación de baja potencia de fase sencilla tales como televisión y cargadores de baterías.

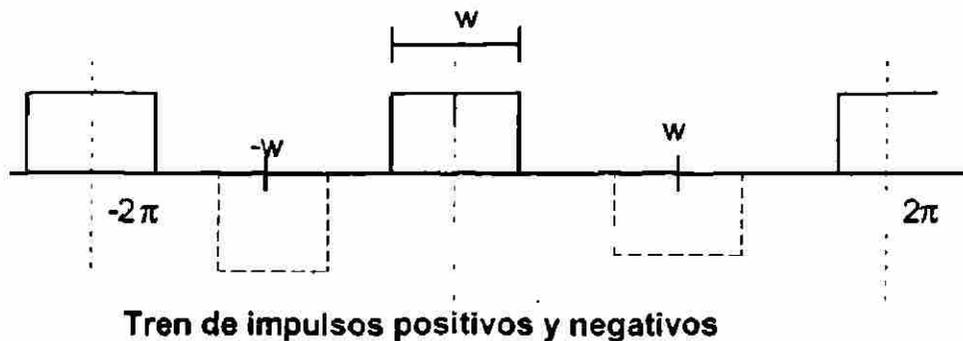
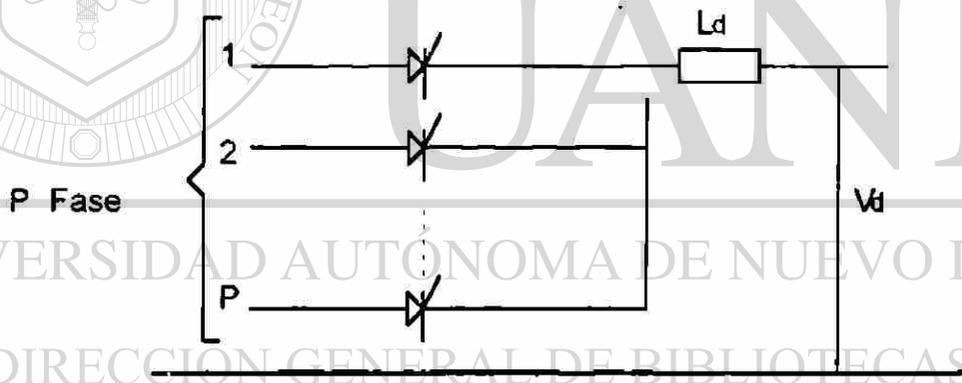
### CONVERTIDORES DE ALTA POTENCIA

Los convertidores de alta potencia generalmente tienen mucha más inductancia en el lado de C.D. que en el lado de C.A. La corriente directa es

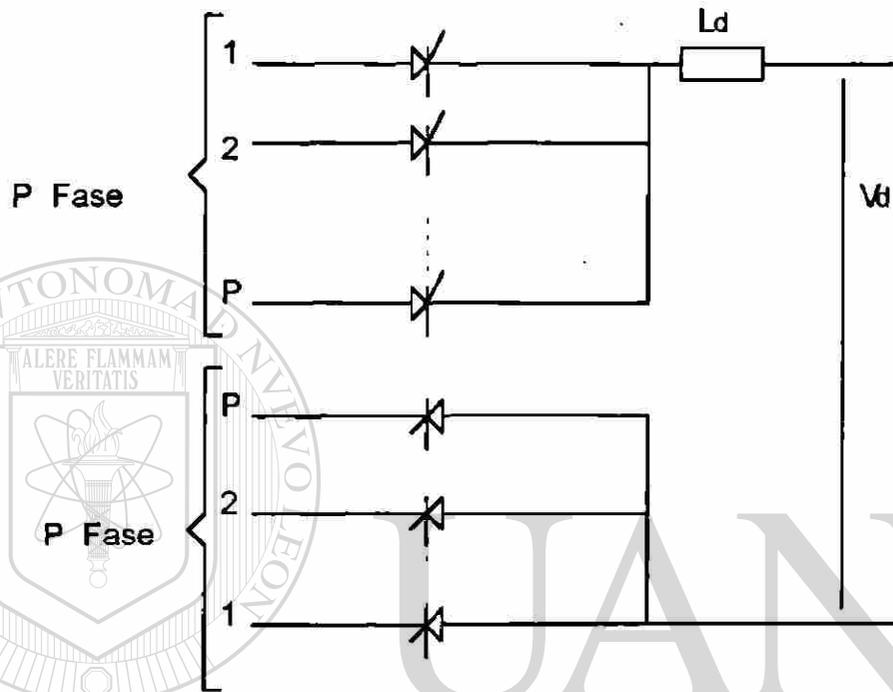
razonablemente constante y el convertidor actúa como fuente de voltajes armónicas en el lado de C.D. y corrientes armónicas en el lado de C.A. con simetría perfecta las corrientes resultantes de un sistema C.A. son exactamente iguales en todas las fases.

### COMPONENTES ARMONICAS DE FORMAS DE ONDA DE CORRIENTE

La fase  $p$  de un convertidor de una vía o paso, ilustrada, tiene cero C.A. el sistema de impedancia e inductancia infinita. Sobre éstas condiciones, la corriente de fase consiste de pulsos rectangulares positivos y periódicos de ancho  $w = 2\pi / p$ , repetidamente a la frecuencia aplicada.



En el análisis de la forma de onda para un convertidor de 2 vías p fase, el origen es tomado al centro del pulso,  $F(\omega t)$  es mostrado por ser función par y la serie de Fourier tiene únicamente términos coseno.



El coeficiente de Fourier relevante con referencia a 1 por unidad de corriente de C.D. son:

$$A_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega/2}^{\omega/2} d(\omega t) = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{P}$$

$$A_m = \frac{1}{\pi} \int_{-\omega/2}^{\omega/2} \cos(m\omega t) d(\omega t) = \frac{2}{\pi m} \sin \pi m = \frac{2}{\pi m} \sin \pi m P$$

La serie de Fourier correspondiente a los pulsos de corriente positiva es:

$$F_p = 2 \left( \frac{\omega}{\pi} + \frac{1}{4} \sin \frac{\omega}{2} \cos \omega t + \frac{1}{2} \sin \frac{2\omega}{2} \cos 2\omega t + \frac{1}{3} \sin \frac{3\omega}{2} \cos 3\omega t + \frac{1}{4} \sin \frac{4\omega}{2} \cos 4\omega t + \dots \right)$$

En un convertidor ideal de dos vías por fase produce pulsos positivos y negativos, da las siguientes series de Fourier:

$$F_m = 2 \left( -\frac{\omega}{\pi} + \frac{1}{4} \sin \frac{\omega}{2} \cos \omega t - \frac{1}{2} \sin \frac{2\omega}{2} \cos 2\omega t + \frac{1}{3} \sin \frac{3\omega}{2} \cos 3\omega t - \frac{1}{4} \sin \frac{4\omega}{2} \cos 4\omega t + \dots \right)$$

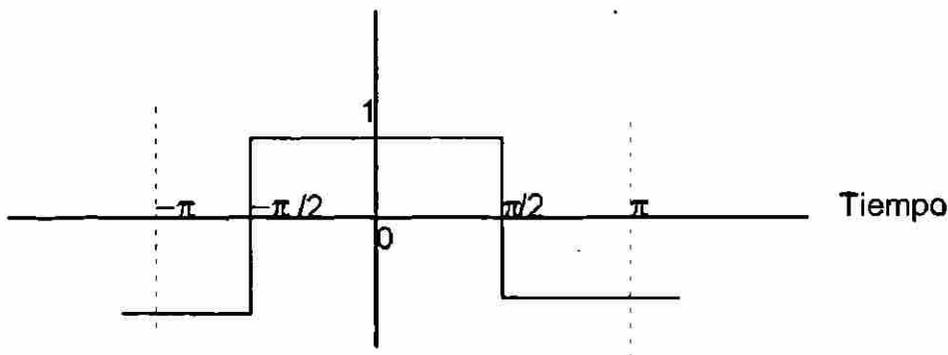
La fase corriente de la configuración de dos vías, consiste de alternos pulsos positivos y negativos, tal que  $F(\omega t + \pi) = -F(\omega t)$ , su serie de Fourier es obtenida por la combinación de ecuaciones y da como:

$$F = F_p + F_m = \frac{4}{\pi} \left( \sin \frac{\omega}{2} \cos \omega t + \frac{1}{3} \sin \frac{3\omega}{2} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \sin \frac{5\omega}{2} \cos 5\omega t + \dots \right)$$

En la cual la componente de C.D. y la armónica de orden par tienen que ser eliminadas.

Para la onda cuadrada de la siguiente figura  $\omega = \pi$ , de la ecuación para la forma de onda en el dominio de la frecuencia.

$$F(t) = \frac{4}{\pi} \left( \cos \omega t - \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t - \frac{1}{7} \cos 7\omega t + \dots \right)$$



**Armónicas relacionadas con seis pulsos.** La rectificación de seis pulsos es obtenida por la configuración de 3 fases y dos vías. Substituyendo  $\omega = 2\pi/3$  en la siguiente ecuación:

$$F = F_p + F_n = 4 \left\{ \frac{1}{\pi} \cos \omega t + \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t + \dots \right.$$

... e incrementando la actual corriente C.D.  $I_d$  en el dominio de la frecuencia y la representación de corriente A.C. en fase 'a' es:

$$i_a = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left( \cos \omega t - \frac{1}{5} \cos 5\omega t + \frac{1}{7} \cos 7\omega t - \frac{1}{11} \cos 11\omega t + \frac{1}{13} \cos 13\omega t + \dots \right.$$

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

La corriente de tres fases son mostradas en la siguiente figura. Algunas observaciones pueden ser hechas de la ecuación anterior:

- 1.- La ausencia de triple armónica;
- 2.- La presencia de armónicas de orden  $6k \pm 1$  para valores enteros de  $k$
- 3.- Estas armónicas de orden  $6k + 1$  son de secuencia positiva;
- 4.- Estas armónicas de orden  $6k - 1$  son de secuencia negativa;

5.- La magnitud R.M.S. de la frecuencia fundamental es:

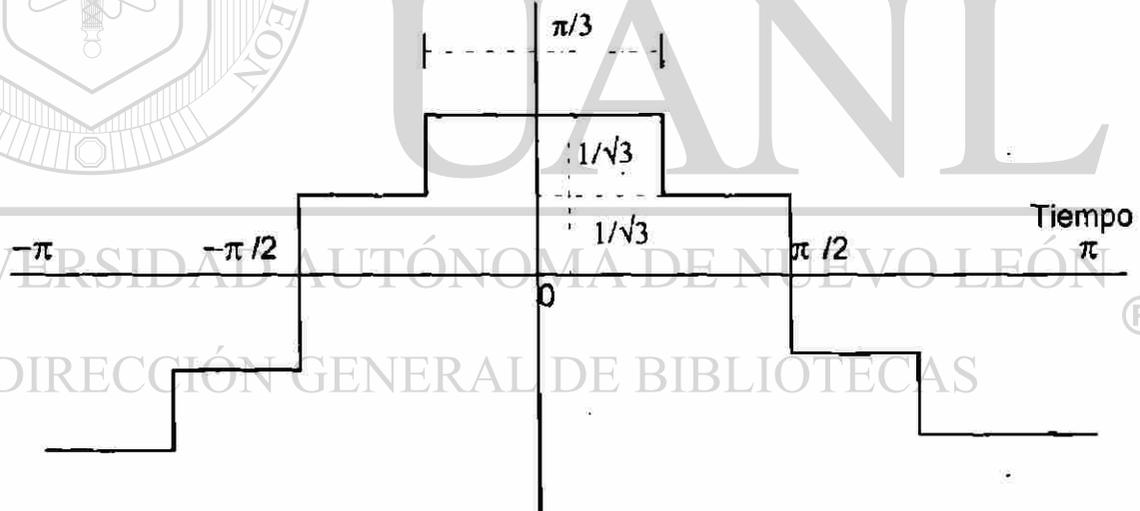
$$I_1 = (1/\sqrt{2}) (2\sqrt{3}/\pi) I_d = (\sqrt{6}/\pi) I_d$$

6.- La magnitud R.M.S. de la n armónica es:

$$I_n = I_1 / n$$

### EFFECTOS EN LA CONEXION DEL TRANSFORMADOR.

Si cualquiera de los bobinados del transformador ya sea primario o secundario son conectados en delta, la forma de onda en el lado de la corriente C.A. consiste de las instantáneas entre dos corrientes secundarias rectangulares de  $120^\circ$  como se muestra en la figura anterior:



Para mantener los mismos voltajes primarios y secundarios de la conexión estrella - estrella, un factor de  $\sqrt{3}$  es introducido en la relación de transformación y la forma de onda de la corriente es la mostrada con anterioridad.

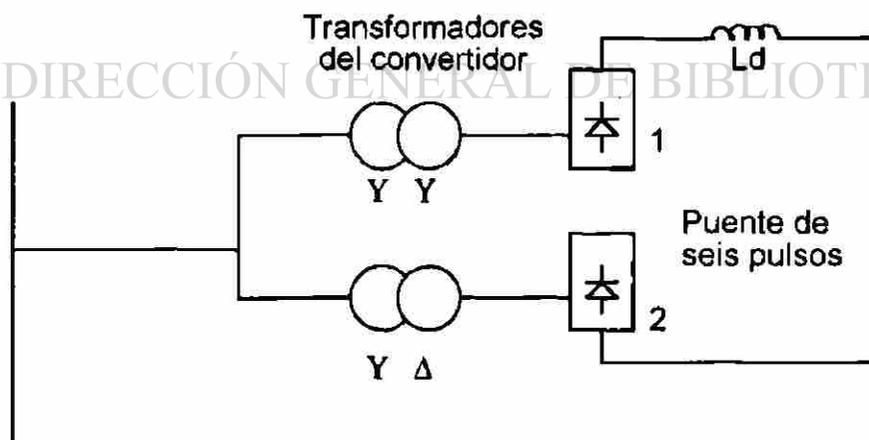
La Serie de Fourier resultante de la corriente en Fase "a" en el lado del primario es:

$$i_a = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left( \cos \omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t - \frac{1}{7} \cos 7\omega t - \frac{1}{11} \cos 11\omega t + \frac{1}{13} \cos 13\omega t + \frac{1}{17} \cos 17\omega t - \frac{1}{19} \cos 19\omega t + \dots \right)$$

Las series únicamente difieren de la conexión estrella - estrella del transformador para la secuencia de rotación de armónicas de órdenes  $6k \pm 1$  para valores impares de K, la 15, 17, 19, etc. orden.

### ARMONICAS RELACIONADAS CON DOCE PULSOS

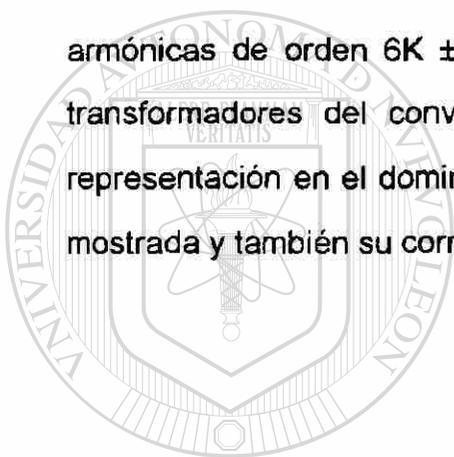
La configuración de doce pulsos consiste de dos grupos de seis pulsos que alimentan a dos grupos de transformadores de 3 fases en paralelo, con sus voltajes fundamentales iguales y desfasados por  $30^\circ$ ; una configuración común de 12 pulsos es mostrada a continuación:



Para mantener la operación de doce pulsos, deben de operar dos grupos de seis pulsos con el mismo ángulo de control y las corrientes de frecuencia fundamental en el lado de C.A. de los dos transformadores están en fase uno de otro.

$$(i_a)_{12} = 2(2\sqrt{3}) \left( \cos \omega t - \frac{1}{11} \cos 11\omega t + \frac{1}{13} \cos 13\omega t - \frac{1}{23} \cos 23\omega t + \frac{1}{25} \cos 25\omega t - \dots \right)$$

Estas series contienen armónicas de orden  $12K \pm 1$ . Las corrientes armónicas de orden  $6K \pm 1$  con  $K = 5, 7, 17$  y  $19$  circulan entre los dos transformadores del convertidor pero no penetran en la red de C.A. La representación en el dominio del tiempo de la forma de onda de 12 pulsos es mostrada y también su correspondiente dominio de la frecuencia.

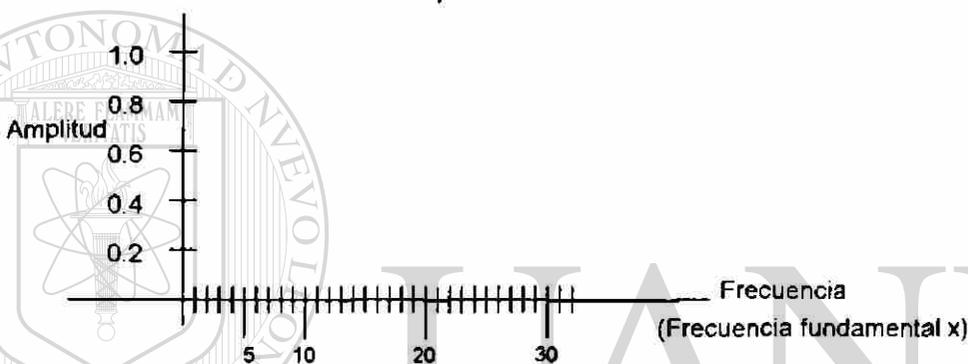
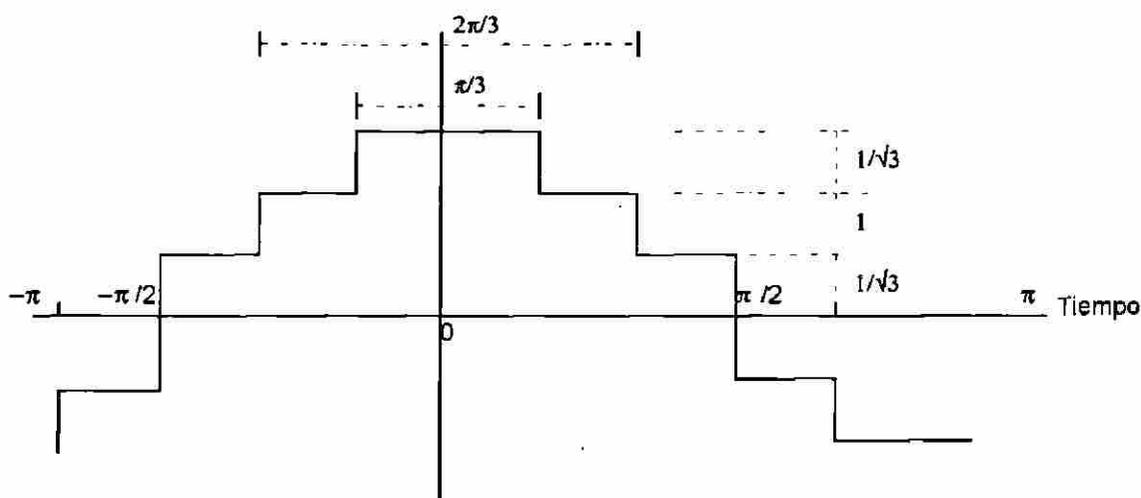


# UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS





### CONFIGURACIONES PARA MAYOR NUMERO DE PULSOS

Se vió el uso de dos transformadores con defasamiento de  $30^\circ$  para producir 12 pulsos. Por instancia la operación de 24 pulsos se tiene el uso de cuatro transformadores con  $15^\circ$  defasados y para la operación de 48 pulsos se requiere de 8 transformadores defasados  $7.5^\circ$ , teóricamente posibles, en número de pulsos arriba de 48, son raramente justificados por niveles prácticos, fundados en la distorsión del voltaje de alimentación y sus formas de onda, los cuales pueden tener mucha influencia en los cruces de voltaje. Similarmente como en el caso de la conexión de 12 pulsos, la alternativa de defasamiento involucra configuraciones de alto número de pulsos, requiere de un uso apropiado de factores en la relación de los transformadores en paralelo.

Las corrientes armónicas teóricamente están relacionadas al número de pulsos (p) por la expresión general  $pK \pm 1$  y sus magnitudes decrecen en proporción inversa al orden de armónicas.

### ARMONICAS DE VOLTAJE DE DIRECTA

Para la configuración de puente de 3 fases el orden de armónicas de voltaje son  $n = 6K$ . Contiene las siguientes tres diferentes funciones con referencia a cruce de voltaje  $C_1$  :

$$V_d = \sqrt{2} V_c \cos[ \omega t + \pi / 6 ] \quad \text{para} \quad 0 < \omega t < \infty$$

$$V_d = \sqrt{2} V_c \cos[ \omega t + \pi ] + 1 \frac{\sqrt{2} V_c \sin \omega t}{2} = \frac{\sqrt{6}}{2} V_c \cos \omega t$$

donde  $V_c$  es el voltaje de R.M.S de fase a fase.

La siguiente expresión es obtenida para las magnitudes de R.M.S. de voltajes armónicas de formas de onda de voltaje D.C.

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

$$V_{n0} = \sqrt{2} V_{c0} / (n^2 - 1)$$

$$\frac{V_{n0}}{V_{c0}} = \sqrt{2} / (n^2 - 1) \approx \sqrt{2} / n^2$$

dando 4.04 y 0.44% para seis, 12 y 18 armónicas respectivamente.

Generalmente como  $\alpha$  incrementa, las armónicas incrementan también y para  $\alpha = \pi/2$  y  $u = 0$ :

$$V_n / V_{c0} = \sqrt{2} n / (n^2 - 1) \approx \sqrt{2} / n$$

el cual produce  $n$  veces el contenido de armónicas correspondientes a  $\alpha = 0$ .

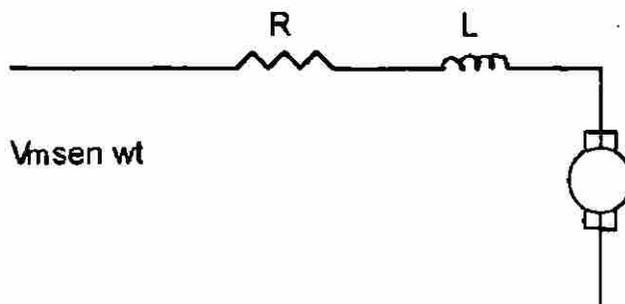
### CONVERTIDORES DE MEDIO TAMAÑO

Sus aplicaciones son desarrolladas alrededor de drives de C.D. sin embargo el énfasis es al uso de inversores y motores de inducción, el uso de transistores de potencia y de tiristores GTO (Gate Turn Off) son gradualmente aceptados en el área de control de motores de C.A.

### CONVERTIDOR - ALIMENTADOR DRIVE DE C.D.

Considerando la inductancia limitada del bobinado de armadura del motor y de la variación del ángulo de disparo, la constante de corriente de C.D. de los convertidores no pueden ser justificados.

La carga de C.D. debe ser representada como un circuito equivalente el cual es simple forma que incluye resistencia, inductancia y retroalimentación de fem.



Con alimentación de voltaje sinusoidal  $V_m \sin \omega t$  la siguiente ecuación aplica:

$$V_m \sin \omega t = Ri + L \left( \frac{di}{dt} \right) + E$$

y la carga de corriente tiene la siguiente forma:

$$i = K e^{-Rt/L} + \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \sin(\omega t - \phi) - \frac{E}{R}$$

donde:  $\phi = \tan^{-1}(\omega L/R)$  y la constante  $K$  es derivada de una condición inicial. La sobrecarga nominal del retardo de disparo se conserva baja, pero durante el arranque de motores o condiciones de carga ligera, el retardo sustancialmente incrementa y la corriente puede ser siempre discontinua.

Las condiciones de operación extrema son ilustradas en la siguiente figura, para un rectificador de 6 pulsos. Cada fase consiste de pulsos de corriente positiva y dos pulsos de corriente negativa, los cuales son derivados de la expresión general anterior.

## DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

La corriente en fase R con referencia al instante donde  $V_R$  y es máximo tiene las siguientes componentes: sobre el rango de  $\theta_1 < \omega t < \theta_2$ :

$$i = \frac{V_m}{R} \left\{ \cos \phi \cos(\omega t - \phi) - \frac{E}{V_m} + \left[ \frac{E}{V_m} - \cos \phi \cos(\theta_1 - \phi) \right] e^{-(R/\omega L)(\omega t - \theta_1)} \right\}$$

donde  $\theta_3 < \omega t < \theta_4$  donde  $\theta_3 = (\theta_1 + \pi/3)$

$$i = \frac{V_m}{R} \left\{ \cos \phi \cos(\omega t - \pi - \phi) - \frac{E}{3} + \left[ \frac{E}{V_m} - \cos \phi \cos(\theta_1 - \theta) \right] e^{-(R/\omega L)(\omega t - \pi/3 - \theta_1)} \right\}$$

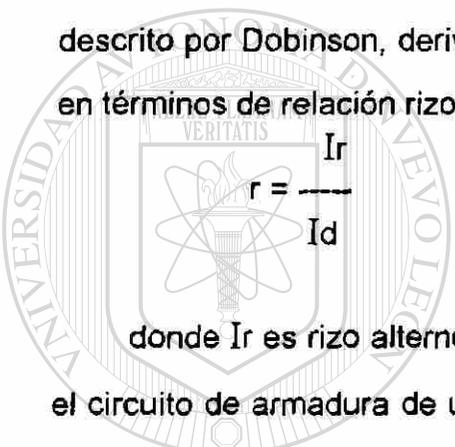
donde  $\theta_5 < \omega t < \theta_6$  donde  $\theta_5 = (\theta_1 + \pi)$

$$i = \frac{-V_m}{R} \left\{ \cos \phi \cos(\omega t - \pi - \phi) - \frac{E}{V_m} + \left[ \frac{E}{V_m} - \cos \phi \cos(\theta_1 - \theta) \right] e^{(-R/\omega L)(\omega t - \pi - \theta_1)} \right\}$$

donde  $\theta_7 < \omega t < \theta_8$  donde  $\theta_7 = (\theta_1 + 2\pi/3)$

$$i = \frac{-V_m}{R} \left\{ \cos \phi \cos(\omega t - 2\pi - \phi) - \frac{E}{V_m} + \left[ \frac{E}{V_m} - \cos \phi \cos(\theta_1 - \theta) \right] e^{(-R/\omega L)(\omega t - 2\pi/3 - \theta_1)} \right\}$$

Cuando los motores de C.D. son diseñados específicamente para usarse con convertidores con tiristores, su inductancia de armadura es siempre incrementada para evitar corrientes discontinuas. Un método de aproximación descrito por Dobinson, deriva las componentes de armónicas de corriente C.A. en términos de relación rizo.



$$r = \frac{I_r}{I_d}$$

donde  $I_r$  es rizo alterno de corriente directa y  $I_d$  es la corriente directa en el circuito de armadura de un motor, a velocidad y carga relevante. El método ignora el efecto de la reactancia de conmutación, la cual provoca ángulos de retardos largos.

Con referencia a la siguiente información, una futura aproximación es hecha para asumir que el rizo es parte relativa al nivel de corriente directa cero.

La información incluida nos da como resultado las siguientes funciones:

$$f(\theta) = 0 \quad \text{para} \quad 0 < \theta < \pi/6$$

$$f(\theta) = I_d \left[ 7.46 r \frac{\sin(\theta + \pi)}{6} - 7.13 r + 1 \right] \quad \text{para} \quad \pi/6 < \theta < \pi/2$$

$$f(\theta) = I_d \left[ \frac{7.46 r \sin(\theta - \pi)}{6} - 7.13 r + 1 \right] \quad \text{para } \pi/2 < \theta < 5\pi/6$$

$$f(\theta) = 0 \quad \text{para } 5\pi/6 < \theta < \pi$$

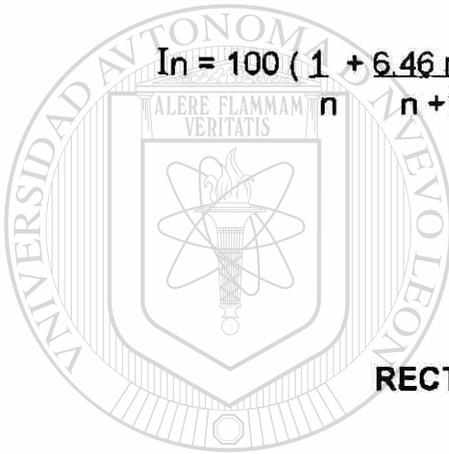
Esto siguiendo la expresión de la fundamental:

$$I_1 = I_d (1.102 + 0.014 r)$$

También las magnitudes de las características armónicas son:

$$I_n = 100 \left( \frac{1}{2} + \frac{6.46 r}{n-1} - \frac{7.13 r}{n} \right) (-1)^k \quad \text{para } n = kp - 1$$

$$I_n = 100 \left( \frac{1}{n} + \frac{6.46 r}{n+1} - \frac{7.13 r}{n} \right) (-1)^k \quad \text{para } n = kp + 1$$



## RECTIFICACION MEDIA CONTROLADA

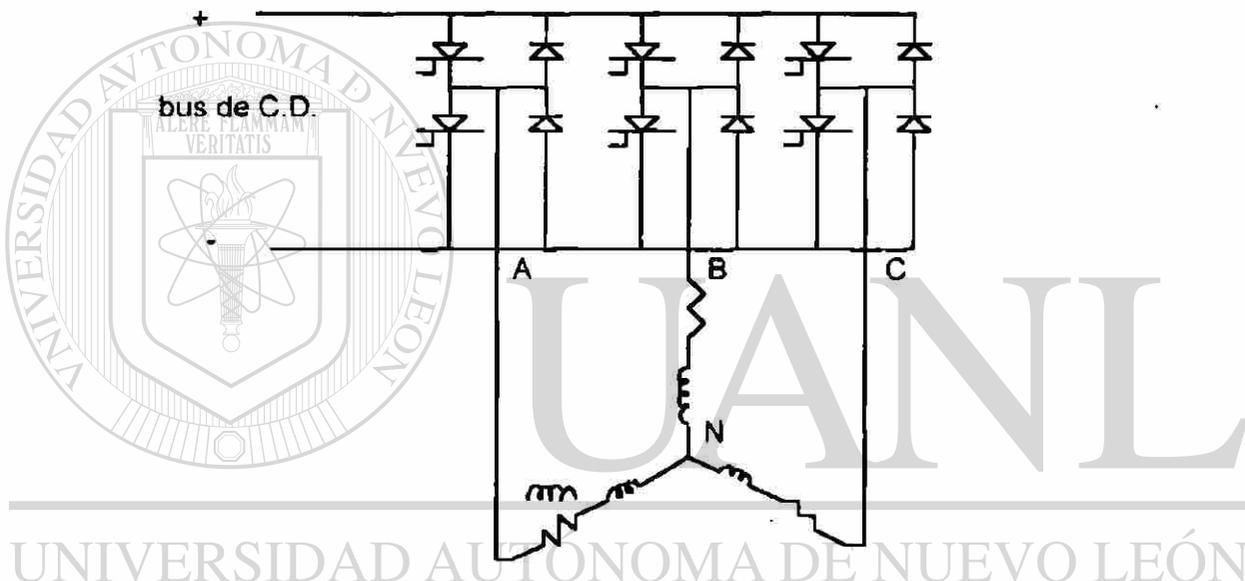
Quando operan a carga completa éstos controladores producen virtualmente las mismas corrientes armónicas como un convertidor controlado completo.

## DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

En condiciones extremas de operación requiere retardo en el disparo, la simetría de media onda de las formas de onda de corriente se pierden como se ilustra la figura. A bajas cargas éstos controladores tienen bajo factor de potencia, pero introducen formas de onda distorsionadas particularmente en armónicas pares.

### DRIVES INVERSOR ALIMENTADOR DE C. A.

Puente inversor de 3 fases básico comúnmente usado en drives de control de C.A. es hecho por 6 semiconductores controlados, cada uno tiene un diodo de retroalimentación conectado en forma inversa y en paralelo como se muestra:



Esta figura no incluye los componentes auxiliares requeridos para la conmutación de fuerza. El puente es alimentado desde cualquier C.D. variable, provista por un rectificador controlado. En cada caso el nivel de voltaje de C.D. para operación en condición de estado estable puede ser considerado constante.

Voltaje de fase del motor. En el circuito presentado el voltaje de salida de fase de inversor es siempre uno de los dos niveles de voltaje distinto. El voltaje neutro flotante con respecto a tierra, expresado en términos de voltaje de salida de fase de inversor y forma de onda  $V_A$ ,  $V_B$ ,  $V_C$ , es:

$$V_N = 1/3 (V_A + V_B + V_C)$$

El voltaje de fase del motor es:

$$V_{AN} = V_A - V_N = 1/3 (2V_A - V_B - V_C)$$

Para un lineal balanceado, impedancia de carga del motor bilateral, el voltaje de fase del motor de una armónica de orden k puede ser expresado como:

$$V_{AN(n)} = 1/3 [2V_{A(n)} - V_{B(n)} - V_{C(n)}] = 1/3 [ (2V_{mn} \sin n\omega t - V_{mn} \sin n(\omega t + 2\pi/3)) - V_{mn} \sin n(\omega t - 2\pi/3)]$$

$$V_{AN(n)} = 2/3 V_{mn} \sin n\omega t [1 - \cos 2n\pi/3] = 2/3 V_{A(n)} [1 - \cos 2n\pi/3]$$

y similarmente para las fases B y C:

$$V_{BN(n)} = 2/3 V_{B(n)} [1 - \cos 2n\pi/3]$$

$$V_{CN(n)} = 2/3 V_{C(n)} [1 - \cos 2n\pi/3]$$

Para todas las armónicas de secuencia positiva y negativa:

$$\cos 2n\pi/3 = -1/2$$

$$V_{AN(n)} = V_{A(n)} ; V_{BN(n)} = V_{B(n)} ; V_{CN(n)} = V_{C(n)}$$

y en el sistema trifásico balanceado, para armónicas de secuencia cero:

$$\cos 2n\pi/3 = 1$$

$$V_{AN(n)} = V_{BN(n)} = V_{CN(n)} = 0$$

Para la forma de onda del voltaje de salida del inversor resulta de un switcheo básico. En cada forma de onda de entrada de fase del motor resulta de una forma de onda del voltaje de fase del inversor, el voltaje de fase del motor en el dominio de la frecuencia es:

$$V_f = \frac{2}{\pi} V_{bus} \sum_{k=0}^{\infty} \left[ \frac{1}{6k+1} \text{sen}(6k+1) \omega_1 t + \frac{1}{6k+5} \text{sen}(6k+5) \omega_1 t \right]$$

### CORRIENTE Y FLUJO MAGNETIZANTE

La inductancia magnetizante de fase del motor,  $L_m$ , actúa como un filtro integral para la forma de onda de entrada:

$$i_f = \frac{1}{L_m} \int_{t_0}^t V_f dt$$

Para la  $n$  armónica voltaje de fase:

$$V_{f(n)} = 2 V_{bus} \text{sen} n \omega_1 t$$

$$i_{f(n)} = \frac{2 V_{bus}}{\pi n L_m} \int_{t_0}^t \text{sen} n \omega_1 \tau d\tau = \frac{2 V_{bus}}{\pi n^2 \omega_1 L_m} \cos n \omega_1 t$$

y la corriente magnetizante es:

$$i_f = \frac{2 V_{bus}}{\pi \omega_1 L_m} \sum_{k=0}^{\infty} \left[ \frac{1}{(6k+1)^2} \cos(6k+1) \omega_1 t + \frac{1}{(6k+5)^2} \cos(6k+5) \omega_1 t \right]$$

Para la inductancia magnetizante de fase del motor de un equivalente  $N$ , la resultante en el hueco de aire de fase del motor, el fasor de flujo es:

$$\phi_f = \frac{2V_{bus}}{\pi w_1 N} \sum_{k=0}^{\infty} \left[ \frac{1}{(6k+1)^2} \cos(6k+1) w_1 \tau + \frac{1}{(6k+5)^2} \cos(6k+5) w_1 \tau \right]$$

las amplitudes relativas de éstas armónicas de fase del motor son sumariadas en la siguiente tabla:

	NUMERO DE ARMONICAS n						
	1	5	7	11	13	17	19
$V_f$	1.000	0.200	0.143	0.091	0.077	0.059	0.053
$I_f$	1.000	0.040	0.020	0.008	0.006	0.004	0.003
$\phi_f$	1.000	0.040	0.020	0.008	0.006	0.003	0.003

### CONTROL DE VOLTAJE Y SUS EFECTOS CON ARMONICAS

El pico de amplitud del voltaje de frecuencia fundamental es:

$$V_{f(1)} = (2 V_{bus}) / \pi$$

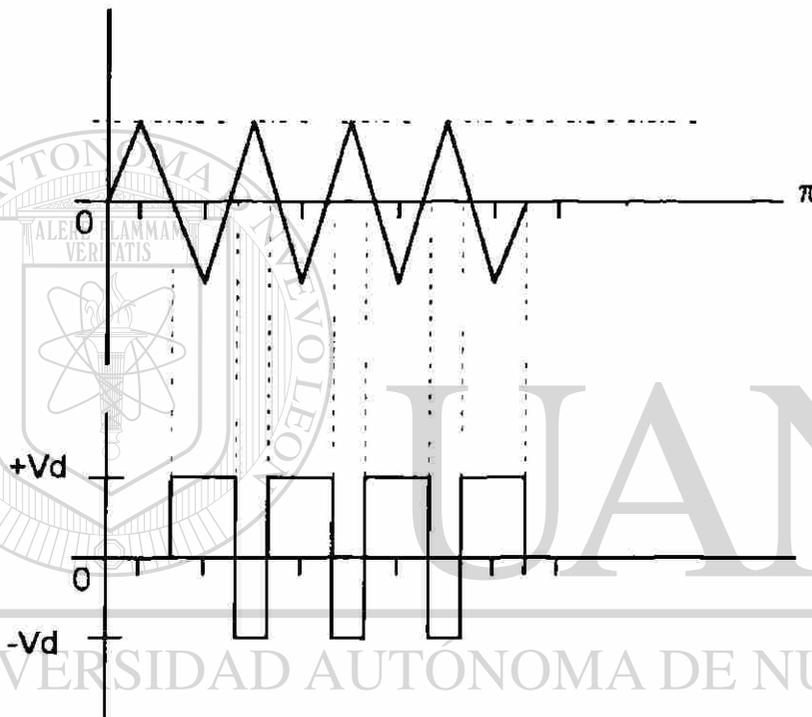
y el pico de amplitud del fasor de hueco de aire de la fundamental es:

$$\phi_{f(1)} = \frac{1}{w_1 N} \frac{2 V_{bus}}{\pi} = \frac{V_{f(1)}}{w_1 N}$$

Para mantener  $\phi_{f(1)}$  constante cuando la frecuencia fundamental  $w_1$  varía,  $V_{f(1)}$  puede ser una función lineal de  $w_1$ . Algunos controladores de velocidad de motores de A.C. base inversor - alimentador A.C. emplean un chopper de D.C. para alimentar en el bus de D.C. para variar la linealidad del voltaje con frecuencia.

## MODULACION ANCHO DE PULSO (PWM Pulse Width Modulation)

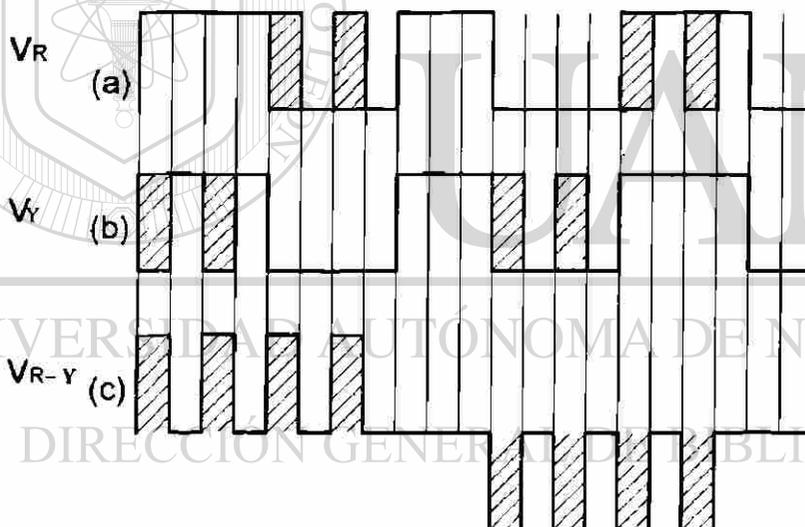
Esta es una técnica del inversor para economizar potencia en el switcheo de semiconductores. La operación principal consiste de un inversor básico de onda cuadrada con voltaje de salida como se muestra:



Esta es una forma simple diente de sierra, usada para modular los cortes. El diente de sierra tiene una frecuencia la cual es un múltiplo de 3 veces la frecuencia de onda seno, permitiendo simetría en las tres fases de voltaje a ser generado por tres fases onda seno. Este método de control voltaje de línea a línea desde cero a voltaje pleno para incrementar la magnitud del diente de sierra con pocas armónicas generadas.

**Eliminación de armónicas con PWM.** La técnica de modulación ancho de pulso es desarrollada para controlar la fundamental y los voltajes armónicos simultáneos. El caso en el que la 15a. y 17a. armónica son eliminadas, almacenando los ángulos requeridos. En el método de referencia, el periodo es dividido en seis regiones. Si la 2a. y 5a. región de cada forma de onda de fase son completas on un tren de pulsos o cortes, únicamente éstos pulsos aparecen en la línea a línea de voltaje.

La siguiente figura muestra dos cortes: la 2a. y 5 periodo tiene que ser introducido dentro de fase roja y de línea a línea que contiene éstos cortes.



**FORMAS DE ONDA DE VOLTAJE PWM CON DOS CORTES POR MEDIA ONDA (a) VOLTAJE EN FASE R, (b) VOLTAJE EN FASE Y (c) FORMA DE ONDA DE VOLTAJE DEL MOTOR.**

El voltaje de motor es completamente variable entre dos límites 0 y 100%. Las fases de voltaje del motor, mostradas por un motor conectado en estrella, derivado del inversor línea a línea de voltaje.

Los voltajes armónicos ocurren como un múltiplo de la frecuencia portadora, los cuales pueden ser dados por  $L(6m \pm 1)$  donde  $L = 1, 3, 5, 7$  y  $m$  es el número de cortes por voltaje de media onda. Aquí la portadora es una triple armónica y es cancelada por el sistema trifásico. Las formas de onda de fase tienen mucha simetría y no son armónicas pares. La más grande  $m$ , es mayor en el espectro de armónicas de voltaje.

El número de switcheos por segundo de un inversor  $F(2m + 1)$  limita el número de cortes permisibles como los incrementos de frecuencia fundamental, para ocho cortes son 17 on/off switcheos por periodo.

La reducción de armónicas de bajo orden pueden ser archivadas para el uso de control PWM, a costo de incrementar el rango de switcheo del inversor.

Generalmente, en cualquier frecuencia de switcheo fundamental, cada corte por medio ciclo de fase de voltaje de inversor puede eliminar una armónica de la forma de onda o reducir un grupo de amplitud de armónicas. Tal como corte  $m$  por medio ciclo un corte debe ser utilizado para controlar la amplitud de armónica fundamental, como  $m-1$  grados de libertad mantenida.

El  $m-1$  grados de libertad puede ser utilizados para eliminar completamente  $m-1$  específicamente armónicas de bajo orden o para minimizar pérdidas de potencia del motor causado por un rango específico de armónicas dentro del motor.

La eliminación de armónicas de bajo orden de las formas de onda de fase pueden causar la porción de r.m.s. la cual fue provista para la eliminación de armónicas.

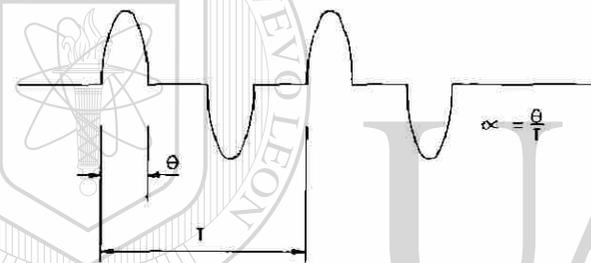
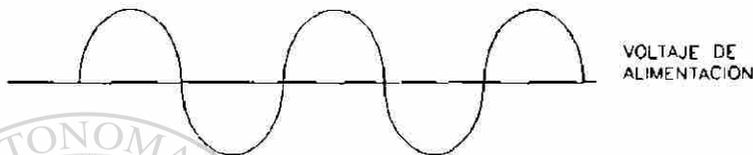
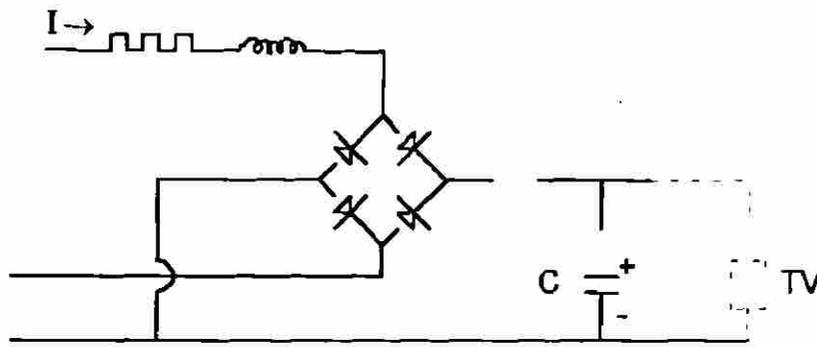
### CONVERTIDORES DE BAJA POTENCIA

Dos tipos de convertidores de baja potencia, necesidad de carga debe ser considerados por su contribución a la distorsión de armónicas. La televisión debe ser un problema. El segundo, los cargadores de baterías, su uso en vehículos eléctricos, éste es una carga que debe ser una fuente considerable en contenido de armónicas.

### DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

La contribución de los receptores de televisión. La televisión generalmente alimentada por un rectificador y alta capacitancia. Algunos receptores usan rectificación de media onda y producen niveles considerables de D.C. y de órdenes de armónicas par.

Algunas televisiones usan rectificación de doble onda como se muestra en la figura y las más recientes tienen tiristores agregados a éste circuito.



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

El tiristor es disparado después de mantener el pico en la circuitería, el tiristor es expuesto a menos del pico mantenido de voltaje. Sin embargo, éste resulta en un pico alto de corriente, y a su vez un alto contenido de armónicas. Los colores percibidos demandan un pico de corriente que es uno o dos veces mayor que la de los receptores monocromáticos.

Aplicando el Análisis de Fourier a los impulsos senoidales producidos por la rectificación de la figura anterior, las corrientes armónicas:

$$I_n = \frac{8\alpha I}{\pi} \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{\cos n \alpha - n \cos n\pi}{1-n^2\alpha^2} \cos n\omega t$$

donde  $I$  es un valor de cresta del impulso de corriente y  $\alpha = \theta/\pi$  es duración relativa con respecto al periodo de la frecuencia principal.

Los valores de  $\alpha$ , son usualmente entre 0.08 y 0.18 para televisión. La siguiente Tabla da los componentes de corriente armónica impar para varios receptores.

Corriente armónica (en amperes)

Orden de Armónicas	Tipo de receptor			
	Tubo blanco y negro	Blanco y negro con transistores	Puente de Diodos Color	Tiristores color
3	0.53	0.32	0.73	0.82
5	0.31	0.25	0.59	0.66
7	0.13	0.15	0.43	0.34
9	0.055	0.08	0.27	0.14
11	0.045	0.04	0.15	0.09
15	0.03	0.03	0.045	0.04

CORRIENTES ARMONICAS (EN AMPERES)

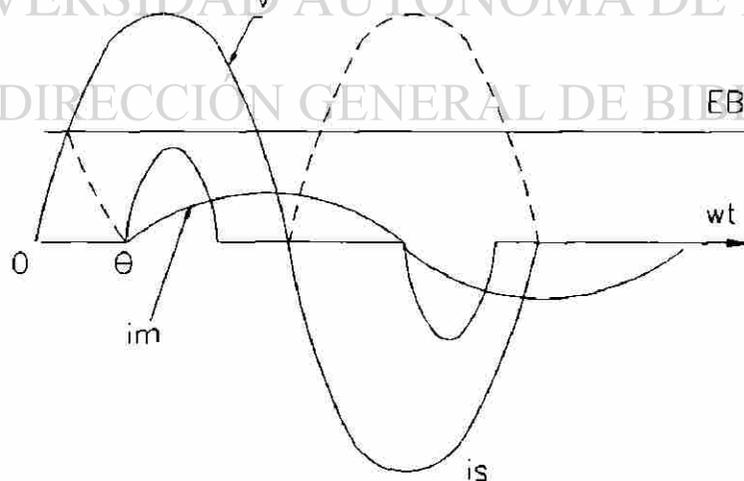
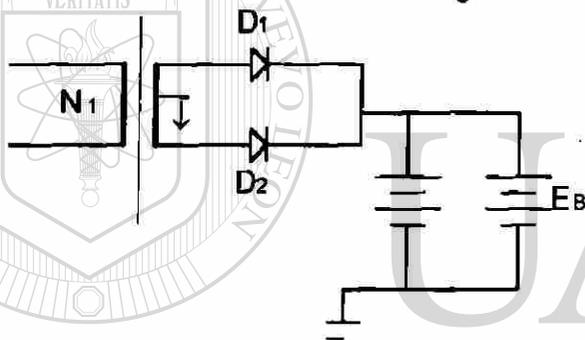
		ORDEN DE ARMONICAS				
		1	3	5	7	9
1 receptor	corriente: $I_1(A)$	0.08	0.67	0.48	0.29	0.09
10 receptores	corriente: $I_{10}(A)$	8.00	5.80	3.50	1.70	0.70
neutro	$I_{10} / 10 I_1$	1.00	0.86	0.73	0.58	0.77
por fase	corriente: $I_{10}(A)$	1.00	17.40	0.70	0.60	2.10
fase	$I_{10} / 10 I_1$	0.12	2.60	0.14	0.20	2.30
80 receptores	corriente: $I_{80}(A)$	64.00	37.60	13.20	3.80	1.70
neutro	$I_{80} / 80 I_1$	1.00	0.70	0.34	0.16	0.23
por fase	corriente: $I_{80}(A)$	9.60	116.00	3.00	0.90	4.60
fase	$I_{80} / 80 I_1$	0.15	2.10	0.08	0.04	0.63

Esta tabla es un resultado experimental hecho en Francia, que muestra la distribución estadística del desplazamiento de fase y de las armónicas producidas por varios receptores en paralelo.

En mucho de los casos la cresta de las armónicas coinciden con la cresta de la fundamental.

### CONTRIBUCION DE ARMONICAS DE LOS CARGADORES DE BATERIAS

El circuito básico usado en cargadores de baterías es el siguiente:



Las armónicas individual generada por tal circuito, dependen del voltaje de batería inicial, varían acordes al tiempo. Haciendo referencia a la figura, la conducción inicia cuando  $V < E$  y:  $\theta = \text{sen}^{-1}(E/V)$ .

El circuito de la figura es usado para fijar el contenido de armónicas de un grupo de cargadores de baterías.

En común con receptores de televisión, radios, estéreos y otros artículos, emplean corriente directa, los cargadores de baterías producen alto contenido de armónicas de rizo de secuencia cero con las cuales sobrecargan el circuito neutro. En la fabricación de lámparas fluorescentes también se producen corrientes de rizo armónicas con la misma relación de fase; sin embargo el ángulo de fase de la tercera armónica no varía mucho para causar una cancelación significativa cuando un grupo de cargadores está en operación.

---

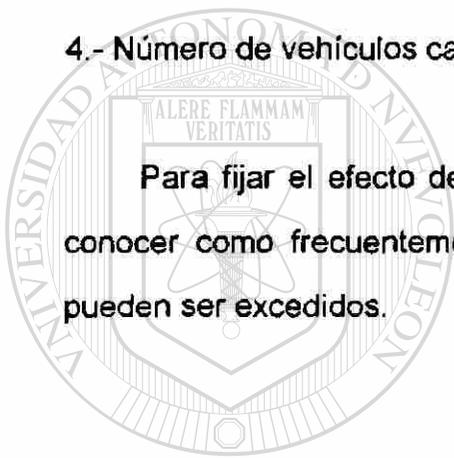
UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

Existe un procedimiento para predecir las amplitudes de las corrientes armónicas inyectadas a un sistema de distribución por un grupo de cargadores de baterías en un bus. Ese procedimiento simula un número alto de ciclos de recarga usando condiciones iniciales en los cambios de estado y tiempos de arranque conformes a una distribución estadística usando un modelo conocido de baterías y de sistemas de cargado, amplitud de armónicas contra tiempo o durante cada ciclo de recarga son determinadas y almacenadas. Después de simular muchos ciclos de recarga, éstos resultados son usados para determinar los niveles esperados de corrientes armónicas y sus posibilidades relativas de ocurrencia.

Los datos de entrada para una simulación son:

- 1.- Parámetros de las baterías (f.e.m. contra cambios de estado y capacitancia en ampere - hora).
- 2.- Parámetros de cargador (ajuste de relación de transformación, inductancia, resistencia, voltaje en la línea C.A.).
- 3.- Distribución estadística de tiempos de arranque de la recarga y cambios de estado.
- 4.- Número de vehículos cargados en un bus.

Para fijar el efecto de las corrientes armónicas inyectadas es necesario conocer como frecuentemente niveles particulares de amplitudes armónicas pueden ser excedidos.



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

### CONDICIONES IMPERFECTAS DE LOS SISTEMAS

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

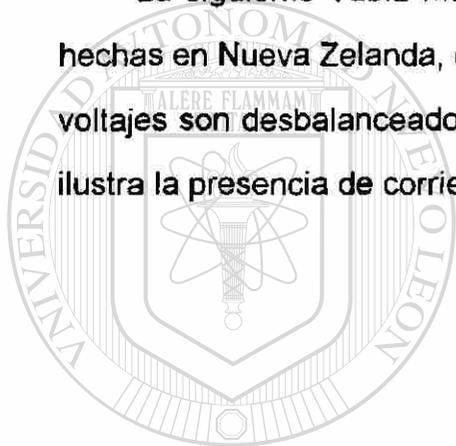
Los efectos de armónicas causados por condiciones imperfectas de los sistemas encontrados en la práctica no pueden ser derivados de modelos idealizados. En general cada una de las tres partes principales de un sistema están:

- 1.- El sistema de voltaje C.A. nunca es perfectamente balanceado y distorcionado su sistema de impedancias.
- 2.- La corriente de C.D. puede ser modulada desde otra estación convertidora en el caso de un enlace rectificador - inversor.

3.- El sistema de control de ángulo de disparo da errores substanciales en su implementación.

Como resultado de los convertidores estáticos grandes, siempre producen armónicas de órdenes y magnitudes no predecibles por las series de Fourier de formas de onda idealizadas.

La siguiente Tabla muestra el resultado de mediciones durante pruebas hechas en Nueva Zelanda, en una estación de convertidores de C.D. Todos los voltajes son desbalanceados particularmente en la tercera y novena. La Tabla ilustra la presencia de corrientes armónicas, impares y par.



# UANL

---

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



400 A.D.C. corriente Voltaje de Fase a neutro 220 kV			
Armónica	Fase Roja (%)	Fase Amarilla (%)	Fase Azul (%)
1	100	100	100
2	0.5	0.7	1
3	2.9	0.3	1
4	0.6	0.3	0.4
5	0.25	0.15	0.25
6	0.25	0.3	0.35
7	0.15	0.15	0.1
8	0	0.05	0.1
9	0.05	0.05	0.15
10	0.05	0.05	0.05
11	0.1	0.15	0.1
12	0.15	0.05	0.15
13	0.05	0.05	0.05
14	0.05	0.05	0.05
15	0.15	0	0.2
16	0	0.1	0.15
17	0.3	0.3	0.3
18	0	0.05	0.1
19	0.3	0.3	0.7
20			
21			
22	0.2	0.2	0.5
23	0.4	0.2	0.3
24	0.2	0.2	0.15

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

### IMPERFECCIONES EN LA FUENTE DE C.A.

Desviaciones desde la fuente sinusoidal perfectamente balanceada pueden ser causadas por:

- 1.- Presencia de frecuencia fundamental de secuencia negativa en la conmutación de voltaje.

2.- Distorsión de voltaje armónico de secuencia positiva o negativa.

3.- Asimetría en las reactancias de conmutación. En general un imperfecto en la fuente de C.A. produce asimetría en las referencias de disparo y modulación de corriente C.D.

El primer problema puede ser eliminado usando control de disparo equidistante pero el segundo problema se mantiene. Este efecto es ilustrado en la figura para el caso de un nivel alto de asimetría de voltajes fundamental, producen considerable contenido de 2a. armónicas en el lado de C.D. y terceras armónicas en el lado de C.A.

Si una señal  $V_n$  de secuencia positiva o negativa es agregada a una alimentación de tres fases ideal de una configuración de un convertidor de 12 pulsos, el orden y el nivel máximo ( $V_k$ ) de voltaje armónico a la salida de rectificador da sobre alguno de las siguientes categorías:

**Caso 1:** si  $n + k = 12p_1 + 1$  y  $n - k = 12p_2 + 1$ , donde  $p_1$  y  $p_2$  son cualquiera íntegros, entonces:

$$V_n = \frac{n\sqrt{2}}{n^2 - k^2} \quad \text{si } n^2 > k^2$$

$$V_k = \frac{k\sqrt{2}}{k^2 - n^2} \quad \text{si } k^2 > n^2$$

**Caso 2:** si  $n + k = 12p_1 + 1$  pero  $n - k \neq 12p_2 + 1$ , entonces:

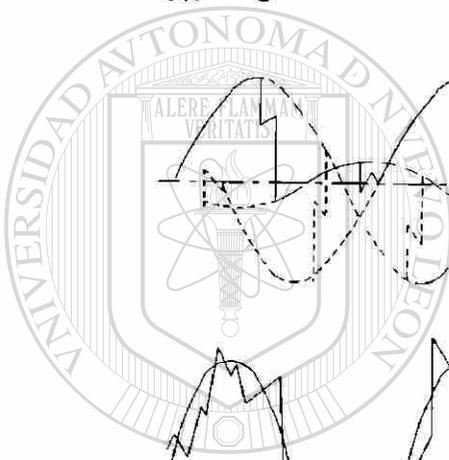
$$V_k = V_n \frac{1}{\sqrt{2(n+k)}}$$

**Caso 3:** si  $n - k = 12p_1 + 1$  pero  $n + k \neq 12p_2 + 1$ , entonces:

$$V_k = V_n \frac{1}{\sqrt{2(n-k)}}$$

**Caso 4:** si  $n + k \neq 12p_1 + 1$  y  $n - k \neq 12p_2 + 1$ , entonces:

$$V_k = 0$$



# UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



Un sumario de todos los voltajes armónicos arriba de orden 6 están dados en la siguiente Tabla para armónicas interferidas de orden -5 a +5.

Voltaje C.A. interferido Armónicas de orden, n	Voltaje armónico en el lado de D.C.	
	Orden, k	Amplitud $V_k/V_n$
-1	2	0.707
2	1	0.707
-2	3	0.707
3	2	0.707
-3	4	0.707
-4	5	0.707
-5	6	0.707

El  $V_k$  tabulado es expresado en de por unidad del promedio máximo de voltaje C.D. y  $V_n$  en por unidad de voltaje de C.A. normal.

Los valores dados son aplicables en la práctica y también a convertidores de alto número de pulsos. La causa de imperfección puede ser algo de asimetría en las reactancias de conmutación.

$$X_a = X_o (1 + g_a)$$

$$X_b = X_o (1 + g_b)$$

$$X_c = X_o (1 + g_c)$$

Donde  $X_o$  es la reactancia y cada valor de  $g$  puede variar entre  $\pm g_o$ . En este caso el máximo nivel de corrientes armónicas A.C.  $I_n$  de orden n, para el caso de un puente de seis pulsos ocurre cuando:

$$g_a = 0, \quad g_b = \pm g_o, \quad g_c = \pm g_o \quad \text{para } n = 3, 9, 15, \text{ etc. } \circ$$

$$g_a = \pm g_o, \quad g_b = \pm g_o, \quad g_c = \pm 0 \quad \text{para } n = 5, 7, 11, 13, \text{ etc.}$$

El valor máximo de  $I_n$  cambio negligible de corriente de C.D. y voltaje C.A. es obtenido de la expresión:

$$I_n = \frac{I_1 g_o}{n(n^2 - 1) id x_o \sqrt{3}}$$

$$\times \{ n^4 [\cos(\alpha + u) - \cos \alpha]^2 + 2n^3 \sin \alpha \sin nu [\cos(\alpha + u) - \cos \alpha] + n^2 [\sin^2 \alpha + \sin^2(\alpha + u) + 2 \cos nu (\cos^2 \alpha - \cos u) + 2 \cos \alpha (\cos \alpha + u) - \cos \alpha] + 2n \cos \alpha \sin nu (\sin \alpha + \sin(\alpha + u) + 2 \cos^2 \alpha (1 - \cos nu)) \}^{1/2}$$

para  $n = 3, 9, 15$ , etc. donde  $I_1$  es la corriente R.M.S. fundamental,  $id$  es la corriente D.C. por unidad,  $x_o$  es la reactancia de conmutación por unidad,  $\alpha$  es el ángulo de disparo y  $u$  es el ángulo de sobrepaso (o conmutación) para  $n = 5, 7, 11$  y  $13$ , etc.

La siguiente Tabla da valores para el caso típico de  $x_o = 0.2$  por unidad,  $\alpha = 15^\circ$ ,

$g_o = 0.075$  reactancias de conmutación no iguales. También voltajes en el lado

D.C. La magnitud mayor de éstos ocurre cuando  $g_a = 0, g_b = +g_o$  y  $g_c = -g_o$ .

Únicamente las armónicas par ocurren y están dadas por:

$$V_{n(\text{máx})} = \frac{id x_o g_o V_{dio}}{2\sqrt{6}}$$

donde  $V_{dio}$  es voltaje de C.D. teórico sin carga.

### MODULACION DE CORRIENTE DE C.D.

Si se asume una alimentación de tres fases y de disparo equidistante, la adición de componentes de corriente armónica pequeña  $I_R$  de orden  $k$  en el lado de C.D. debe de generar un componente  $I_n$  de diferente orden pero de la misma secuencia en el lado de C.A. El máximo nivel es dado a continuación:

Orden de armónicas, $k$ , corriente de modulación en el lado C.D.	Corriente armónica en el lado de C.A.	
	Orden, $N$	Amplitud, $I_n$
1	0	0.707
2	2	0.707
3	-1	0.707
4	3	0.707
	-2	0.707
	-3	0.707
	5	0.707

La amplitud  $I_n$  es en múltiplos de  $I_1$   $I_k / I_d$ , donde  $I_1$  es la corriente fundamental R.M.S. en el bus de barra de C.A.,  $I_k$  es la corriente de interferencia en el lado de C.D. de orden  $k$  y  $I_d$  es corriente C.D.

### IMPERFECCIONES EN LOS SISTEMAS DE CONTROL.

Se describe el efecto de modulación de armónicas del control de voltaje aplicado al osciloscopio de un sistema de control de corriente C.D. usando fases candadeadas o fijas, principio del oscilador, asumiendo la corriente de C.D. constante y los voltajes de C.A.,  $V_c$  señal de armónica modulante de orden

$n$ , causa componentes de voltaje de C.D. de orden  $n_1 = \pm n \pm 12p$  en un convertidor de 12 pulsos.

La magnitud del voltaje de modulación de C.D. es:

$$V = \frac{V_c \sin \alpha_o \cos (n_1 U_o / 2)}{n_1}$$

donde  $\alpha_o$  y  $U_o$  son el disparo medio y el ángulo de sobrepaso respectivamente.

La magnitud de corriente de C.A. total referida a una fase de un valor cualquiera de orden  $n_2$  de armónica a una excitación similar es:

$$I_A (n_2) = \frac{I_d V_c 2\sqrt{3} \sin (n_2 U_o / 2)}{n_2 (\cos \alpha_o - \cos (\alpha_o + U_o))} \quad \text{Para } n_2 = \pm n \pm (1, 11, 13, \dots)$$

únicamente.

## ASIMETRIA DE CIRCUITOS DE DISPARO

Las imperfecciones de sistemas de C.A. o errores de los disparos resulta de la desviación del ancho de pulso de la característica de la forma de onda de corriente rectangular.

Si los pulsos de corriente positiva arrancan por un ángulo  $\varepsilon$  y uno negativo arranca más tarde para el mismo ángulo, los intervalos no conductivos son incrementados por  $2\varepsilon$ . La simetría par, la cual elimina las armónicas de orden par, esta usa la ecuación mostrando de existencia de armónicas par, las cuales para ángulos pequeños de sobrepaso son dados por la expresión:

$$I_n = 2 \sin n\epsilon \approx \epsilon$$

$$I_1 = 2n \cos \epsilon$$

Para  $\epsilon = 1^\circ$  la segunda y cuarta armónica son cada una aproximadamente 1.74% de la corriente fundamental. Si el disparo de los dos valores conectados a la misma fase son  $\epsilon$ , entonces los pulsos de corriente positiva y negativa de una fase son  $\epsilon$  grados más cortos que lo normal. Los pulsos de una de las fases mantenidas son incrementadas por  $\epsilon$ . Esto produce corrientes armónicas triples.

La relación del ángulo de sobrepaso de la armónica triple ( $h = 3q$ ) a la corriente fundamental son expresadas por:

$$I_n = \sin(q\pi \pm 1.5 q\epsilon)$$

$$I_1 = 3q \sin(\pi/3 \pm \epsilon/2)$$

Para valores pequeños de  $\epsilon$ , el nivel aproximado de la tercera armónica es dado por:

$$I_3 = 1.5 q\epsilon = 0.577\epsilon$$

$$I_1 = 3q \sqrt{3}/2$$

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

para  $\epsilon = 1^\circ$ ,  $I_3 = 1\%$  de la fundamental.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

### CONTROL DE FASE MODULADA

La principal aplicación de control de fase modulada es el ciclo convertidor el cual provee conversión de fuerza estática desde una frecuencia a otra. Este consiste de una configuración convertidor dual, controlado a través de variando el tiempo de pulsos de disparo de fase modulada. La relación de fases de corriente de salida y sus formas de onda dependen de la carga.

El ciclo convertidor prácticamente opera con circulación de corriente interna entre los dos convertidores y a través de la corriente circulante.

Las formas de onda de voltaje de salida son formadas por intervalos seleccionados de las tres fases de voltaje de alimentación de entrada y de la corriente de entrada en cada fase por el intervalo seleccionado de las corrientes de salida.

Todas las configuraciones del convertidor usadas para rangos de potencia mayores son combinaciones de grupo básico de tres pulsos, el contenido de armónicas de éstos circuitos multipulsos, pueden ser fácilmente derivados de series de armónicas básicas de convertidores de fase controlada de tres pulsos.

El análisis de Fourier convencional no es práctico para la derivación de componentes armónicas del ciclo convertidor tal como el espectro de frecuencias del voltaje de salida y formas de onda de corrientes de entrada es relacionada a ambas, la entrada principal y frecuencias de salida; el análisis de Fourier clásico resuelve formas de onda periódicas dentro de una componente fundamental, la frecuencia de la cual es igual a la repetición de frecuencia fundamental de la onda y serie de componente armónica la cual es múltiplo de la frecuencia fundamental.

Las formas de onda del ciclo convertidor contiene frecuencia las cuales no son múltiplos de la frecuencia de salida principal. Únicamente cuando la frecuencia de salida es un submúltiplo exacto del producto de la frecuencia de

entrada y del número de pulsos del convertidor es en cada ciclo de salida idéntico con el siguiente:  $f_0 = \frac{3f_i}{k}$  donde k es un número entero.

### DERIVACION DE ARMONICAS DE CORRIENTE DE ENTRADA

Para la derivación de las formas de onda de corriente de entrada es conveniente el uso de dos funciones de switcheo: el tiristor y el convertidor. También es necesario hacer las siguientes aproximaciones:

- 1.- La corriente de salida es puramente sinusoidal.
- 2.- La fuente de impedancia es negligente.

Considerando primero una fase sencilla de salida, la corriente en cada fase de la fuente es dado por:

$$i_A = I_o \text{sen}(\theta_o + \phi_o) F_1(\theta_i - \pi/2 + f(\theta_o)) F_p(\theta_o) + I_o \text{sen}(\theta_o + \phi_o) F_1(\theta_i + \pi/2 - f(\theta_o)) F_N(\theta_o)$$

Para Análisis de Fourier convencional  $F_1$ ,  $F_p$  y  $F_N$  pueden ser expresados en términos de las siguientes series:

$$F_1(\theta_i \pm \pi/2 \pm f(\theta_o)) = 1/3 + \sqrt{3}/\pi [\text{sen}(\theta_i \pm \pi/2 \pm f(\theta_o)) - 1/2 \cos 2(\theta_i \pm \pi/2 \pm f(\theta_o)) - 1/4 \cos 4(\theta_i \pm \pi/2 \pm f(\theta_o))]$$

$$F_p(\theta_o) = 1/2 + 2/\pi [\text{sen}(\theta_o + \phi_o) + 1/3 \text{sen} 3(\theta_o + \phi_o) + 1/5 \text{sen} 5(\theta_o + \phi_o) + \dots]$$

$$F_N(\theta_o) = 1/2 - 2/\pi [\text{sen}(\theta_o + \phi_o) + 1/3 \text{sen} 3(\theta_o + \phi_o) + 1/5 \text{sen} 5(\theta_o + \phi_o) + \dots]$$

Substituyendo en  $i_A$  y reduciendo:

$$i_A = I_o \text{sen}(\theta_o + \phi_o) \left\{ \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} [\text{sen}\theta_i \text{sen} f(\theta_o) + \frac{1}{2} \cos 2\theta_i \cos 2f(\theta_o) - \frac{1}{4} \cos 4\theta_i \cos 4f(\theta_o) - \frac{1}{5} \text{sen} 5\theta_i \text{sen} 5f(\theta_o) + \dots] + \frac{1}{4} \cos 4\theta_i \cos 4f(\theta_o) - \frac{1}{5} \text{sen} 5\theta_i \text{sen} 5f(\theta_o) + \dots \right\} + 4 \frac{\sqrt{3}}{\pi^2} [-\cos\theta_i \cos f(\theta_o) - \frac{1}{2} \text{sen} 2\theta_i \text{sen} 2f(\theta_o) + \frac{1}{4} \text{sen} 4\theta_i \text{sen} 4f(\theta_o) + \frac{1}{5} \cos 5\theta_i \cos 5f(\theta_o) \dots] [\text{sen}(\theta_o + \phi_o) + \frac{1}{3} \text{sen} 3(\theta_o + \phi_o) - \frac{1}{5} \text{sen} 5(\theta_o + \phi_o) + \dots]$$

En la expresión de  $f(\theta_o) = \text{sen}^{-1} r \text{sen} \theta_o$ , cuando la función de modulación usa la onda coseno. En general la salida debe ser tres fases y asumiendo que son perfectamente balanceadas las formas de onda de entrada y salida, cada fase de entrada debe de incluir la contribución de las tres corrientes de salida

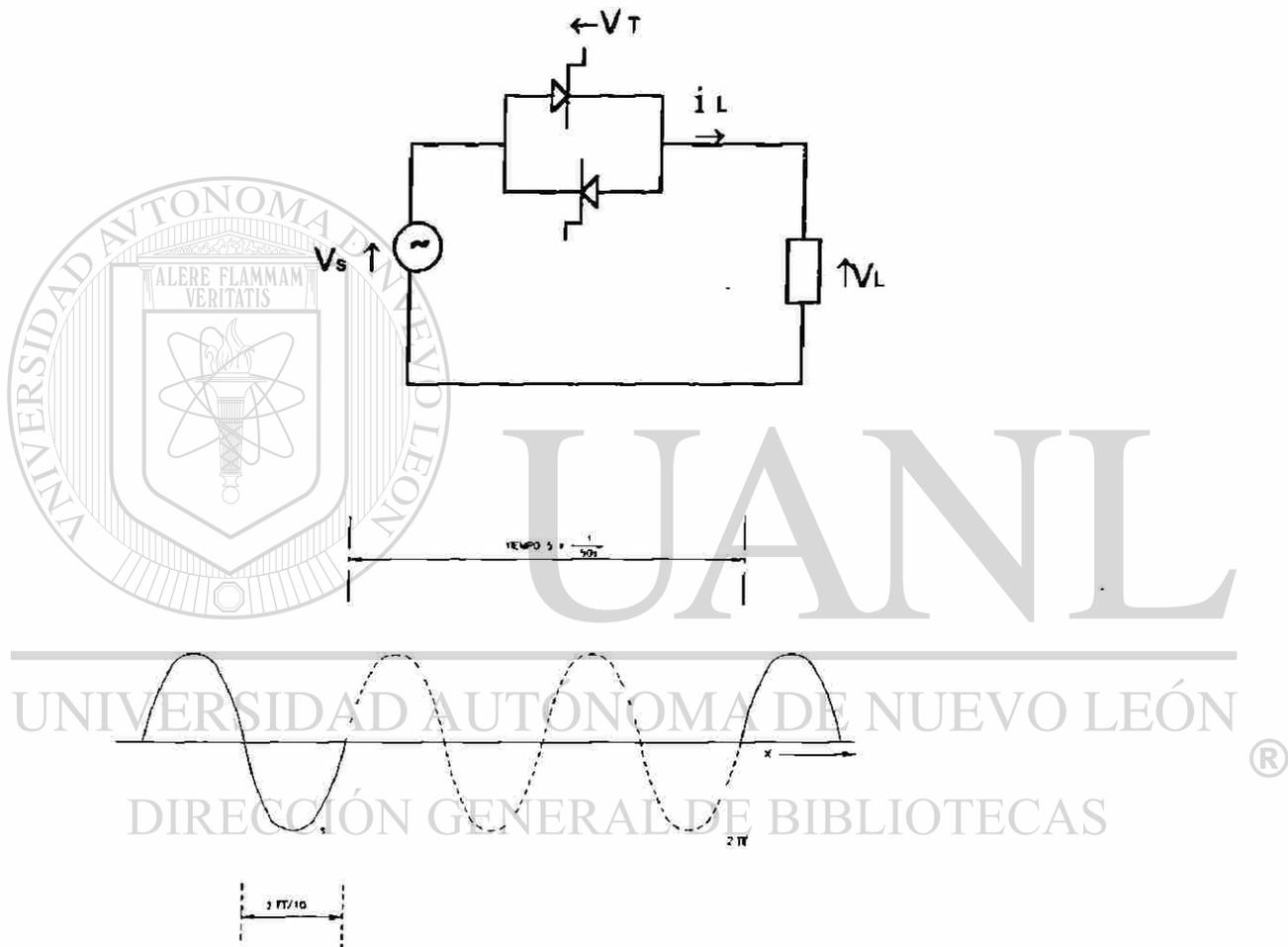
$$i_A = i_{A1} + i_{A2} + i_{A3}$$

El procedimiento puede ser extendido a los casos de tres fases de salida, sobre diferentes conexiones del transformador y diferentes configuraciones del convertidor.

## CONTROL DE CICLO INTEGRAL

La selección de éste tipo de control es basado en el switcheo de voltaje y medios ciclos. La frecuencia de alimentación fundamental no puede ser usada como básico para el Análisis de Fourier, porque el periodo de repetición, a través de frecuencias menores producidas son una variable de frecuencias subarmónicas.

Si el número de ciclos ON es  $N$  y el número de ciclos sobre el cual el patrón es repetido es  $M$  el periodo de repetición es  $M/f$ , donde  $f$  es la frecuencia de alimentación. Las frecuencias bajas, las cuales pueden convertirse en frecuencia fundamental es  $f/M$  hertz.



Con referencia a las frecuencias bajas, la corriente puede ser expresada como:

$$i = I_{\text{máx}} \sin M \omega t$$

Usando el tiempo de referencia los coeficientes de Fourier son cero, esto es únicamente en términos de seno, su expresión general viene a ser:

$$B_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{2\pi f/M} [-I_{\text{máx}} \sin M \omega t \sin n \omega t] d\omega t$$

$$= -I_{\text{máx}} \frac{2M}{\pi} \frac{\sin((N/M) n\pi)}{M^2 - n^2}$$

Considerando como ejemplo el caso en donde  $M = 5$  y  $N = 1$ , la frecuencia de repetición baja para una alimentación de 50 Hz. es:

$$f_1 = \frac{f}{M} = \frac{50}{5} = 10$$

$n = 1$  corresponde con 10 Hz.

Los niveles de por unidad de las varias frecuencias presentes, obtenidas de la ecuación son:

$$f_1 = (10 \text{ Hz}) = 0.087$$

$$f_8 = (80 \text{ Hz}) = 0.078$$

$$f_2 = (20 \text{ Hz}) = 0.14$$

$$f_9 = (90 \text{ Hz}) = 0.033$$

$$f_3 = (30 \text{ Hz}) = 0.189$$

$$f_{10} = (100 \text{ Hz}) = 0$$

$$f_4 = (40 \text{ Hz}) = 0.208$$

$$f_{11} = (110 \text{ Hz}) = 0.19$$

$$f_5 = (50 \text{ Hz}) = 0.2$$

$$f_{12} = (120 \text{ Hz}) = 0.025$$

$$f_6 = (60 \text{ Hz}) = 0.17$$

$$f_{13} = (130 \text{ Hz}) = 0.021$$

$$f_7 = (70 \text{ Hz}) = 0.126$$

$$f_{14} = (140 \text{ Hz}) = 0.011$$

donde  $n$  es múltiplo de  $M$  los coeficientes son cero para 100 Hz, 150 Hz, etc.

## CAPITULO V

# LAS ARMONICAS Y SUS EFECTOS

Una vez que las fuentes de armónicas y sus magnitudes son claramente definidos, debe ser interpretado en término de sus efectos en el sistema y la operación de equipo. Los elementos individuales de los sistemas de potencia pueden ser examinados por su sensibilidad a armónicas como una base para recomendaciones en los niveles permisibles.

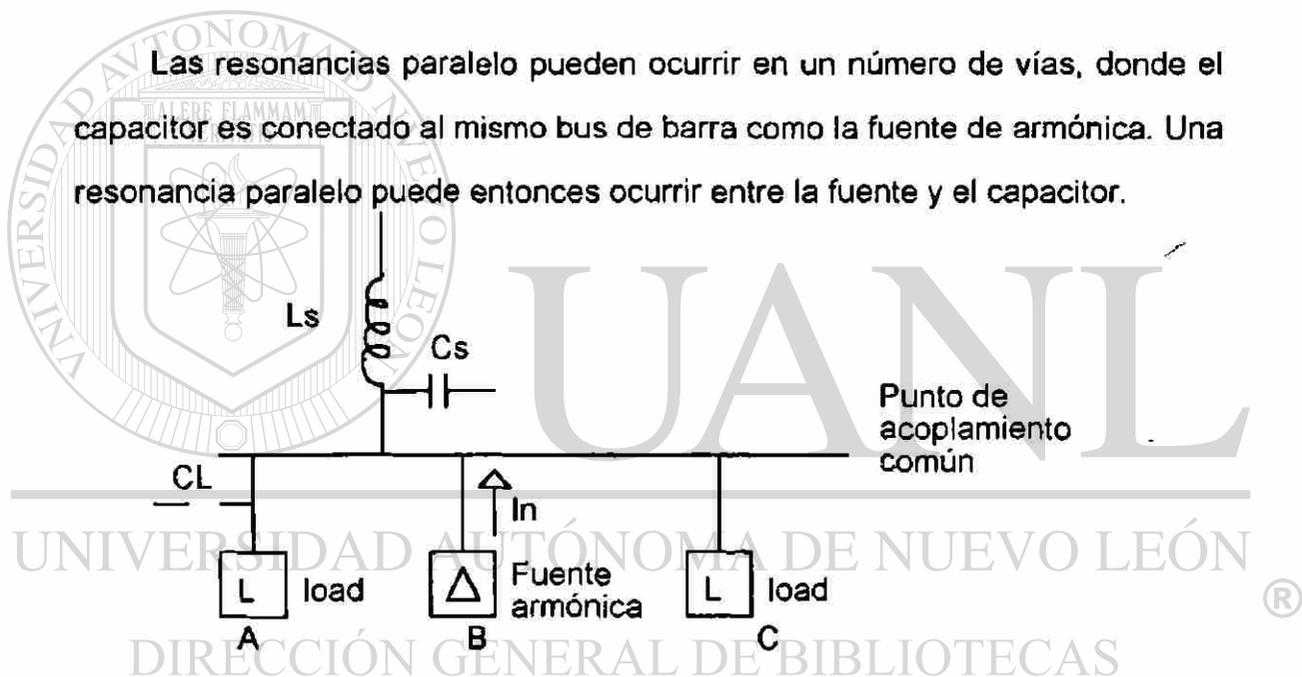
Los principales efectos de corriente y voltaje armónico dentro de un sistema de potencia son:

- 1) Amplificación de niveles armónicos resultantes de resonancias serie y paralelo.
- 2) Reducción de eficiencia en generación de potencia, transmisión y utilización.
- 3) Degradación del aislamiento eléctrico en los componentes de planta.
- 4) Mala operación de planta.

## RESONANCIA PARALELO

La resonancia paralelo resulta en una alta impedancia presentada a las fuentes de armónicas a la frecuencia resonante. La mayoría de las fuentes armónicas pueden ser consideradas como fuentes de corriente, esto resulta en voltajes armónicos incrementados y altas corrientes armónicas en cada rama de la impedancia paralelo.

Las resonancias paralelo pueden ocurrir en un número de vías, donde el capacitor es conectado al mismo bus de barra como la fuente de armónica. Una resonancia paralelo puede entonces ocurrir entre la fuente y el capacitor.



Asumiendo que la fuente debe ser completamente inductiva, la frecuencia resonante es:

$$f_p = f \sqrt{\frac{S_s}{S_c}}$$

donde  $f$  es la frecuencia fundamental (Hz),  $f_p$  es la frecuencia resonante paralelo (Hz),  $S_s$  es la fuente de cortocircuito (VAr)  $S_c$  es el capacitor (VAr).

En la figura anterior, la corriente armónica desde el consumidor B encuentra una impedancia armónica alta en el bus de barra. Esta puede ser la verdadera resonancia entre la impedancia del sistema ( $L_s$ ) y la capacitancia del sistema ( $C_s$ ) o la capacitancia de carga ( $C_i$ ).

Para determinar cual condición de resonancia existe, es necesario medir la corriente armónica en cada carga del consumidor y su alimentación, junto con el voltaje armónico y el bus de barra.

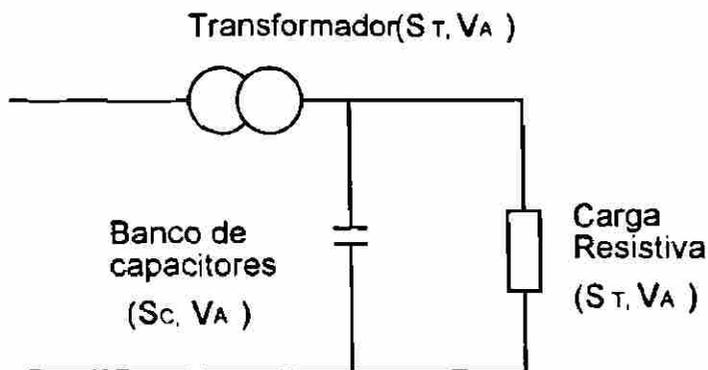
### RESONANCIA SERIE

Considerando la siguiente figura, a frecuencias mayores, la carga puede ser ignorada como la impedancia capacitiva reducida. Bajo éstas condiciones,

la resonancia serie debe de existir cuando:

$$f_s = f \sqrt{\frac{St - Si^2}{ScZt - Sc^2}}$$

donde  $f_s$  es frecuencia resonante serie (Hz),  $St$  es el rango del transformador,  $Zt$  es el transformador por unidad de impedancia,  $Si$  es la carga (resistiva).

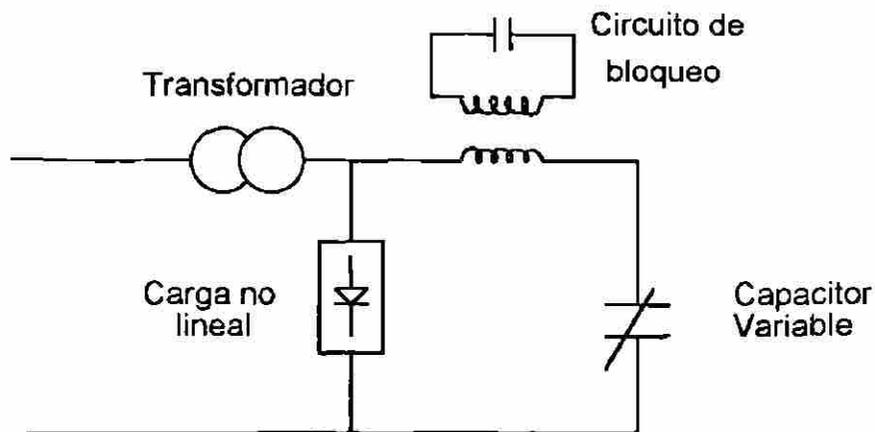


## EFECTO DE RESONANCIA EN COMPORTAMIENTO DE SISTEMAS

Resonancias tienen que ser consideradas en relación a capacitores y en particular a capacitores en la corrección de factor de potencia. Estos capacitores pueden ser hechos en números estándares, los cuales especifican variedad de niveles de capacidad de corriente de sobrecarga. Típicamente los rangos de capacidades de sobrecarga van desde 15%, 30% (para Austria y Europa) hasta 80% (para USA).

Otra área en donde los efectos de resonancia pueden inducir falla de componentes es asociado con la aplicación de señalización en líneas de potencia para el manejo de cargas. En tales sistemas siempre se usa prevenir la señalización de frecuencia desde la absorbida en elementos de baja impedancia tal como capacitores para la corrección de bajo factor de potencia.

Una instalación típica es mostrada en la siguiente figura:



Las resonancias locales existen, las corrientes armónicas pueden fluir, resultando en daño de los capacitores de ajuste.

### EFFECTOS DE ARMONICAS EN MAQUINAS ROTATORIAS

Los voltajes o corrientes armónicas aumentan a las pérdidas adicionales en los bobinados del estator, circuitos de rotor, estator y laminaciones del estator y rotor. Las pérdidas en el estator y rotor son mayores que las asociadas con las resistencias de c.d. por las corrientes de eddy y sus efectos.

Las fugas del campo seleccionadas por las corrientes armónicas en el estator y rotor, producen pérdidas extras.

Como una ilustración de los efectos de la distorsión de la forma de onda de alimentación en la pérdida de potencia, k Lingsirn y Jordan consideraron el caso de un motor de 16 kW, operando a salida total con 60 Hz de alimentación y un rango de voltaje fundamental en cada caso. Con una alimentación de voltaje sinusoidal, el total de pérdidas es de 1,303 W.

La siguiente distribución de pérdidas causadas por alimentación de armónicas para el caso de una máquina inversora es dado por Chambers y Sarkar, para el bobinado del estator, 14.2%; barras del rotor, 41.2%; región final, 18.8%. Esta claro que los principales componentes de pérdidas están dados en el rotor.

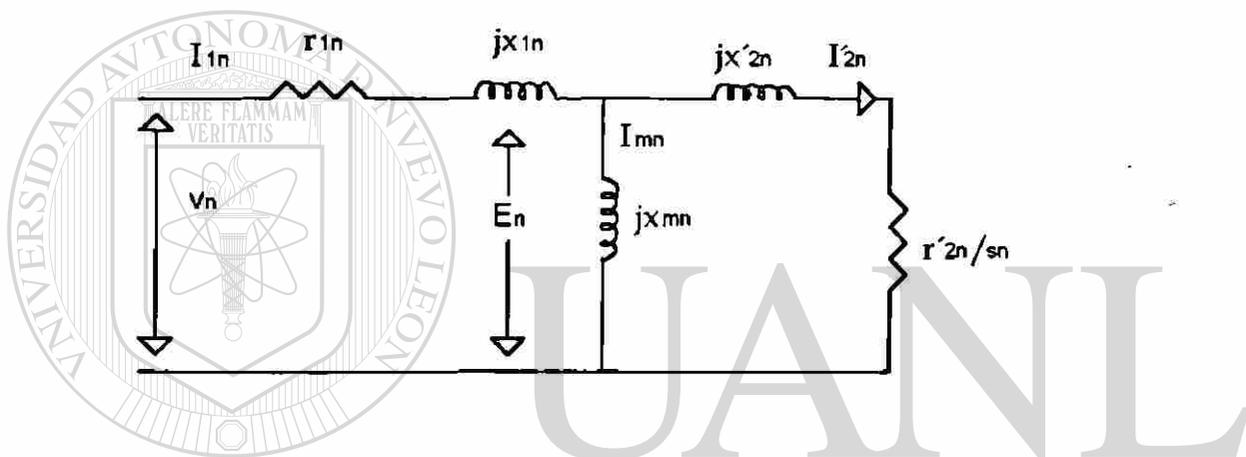
Cuando se consideran las armónicas por pérdidas de calentamiento en el rotor de máquinas sincrónicas, deberá recordarse que pares de armónicas del estator producen la misma frecuencia en el rotor. Por ejemplo, la 5a. y 7a. armónica ambas inducen corrientes en el rotor a frecuencias de  $6 f_1$ . Cada una de éstas corrientes toman la forma parcial sinusoidal aproximadamente de distribución de corriente de barra de amortiguamiento viajando alrededor del rotor a una velocidad  $6 W_1$ , pero en dirección opuesta. Tal para un sistema lineal, el promedio de pérdidas de superficie del rotor por densidad alrededor de la periferia, debe ser proporcional a  $(I_5^2 + I_7^2)$  de su rotación opuesta, al mismo punto alrededor de la periferia las pérdidas de superficie local por densidad deben ser proporcionales a  $(I_5 + I_7)^2$ .

Si la 5a. y 7a. corriente armónica son de similar magnitud, entonces la máxima pérdida local por densidad debe ser cerca de 2 veces el promedio de pérdida por densidad causada por éstas dos corrientes.

La pérdida de potencia adicional es probablemente el más serio efecto de armónicas sobre máquinas de C.A. La capacidad de una máquina para acoplar con corrientes armónicas extras debe depender de las pérdidas adicionales totales y sus efectos en la temperatura de la máquina y el sobrecalentamiento local.

## ARMONICAS EN EL TORQUE

El circuito equivalente de una máquina de inducción puede ser dibujado para cada una de las armónicas como se muestra en la figura, donde todos los parámetros corresponden a la frecuencia actual de las corrientes del bobinado.



Las corrientes armónicas presentes en el estator de una máquina de C.A. produce inducción en la acción de motorización.

Esta motorización da salida al torque de la flecha en la misma dirección como las velocidades de los campos armónicos como todas las armónicas de secuencia positiva deben de desarrollar torque de flecha agregados a la rotación de la flecha donde las armónicas de secuencia negativa deben de tener efecto opuesto.

Para una corriente armónica  $I_n$ , el torque por fase es dado por  $I_{2n}^2 (r'_{2n}/s_n)$  watts a velocidad armónica. Refiriéndose a la velocidad fundamental, ésta viene a ser:

$$T_n = (I_n^2/n)(r'_{2n}/S_n) \text{ watts sincronos}$$

La señal de  $n$  da la dirección del torque.  $S_n$  es aproximadamente 1.0. La expresión arriba puede ser escrita como:

$$T_n = (I_n^2/n)r'_{2n} \text{ por unidad si } I_n \text{ y } r'_{2n} \text{ son por unidad.}$$

Usando la relación  $V_n = I_n Z_n$  y  $Z_n \approx nX_1$ , el torque puede ser expresado en términos de voltaje armónico:

$$T_n = (v_n^2/n^3)(r'_{2n}/X_1^2)$$

Al tener armónicas con pocos efectos en torque, ellas pueden producir pulsaciones de torque significante. Williamson desarrolló la siguiente expresión de aproximación para las magnitudes de pulsaciones de torque basadas en voltaje nominal:

$$T_{3k} = [ I_{n+}^2 + I_{n-}^2 - 2I_{n+} I_{n-} \cos(\phi_{n+} - \phi_{n-}) ]^{1/2} \text{ por unidad}$$

donde  $I_{n+}$  y  $I_{n-}$  son valores por unidad,  $n+$  representa el  $1+3k$  orden de armónicas y  $n-$  representa  $1-3k$  orden de armónicas.

Como ejemplo se toma el caso de un voltaje de alimentación con un total de armónicas de distorsión de cerca de 4% resultando en máquinas con corrientes de 0.03 y 0.02 por unidad para la 5a. y 7a. armónica respectivamente. Si ambas armónicas tienen el mismo ángulo de fase, entonces para una máquina de 50 Hz con voltaje pleno, el torque debe de tener una componente de variación de 300 Hz con una amplitud de 0.01 por unidad.

## EFFECTOS DE ARMONICAS EN PLANTAS DE POTENCIA ESTATICA

Sistemas de Transmisión. El flujo de corrientes armónicas en una red produce dos efectos principales: uno es el adicionar pérdidas de transmisión causadas por el incremento de Rms de formas de onda de corriente:

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

donde  $I_n$  es la corriente armónica  $n$ , y  $R_n$  es la resistencia del sistema.

El segundo efecto del flujo de corriente armónica es la creación de voltajes armónicos a través de varios circuitos de impedancias.

En el caso de transmisión por cable, los voltajes armónicos incrementan el dieléctrico en proporción a sus voltajes de cresta. Este efecto acorta la vida útil del cable, esto también incrementa el número de fallas y el costo de reparaciones.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

### TRANSFORMADORES

La presencia de voltajes armónicos incrementa la histeresis y las pérdidas por corriente de eddy y aislamiento. El flujo de corrientes armónicas incrementa las pérdidas de cobre; éste efecto es el más importante en el caso de transformadores de convertidores ya que no se ve beneficiado por la presencia de filtros, los cuales son normalmente conectados en el lado de C.A.

Un efecto importante particularmente relevante en los transformadores de potencia es la circulación de corrientes de secuencia cero en el bobinado delta.

Otra consideración importante existe para la alimentación de un transformador con carga asimétrica. Si la corriente de carga contiene componentes de C.D., la resultante saturación del circuito magnético es grandemente incrementado en el nivel de todas las componentes armónicas de las corrientes de C.A. de excitación.

## BANCOS DE CAPACITORES

La presencia de distorsión de voltaje produce pérdidas de potencia extra en capacitores, expresado por:

$$\sum_{n=1}^{\infty} C (\text{Tan } \delta) \omega_n V_n^2$$

donde  $\text{Tan } \delta = R / (1/\omega c)$  es el factor de pérdida,  $\omega_n = 2\pi f_n$  y  $V_n$  es el voltaje R.M.S. de la  $n$  armónica.

La potencia total reactiva, incluyendo la fundamental y armónicas:

$$Q = \sum_{n=1}^{\infty} Q_n$$

ésta no debe de exceder el rango de la potencia reactiva.

Las resonancias serie y paralelo entre los capacitores y el resto del sistema pueden causar sobrevoltajes y altas corrientes a través de incrementar dramáticamente las pérdidas y el sobrecalentamiento de capacitores.

## INTERFERENCIA ARMONICA CON SISTEMAS DE PROTECCION DE POTENCIA

Las armónicas pueden distorsionar o degradar las características operativas de los relevadores de protección dependiendo de los aspectos de diseño y de los principios de operación. Los relevadores digitales y los algoritmos de relays en un muestreo de datos o en un cruce de cero, son particularmente propensos a error cuando la distorsión armónica está presente.

En muchos casos, los cambios en las características de operación son pequeñas y no presentan problema.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

### PROBLEMAS ARMONICOS DURANTE LAS CONDICIONES DE FALLA

Las funciones de protección son usualmente desarrolladas en términos de voltaje y corrientes fundamentales y armónicas presentes en fallas de las formas de onda. Los relevadores electromecánicos tienen inercia significativa asociada con pérdidas inherentes a altas armónicas. Lo más importante es el efecto de frecuencias armónicas en la medición de impedancia.

La selección de relevadores de distancia está basada en impedancias fundamentales de las líneas de transmisión y de la presencia de corrientes armónicas; en una situación de falla debería de causar considerable error en la medición.

El contenido de altas armónicas donde falla el flujo de corriente a través de alta resistencia de tierra y la impedancia de tierra es dominante, cabe la posibilidad de mala operación.

En situaciones de falla sólida, las componentes fundamentales de corriente y voltaje son mucho más dominantes, porque de la corriente de saturación del transformador, el secundario induce distorsión de formas de onda de corriente, particularmente en C.D. en las formas de onda primarias. La presencia de armónicas secundarias en tal instancia puede ser un problema real, sin embargo la corriente de saturación del transformador ocurre ésta es difícil recuperar las formas de onda de corriente fundamental.

## DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Las f.e.m. secundarias existen durante la condición de estado-estable, la corriente no lineal de transformador excita la impedancia únicamente causando distorsión de armónicas impar. Durante saturación en condiciones trascendentes, cualquier armónica puede ser producida con dominio de las componentes 2a. y 3a. armónica.

El filtrado de formas de onda de corriente y voltaje particularmente en sistemas de protección digital, es de importancia especial a los esquemas de protección a distancia.

### **PROBLEMAS ARMONICOS EN LAS CONDICIONES DE FALLA**

La efectiva insensibilidad de los aparatos de protección a sistemas normal con condiciones de carga implica que el contenido de armónicas de las formas de onda de los sistemas de potencia no sean problema durante condición de no falla. La más notable excepción es probablemente el problema encontrado en energización de transformadores de potencia, usan gran contenido de armónicas de corrientes de magnetización del interruptor de circuito de alto voltaje para la protección del transformador a los excesivos picos experimentados durante la energización.

---

La magnitud del pico actual de la corriente de precipitación depende del núcleo de aire, de la inductancia del transformador y de la resistencia del bobinado y el punto en el que la onda de voltaje al cual ocurre el switcheo.

En la práctica, la componente armónica secundaria se presenta durante la precipitación causando restricción a la protección, pero la protección se mantiene activa hasta una falla interna desarrollada durante energización.

## EFFECTOS DE ARMONICAS EN EQUIPO DE CONSUMIDOR

1.- Receptores de televisión. Armónicas las cuales afectan el pico de voltaje pueden causar cambios en el tamaño de la imagen y en el brillo.

2.- Luces fluorescentes y mercurio. Las balastras algunas veces tienen capacitores los cuales con la inductancia de la balastra y el circuito, tiene una frecuencia resonante. Si esta corresponde a una armónica generada, puede resultar falla y calentamiento.

3.- Computadoras. Estas son limitaciones de los diseñadores el aceptar distorsión armónica en computadoras y sistemas de procesamiento de datos y alimentación de circuitos.

4.- Equipo convertidor. En la onda de voltaje resulta de conmutación de corriente puede afectar la sincronización de otro equipo convertidor o cualquier otro aparato controlado por voltaje.

### DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

5.- Las armónicas teóricamente deberían de afectar tiristores de equipos que controlan velocidad variable del mismo consumidor en muchos casos:

- a) Voltaje que causa mala operación a través de tiristores,
- b) Los voltajes armónicos pueden causar el disparo en los circuitos de disparo,
- c) Los efectos de resonancia entre varios equipos pueden resultar en sobrevoltaje

6.- Todos los problemas ya mencionados con anterioridad pueden ser experimentados por otros consumidores si están concentrados al mismo bus de barra.

## EFFECTOS DE ARMONICAS EN LA MEDICION DE POTENCIA

Los instrumentos de medición inicialmente calibrados en corriente sinusoidal alterna y subsecuentemente usados en alimentación de electricidad distorsionada pueden ser propensos a error.

La magnitud y dirección del flujo de potencia armónica son importantes para dar consideraciones como la señal del error medido es decidido por la dirección del flujo.

El principal instrumento de medición de energía es el motor ferraris tipo kilowatt hora. Este es un diseño inherente electromagnético, produce manejo y freno de flujo el cual impide que el rotor desarrolle un torque. Los flujos secundarios producen elementos provistos para propósitos de compensación para mejorar la precisión y compensar por fricción en el registro. Estos flujos producen elementos que proveen torques primarios y secundarios.

### DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Los elementos no lineales incluyen elementos de voltaje y corriente y shunts de sobrecarga magnética y elementos sensitivos a frecuencia.

La respuesta de éste medidor es ineficiente a frecuencias fuera de los parámetros de diseño y resulta imprecisiones. Una expresión para potencia total vista por el medidor es:

$$\text{Potencia total} = V_{dc} I_{dc} + V_F I_F \cos \phi_F + V_H I_H \cos \phi_H$$

$$(P_T) \quad (P_{dc}) \quad (P_F) \quad (P_H)$$

El medidor no mide  $P_{dc}$ , pero si es sensible a su frecuencia, éste mide  $P_F$  con precisión y  $P_H$  con imprecisión, el error viene a ser determinado la frecuencia.

La potencia total armónica  $P_H$  es obtenida agregando todos los componentes desde los productos de voltaje y corriente de frecuencias similares.

Cualquier alimentación de potencia d.c. o generada por los clientes puede causar un error proporcional a la relación de potencia  $P_{dc}/P_T$  con la señal de error relacionada a la dirección del flujo de potencia. Similarmente cualquier deficiencia en la medición de armónicas de potencia  $P_H$  debe de causar un error representado por  $\pm k P_H/P_T$  donde el factor  $k$  es dependiente de la característica de respuesta de la frecuencia del medidor y de la señal de error que va relacionado a la dirección del flujo de potencia.

La potencia de C.D. y los voltajes y corrientes armónicas no producen torque, pero degradan la capacidad de un medidor a medir la frecuencia de potencia fundamental. La corriente directa distorsiona el trabajo de los flujos y alterna el incremento de permeabilidad de los elementos magnéticos.

Los flujos producidos por las corrientes armónicas combinan con flujos de la misma frecuencia y pueden estar presentes a la imperfección en el elemento medidor y producir torques secundarios.

El medidor normal kilowatt-hora , basado en el motor ferraris, es encontrado generalmente con lecturas correctas al extender severos porcentajes con un consumidor que genera armónicas a través de tiristor controlado en equipo de velocidad variable. Si aparece cual consumidor es el que genera armónicas en la red, éste es automáticamente penalizado.

### EFFECTOS DE ARMONICAS EN MEDIDORES DE MAXIMA DEMANDA

No existe evidencia de las mediciones de kVA en medidores sean afectados por armónicas en la red. Sin embargo, los medidores de kW de demanda operando en el tiempo intervalo del motor, los medidores de estado sólido están disponibles pero a alto costo. Las armónicas presentan un problema en la medición de valores de VAR, ésta es una cantidad definida con respecto a la forma de onda sinusoidal.

## UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

### EFFECTO DE DISTORSION ARMONICO EN FACTOR DE POTENCIA

#### DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

En general, los valores instantáneos de las componentes de un voltaje y corriente pueden ser expresados como:

$$V = \sum_1^{\infty} \sqrt{2} V_n \text{ sen } (n\omega t + \alpha_n) + \sum_1^{\infty} \sqrt{2} V_m \text{ sen } (m\omega t + \alpha_m)$$

$$i = \sum_1^{\infty} \sqrt{2} I_n \text{ sen } (n\omega t + \alpha_n + \phi_n) + \sum_1^{\infty} \sqrt{2} I_p \text{ sen } (p\omega t + \alpha_p)$$

y el factor de potencia es dado por:

$$f.p. = \frac{1/T \int_0^T V_i dt}{V_{rms} I_{rms}} = \frac{\sum_1^n V_n I_n \cos \phi_n}{\left\{ \left( \sum_1^n V_n^2 + \sum_1^m V_m^2 \right) \left( \sum_1^n I_n^2 + \sum_1^p I_p^2 \right) \right\}^{1/2}}$$

Este factor representa el carácter de la potencia consumida. Es un valor bajo que indica la utilización de la capacidad de la fuente de potencia necesaria por la carga.

Si la forma de onda de voltaje es sinusoidal, la ecuación se reduce a:

$$f.p. = \frac{V_1 I_1 \cos \phi}{V_1 I_{rms}} = \frac{I_1}{I_{rms}} * \cos \phi = \mu \cos \phi_1$$

donde  $\cos \phi_1$  es el factor de desplazamiento entre la componente fundamental de voltaje y corriente y  $\mu$  es el factor de distorsión de corriente.

Las pérdidas en dispositivos son generalmente usadas para compensación de factor de potencia. La minimización de la potencia aparente debe ser directamente para optimizar el factor de potencia.

Por ejemplo, si es agregada una capacitancia  $C$  en paralelo a la carga y la expresión general para la potencia aparente en términos de  $C$  es:

$$s = \left( \sum_1^n V_n^2 + \sum_1^m V_m^2 \right)^{1/2} * \left\{ \sum_1^n \left( I_n^2 + V_n^2 n^2 \omega^2 c^2 + 2V_n I_n n \omega c \sin \phi_n \right) + \right.$$

$$\left\{ \sum_{m=1}^n V_m^2 m^2 \omega^2 c^2 + \sum_{p=1}^p I_p^2 \right\}^{1/2}$$

La diferenciación de ésta ecuación con respecto a C y a optimizar la capacitancia lineal:

$$C_{opt} = - \frac{1/\omega \sum_{n=1}^n V_n I_n \text{sen } \phi_n}{\sum_{n=1}^n V_n^2 n^2 + \sum_{m=1}^m V_m^2 m^2}$$

Un comité internacional para mejorar el f.p. definió una componente de potencia aparente llamada potencia reactiva como:

$$Q = \sum_{n=1}^n V_n I_n \text{sen } \phi_n = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=1}^n \frac{1}{n} \int_0^T V_n \text{d}i_n$$

A través no de medición física fue tomada ésta expresión sino adoptada por dos consideraciones:

- 1.- La propiedad de conservación de ésta expresión en sistema lineal sinusoidal.
- 2.- La posibilidad de expresión de la potencia aparente en sistema no lineal general por la relación:

$$S = (P^2 + Q^2 + D^2)^{1/2}$$

donde P es el promedio de potencia y D es el componente adicional designado como distorsión de potencia.

El objetivo de la compensación del capacitor es el de mejorar el factor de desplazamiento si el voltaje es sinusoidal. Mejorando en los valores del factor de distorsión puede ser hecho por filtros.

## INTERFERENCIA CON COMUNICACIONES

El ruido en los circuitos de comunicación degrada la calidad de la transmisión y puede interferir con señalización. A bajos niveles de ruido causa molestia y a altos niveles de ruido degrada la calidad de la transmisión y resulta en pérdida de información.

La tecnología continuamente mejora en potencia y en sistemas de comunicación que demanda reconsiderar los problemas de interferencia en teléfonos o líneas localizados cerca de sistemas de potencia.

La relación de señal a ruido, comúnmente usada en circuitos de comunicación como una medición de la calidad de la transmisión, puede ser usada con precaución cuando se considera interferencia en sistemas de potencia de los niveles relativos de potencia y circuitos de comunicación. Existe gran diferencia en los niveles de potencia en los componentes pequeños desbalanceados de audio frecuencia dentro de la red de potencia pueden ser fáciles de producir niveles de ruido de voltaje considerables cuando se acopla en circuitos de comunicación. El propósito de los sistemas de potencia es el de transmitir energía a alta eficiencia pero con relativamente baja forma de onda. Por otro lado, en los circuitos de comunicación las formas de onda no son significativamente distorsionadas.

El objetivo de la compensación del capacitor es el de mejorar el factor de desplazamiento si el voltaje es sinusoidal. Mejorando en los valores del factor de distorsión puede ser hecho por filtros.

## INTERFERENCIA CON COMUNICACIONES

El ruido en los circuitos de comunicación degrada la calidad de la transmisión y puede interferir con señalización. A bajos niveles de ruido causa molestia y a altos niveles de ruido degrada la calidad de la transmisión y resulta en pérdida de información.

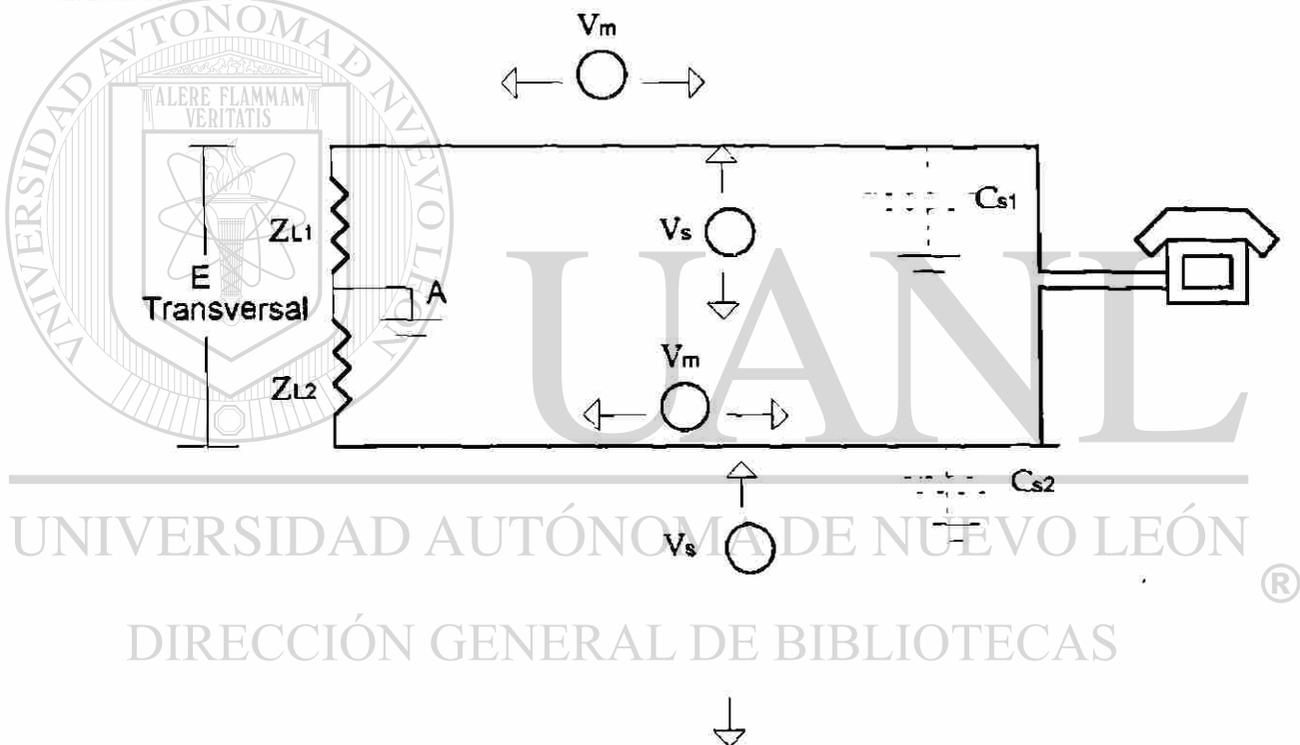
La tecnología continuamente mejora en potencia y en sistemas de comunicación que demanda reconsiderar los problemas de interferencia en teléfonos o líneas localizados cerca de sistemas de potencia.

---

La relación de señal a ruido, comúnmente usada en circuitos de comunicación como una medición de la calidad de la transmisión, puede ser usada con precaución cuando se considera interferencia en sistemas de potencia de los niveles relativos de potencia y circuitos de comunicación. Existe gran diferencia en los niveles de potencia en los componentes pequeños desbalanceados de audio frecuencia dentro de la red de potencia pueden ser fáciles de producir niveles de ruido de voltaje considerables cuando se acopla en circuitos de comunicación. El propósito de los sistemas de potencia es el de transmitir energía a alta eficiencia pero con relativamente baja forma de onda. Por otro lado, en los circuitos de comunicación las formas de onda no son significativamente distorsionadas.

### MODELO SIMPLE DE UN CIRCUITO TELEFONICO

Un circuito telefónico físicamente consiste de un par de alambres torcidos asociados con equipo terminal y un modelo simplificado se ilustra a continuación:



Por seguridad y razones prácticas los circuitos telefónicos son referenciados a tierra y el circuito equivalente del sistema telefónico se muestra en la figura; incluye las impedancias terminal  $Z_{L1}$  y  $Z_{L2}$  a tierra. Un voltaje inducido electromagnético es modelado como fuente de voltaje  $V_m$ , y el voltaje inducido electrostático como  $V_s$ , las impedancias terminal  $Z_{L1}$  y  $Z_{L2}$  son generalmente de alto valor. En la ausencia de un conductor a tierra, la tierra del circuito retorna por las capacitancias  $C_{s1}$  y  $C_{s2}$ .

## FACTORES QUE INFLUYEN EN INTERFERENCIA

La combinación de tres factores producen el problema de ruido en las líneas de comunicación y éstos son como sigue:

1.- Influencia de sistemas de potencia. Esta depende de los componentes de la fuente de audiofrecuencia dentro del sistema de potencia y la magnitud relativa de corrientes armónicas desbalanceadas y la presencia de voltajes en los circuitos de potencia en la vecindad de circuitos de comunicación.

2.- Acoplamiento a circuitos de comunicación. Este es acoplamiento de corrientes de voltajes de interferencia dentro de un sistema de comunicación.

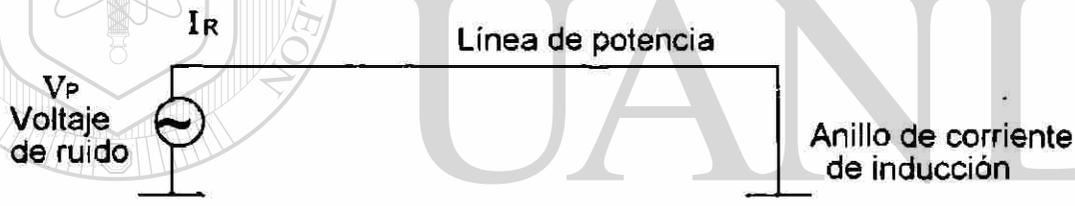
3.- Efecto en circuitos de comunicación. El efecto derivado interferencia en circuitos de comunicación es dependiente en las características del circuito y aparatos asociados.

## ACOPLAMIENTO A CIRCUITOS DE COMUNICACION

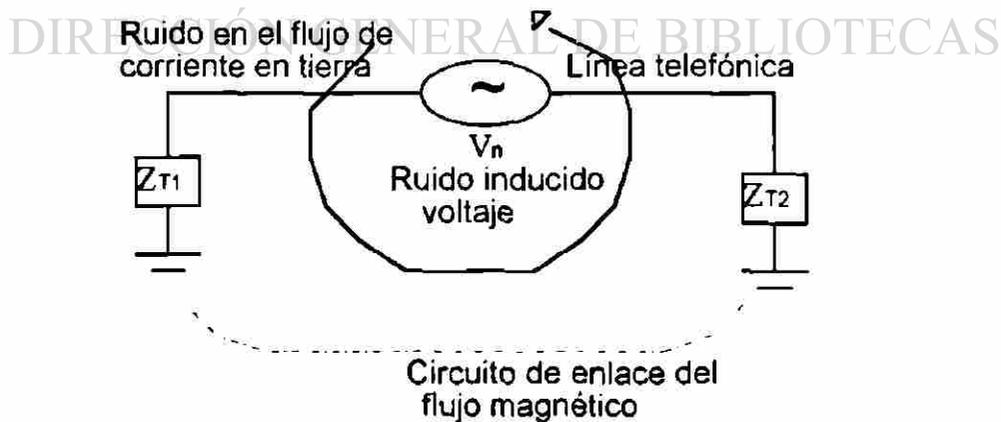
Anillo de inducción. El anillo de inducción ocurre cuando un voltaje es inducido directamente dentro del anillo formado por los dos alambres de un circuito telefónico. Este tipo de inducción manifiesta directamente como un

voltaje cruza la terminación de un circuito telefónico. En el caso del cruzamiento, las líneas de teléfono estén cerca de líneas de potencia, el efecto del anillo puede ser importante.

Inducción electromagnética longitudinal. La inducción electromagnética longitudinal ocurre cuando una f.e.m. inducida está a lo largo de los conductores de un circuito telefónico. La corriente residual en una línea de potencia selecciona un campo magnético el cual causa líneas de flujo para insertar con cualquier línea telefónica e inducir una f.e.m. longitudinalmente en ésta. Este tipo de acoplamiento se ilustra a continuación y constituye la forma más común de inducción de ruido en líneas de comunicación.



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



La corriente residual  $I_r$  en la figura retorna vía tierra a  $V_p$ , el anillo de corriente es formado por una área de cruce seccional por sobre las líneas de

transmisión. Los conductores a inducción electromagnética longitudinal en el circuito telefónico está dado por:

$$V_m = M I_R$$

donde M es la potencia mutua entre la potencia y el sistema telefónico.

El modelo aceptado para la determinación de la impedancia mutua entre la potencia y el sistema telefónico fue desarrollado por Carson. En general la propagación electromagnética a potencias y frecuencias no es muy sensitiva a la estructura de la tierra y resistividad y el modelo de Carson es válido para muchos casos.

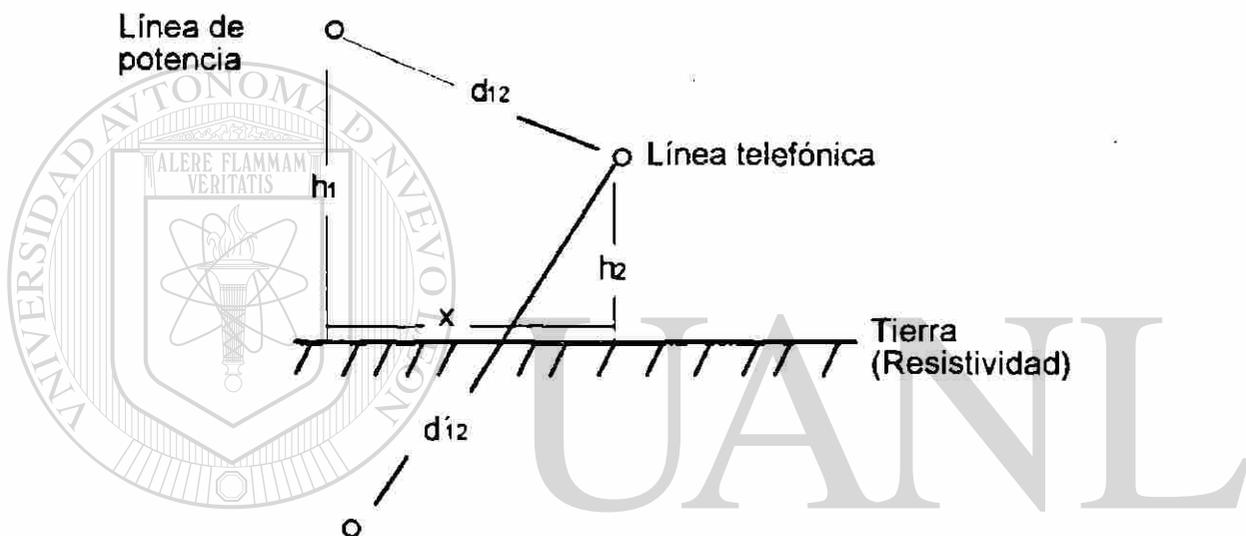
La ecuación Carson para la impedancia mutua de una línea de potencia a altura  $h_1$  y la línea telefónica a altura  $h_2$  es dada por:

$$M = \frac{j \omega \mu_0}{2\pi} \left[ \ln \frac{d'_{12}}{d_{12}} - 2j \int_0^{\alpha} [\sqrt{u^2 + j} - u] e^{-u\alpha(h_1+h_2)} \cos(u\alpha x) du \right]$$

donde M es la impedancia mutua por unidad de longitud, x es la separación horizontal de la potencia y la línea telefónica,  $h_1$  es la altura de la línea telefónica arriba de tierra,  $d_{12} = \sqrt{[(h_1 - h_2)^2 + x^2]}$  es la distancia radial entre líneas,

$d'_{12} = \sqrt{[(h_1 + h_2)^2 + x^2]}$  es la distancia radial entre una línea y sobre tierra la imagen del otro,  $w = 2\pi f$  es frecuencia angular de la corriente inducida,  $\mu_0$  es la permeabilidad racionalizada de libre espacio,  $\alpha = \sqrt{2/\delta}$ ,  $\delta = \sqrt{(2p/\mu_0 w)}$  depende de la uniformidad de la tierra con resistividad p, y p es la resistividad de la tierra en ohms-metro.

El primer término de la ecuación de Carson es la impedancia mutua entre dos conductores que son perfectamente conductores de tierra, el segundo término es corrección para resistividad finita de la tierra. La fórmula de Carson depende de la medición de resistividad de la tierra la cual puede ser difícil de obtener y simplificar la forma de la ecuación de Carson, esta es siempre usada para obtener buena aproximación de la impedancia mutua.



## UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

### EFFECTOS EN CIRCUITOS DE COMUNICACION

Suceptibilidad de circuitos telefónicos. Los efectos que el ruido en una línea de potencia debe de tener en una línea de comunicación puede ser acertada para considerar la susceptibilidad del circuito a los efectos de la interferencia inductiva.

Tres características son de importancia:

- 1.- Los efectos de interferencia relativa de diferentes frecuencias,
- 2.- El balance de los circuitos de comunicaciones,
- 3.- Los efectos del blindaje de los cables metálicos y otros cables.

## BALANCE DE CIRCUITO TELEFONICO A TIERRA

Si la línea telefónica o terminal equivalente no está perfectamente balanceada con respecto a tierra, longitudinalmente induce voltaje en la línea que puede ser transformada dentro del voltaje transversal y éste como voltaje de cruce transversal, el auricular que pudo oír ruido en el teléfono. Si la impedancia a tierra de los dos alambres que la forma de un circuito telefónico es diferente, y asumiendo que los dos alambres son sujetos a la misma inducción longitudinal, corrientes diferentes con flujo en cada alambre. La impedancia de los alambres debe ser muy similar a los flujos de corriente diferentes deben de dar una elevación al voltaje transversal entre el par.

Factores los cuales pueden afectar el balance a tierra de los teléfonos:

- 1.- Cualquier fuga a tierra que cruce el polo aislador o a través del aislamiento del cable,
- 2.- Equipo terminal desbalanceado. Alguno de éstos factores puede ser corregido simple y rápidamente para reducir un problema de ruido inducido.

Balance es simplemente definido como:

$$20 \log 10 \frac{\text{( Voltaje longitudinal )}}{\text{( Voltaje transversal )}}$$

**Blindaje.** Un metal o una pantalla conduciendo tierra tal como un cable envuelto el cual encierra el circuito telefónico sobre la longitud de una exposición, es efectividad total en la eliminación de inducción electrostática. Los cables enterrados dentro de una pantalla metálica o envueltos son también inmunes a la inducción electrostática, para los efectos de conducción de tierra.

Las pantallas metálicas o envolturas son únicamente parcialmente efectivas en la reducción de efectos de inducción electromagnética.

El mecanismo de blindaje electromagnético es como sigue: la corriente de la línea de potencia causa voltajes longitudinales a ser inducidos en los alambres del cable y también en el blindaje. El flujo de corriente resultante en el blindaje es de dirección opuesta a la corriente inducida en la línea de potencia. Esta corriente inducida en el blindaje genera ajuste en el voltaje en los alambres del cable opuesto al voltaje inducido por la corriente de la línea de potencia, tendiendo a neutralizarlo más tarde. El factor de blindaje del cable es la fracción para la cual el blindaje reduce el voltaje inducido dentro del núcleo; el factor de blindaje (K) de un blindaje instalado es dado por:

$$K = \frac{\text{Resistencia del blindaje a C.D.} + \text{Resistencia a tierra}}{\text{Resistencia del blindaje a C.A.} + \text{Resistencia a tierra}}$$

La simplicidad de la fórmula muestra que el factor de blindaje puede ser reducido decreciendo la resistencia y/o incrementando la inductancia en la envoltura y/o decrementando la resistencia a tierra.

Un buen factor de blindaje para un cable puede ser archivado si las siguientes condiciones son mantenidas:

1.- Al punto en donde el blindaje es conectado a tierra, la resistencia a tierra debe ser menor (típicamente 1 ).

2.- Esta es una baja resistencia del blindaje, plenamente de metal en el cable envuelto para guardar la resistencia baja.

3.- Cintas de acero son usualmente requeridas.



UANL

---

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



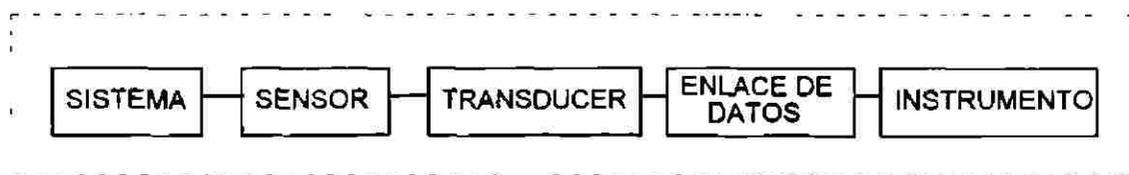
# CAPITULO VI

## MEDICION DE ARMONICAS

### EN SISTEMAS DE POTENCIA

En orden a mantener una eficiente y efectiva alimentación de electricidad es necesario definir los niveles de distorsión que pueden ser permitidos en un sistema de potencia. Esta necesidad resulta en el desarrollo de una serie de instrumentos de medición y técnicas de provecho que incrementan la sofisticación líder del presente día de equipo de medición basados en microprocesador.

Cualquier sistema de medición es formado por una conexión apropiada de un número de componentes como se ilustra en la figura.



La combinación actual requerida para cualquier medición en particular debe variar con el sistema en el cual la medición es hecha y su propósito. La responsabilidad de determinar la combinación específica es usada con el operador / intérprete, controlando la función de medición. El rol de éste operador / intérprete es el de centralizar la función de medición. Una vez que son seleccionados los parámetros de medición, entonces el sistema de medición puede ser definido. A niveles de voltaje bajo una conexión directa del instrumento puede ser posible, dependiendo de las necesidades de transformadores o de enlaces de comunicación. Como un sistema de corriente y voltaje incrementa sus niveles como sea necesario para una selección apropiada del transformador, ésto es importante para la función de medición.

Similarmente un requerimiento para sitios remotos de instrumentos de medición y la necesidad de transmitir datos a través de un ambiente de ruido eléctrico con influencias a seleccionar el enlace de comunicación usado. Para la selección de un instrumento de medición está entre equipo análogo o digital, cada uno de los cuales es capaz de proveer un rango particular de funciones.

Es necesario considerar los propósitos de la medición:

- 1).- Es revisar los niveles armónicos contra el estándar.
- 2).- En muchos problemas de los cuales las armónicas son sospechosas como la causa.
- 3).- Proveer información de respaldo en sistemas de niveles armónicos.

## EL DESARROLLO DE LA MEDICION DE ARMONICOS EN SISTEMAS DE POTENCIA

Inicialmente la medición de armónica fue basada en cálculos manuales de niveles armónicos usando algunas formas de datos registrados. En 1905 se tomaron formas de registro de un oscilograma y se obtuvieron los primeros nueve términos de la Serie de Fourier; ésto fue un método ordinario selectivo. El análisis tomó 70 min. En 1916 ejecutar un análisis similar usando información de amplitud y tiempo de una forma de onda de ciclo sencillo de una forma de onda registrada en un oscilógrafo y obtuvieron aproximaciones a la integración en la ecuación del Coeficiente de Fourier. La amplitud y ángulo de fase armónico fue entonces evaluado.

El uso de registros de oscilógrafo continúan proporcionando un medio básico para análisis armónico de formas de onda en sistemas de potencia por algún tiempo. El método de integración fue modificado para proveer un proceso y hacer más fácil su ejecución.

### DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

En 1925 fue propuesto un instrumento que uso un dinamómetro de movimiento el cual fue mejorado y producido por Coe en 1929. En éste instrumento se le fijó una bobina de un dinamómetro de movimiento que fue energizada con un sinusoidal "Análisis de Corriente" a la frecuencia armónica deseada en donde el voltaje o corriente a ser analizado irá pasado a través de la bobina de movimiento. Con un no cero significa que el torque es producido únicamente por componente de la misma frecuencia la de flexión de la bobina de movimiento proveer una medición de la amplitud armónica. La corriente analizada fue derivada desde un disco sincrónicamente movido sosteniendo

una serie de anillos concéntricos, uno para cada frecuencia armónica. Cada anillo consiste de una serie alternada de segmentos de conductores y aislamientos de donde las escobillas recogen una serie de pulsos de múltiples alimentación de frecuencias. Desde éstos pulsos una corriente de amplitud constante sinusoidal de frecuencia deseada fue producida la cual fue alimentada a la bobina fija. El ángulo de fase fue medido por la rotación de las escobillas, que da una máxima de flexión en el medidor. El instrumento fue capaz de medir amplitudes armónicas a una precisión de  $1/20$  de 1 % de la amplitud fundamental con un tiempo de medición por armónica de 4 min.

En 1939 fue desarrollado un analizador de onda electrostático; éste tiene el mismo principio que el instrumento de Coe pero con un electromedidor y no un dinamómetro de movimiento.

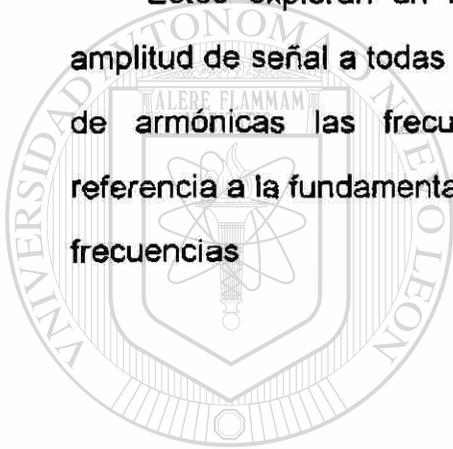
El análisis de una onda seno fue producido electrónicamente usando un oscilador dinatrón, como anteriormente, la frecuencia y el ángulo de fase deben ser ajustado relativos a la frecuencia fundamental. Para 1946 la derivación del contenido de armónicas fue completamente basado en el análisis de Fourier, cualquiera de la forma de onda actual o de la forma de onda registrada, con un incremento tendiente a evitar cualquier cálculo.

El desarrollo de la tecnología de los circuitos integrados y los microprocesadores tuvo como resultado un amplio rango de instrumentos empleando las técnicas digitales basadas en la Transformada rápida de Fourier.

Los instrumentos actualmente disponibles para la medición de armónicas en sistemas de potencia están dentro de dos categorías, analizadores de armónicas y analizadores de spéctrum.

### **ANALIZADORES DE ESPECTROS**

Estos exploran un rango de frecuencias a proveer una medición de amplitud de señal a todas las frecuencias dentro de un rango. Para la medición de armónicas las frecuencias armónicas pueden ser identificadas por referencia a la fundamental habilitando ésta a ser aislada desde un espéctro de frecuencias



# UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN  
**ANALIZADORES DE ARMONICAS**



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

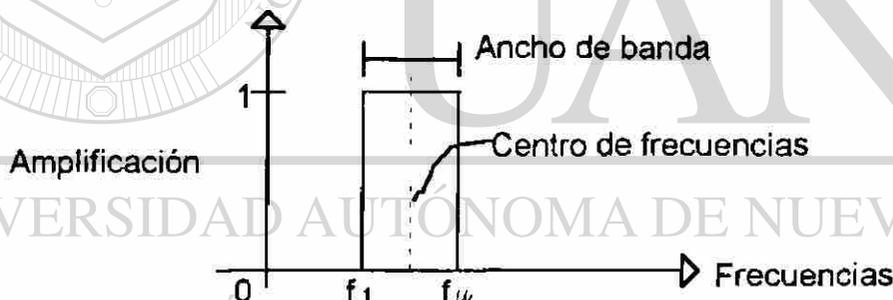
Estos miden amplitud de señales a frecuencias armónicas únicamente. En orden a ver que esta medición es referenciada a la frecuencia fundamental y permitir hacerlo para cualquier variación en ésta frecuencia. El analizador de armónicas provee un espéctros de salida el cual es específico del espéctros de amplitud de señales y que debe ser producido por analizador de espéctros cubriendo únicamente el rango de frecuencias conteniendo armónicas.

## FILTROS

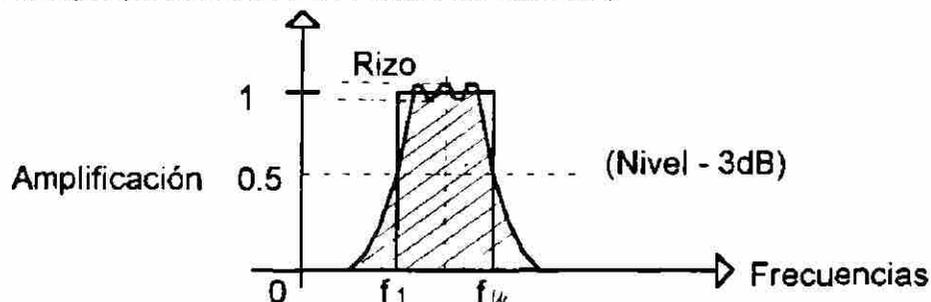
Matemáticamente el Análisis de Fourier genera un espectro en una infinidad de anchos de banda. Esto obviamente no es realizable para ningún filtro práctico, cualquiera análogo o digital.

Un filtro ideal paso - banda mostrado a continuación tiene la propiedad de permitir únicamente el paso de una porción del total de la señal de potencia la cual es transportada por frecuencias dentro del paso - banda. Todas las componentes de frecuencia las cuales están fuera del paso - banda que son de  $f < f_l$  (filtro de frecuencias bajas) y  $f > f_u$  (filtro de frecuencias altas) son completamente atenuadas. El ancho de banda  $B$  de un filtro es entonces:

$$B = f_u - f_l$$



En la práctica, la característica de un filtro es similar a la mostrada enseguida, con variación de amplitud en el paso - banda y pequeñas amplitudes fuera de paso - banda. Ambas de éstas características introducen error dentro del análisis de la señal de entrada.



El concepto de ancho de banda es usado para relacionar el funcionamiento de la ideal, en el filtro práctico se tiene "ruido efectivo de ancho de banda". Este es el ancho de banda de un filtro ideal con la misma amplitud, la cual transmite la misma potencia que el filtro actual de una señal, la cual tiene una constante potencia de densidad espectral con frecuencia, una fuente de ruido.

El ruido efectivo de ancho de banda puede ser obtenido por la división del área sobre la característica del filtro práctico por la (amplitud)<sup>2</sup>. El ancho de banda es también influenciada por la longitud del registro en el cual la medición es basada. Considerando un sistema de medición de frecuencia en el cual la frecuencia es obtenida por conteo de idas a positivo, transiciones a través de cero en un intervalo de T segundos.

División de número de transiciones por T es entonces usado para dar un valor de frecuencia. Las condiciones ilustradas en la Figura anterior deben de producir un resultado en la frecuencia medida de:

$$f = 3 / T$$

La frecuencia lo más baja posible debe de producir éste resultado:

$$f_1 = 2 / T$$

y la frecuencia lo más alta posible:

$$f_2 = 4 / T$$

La característica de operación de un filtro en un registro de longitud T en segundos puede ser obtenida considerando la situación donde T no corresponda a un número entero de periodos. Una ecuación tiene que ser mostrada en donde T corresponde a un número entero de periodos, nombrados como frecuencias de 1/T, 2/T, etc.

$$S(f_n) = \int_0^T x(t) e^{-j2\pi f_n t} dt$$

Considerando una componente de frecuencias  $f_x$  :

$$f_x = f + \Delta f \quad \text{y} \quad f = 1/T$$

Usando la definición dada, el ancho de banda del ruido efectivo puede encontrarse la forma de la potencia transmitida, por integrar el espectro de potencia con respecto a la frecuencia.

$$\text{Potencia transmitida} = \int_{-\infty}^{\infty} \text{sen}^2(\pi f T) / (\pi f T)^2 df = 1/T$$

La potencia transmitida por el filtro ideal:

$$\int_{f_1}^{f_u} df = f_u - f_1 = B$$

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

### FILTROS PARA ANALISIS DE ESPECTROS

Dos tipos de filtros son generalmente usados para análisis de espectros, nombrados constantes absolutas de ancho de banda y constantes porcentaje de ancho de banda.

La frecuencia central  $f_c$ , de una constante absoluta de ancho de banda de filtro es dada por:

$$f_c = \frac{(f_1 + f_u)}{2}$$

donde  $f_1$  es la frecuencia de filtro baja y  $f_u$  es la frecuencia de filtro alta. La constante absoluta del filtro ancho de banda presenta un ancho de banda de  $B_a$  a el inicio de la señal irrespectiva de la frecuencia central. Este tipo de filtro es preferido de la medición de armónicas como éste provee la misma resolución y separación a cada frecuencia.

Para la constante porcentaje filtro ancho de banda, la frecuencia central es dada por:

$$f_c = \sqrt{f_1 f_u}$$

La constante porcentaje de filtro ancho de banda es una constante  $Q$  y presenta un ancho de banda de  $B_p$  del inicio de la señal tal como:

$$B_p / f_c = \text{constante}$$

Con las constantes de filtro ancho de banda, una resolución uniforme es obtenida en la escala lineal de frecuencias. Las frecuencias arriba de unos cuantos kilohertz para éste tipo de filtros está limitado su uso.

El funcionamiento de los dos tipos de filtros es explicado en la figura y su adecuación relativa de medición armónica. Un sistema con una frecuencia fundamental de 50 Hz es analizada por el contenido armónico, usando ambas constante absoluta de ancho de banda y constante porcentaje ancho de banda. Ambos filtros tienen un ancho de banda de 10 Hz cuando se ajustan a la frecuencia fundamental. A la 20a. armónica el filtro ancho de banda es como sigue:

Filtro constante absoluto ancho de banda ----- 10 Hz

Filtro constante porcentaje ancho de banda ----- 200 Hz

## SELECTIVIDAD

En adición a ancho de banda un filtro es caracterizado por su selectividad. Esta es una medición de su habilidad para separar componentes de diferente frecuencia y expresado por el factor forma. Este es definido por la constante filtro ancho de banda, como una relación del ancho de la característica del filtro a una atenuación de 60 DB desde un máximo de 3DB ancho de banda. Donde un rango dinámico es menor que 60dB, a un factor de forma 40dB en algunas veces usado como base al ancho de la característica de atenuación de 40dB.

## TIEMPO DE RESPUESTA

Un filtro no puede responder instantáneamente a un cambio en el nivel de la señal de entrada, el tiempo actual requerido para la señal de salida alcance el nivel de estado estable, viniendo desde el orden de  $1/B$ , donde  $B$  es el filtro de ancho de banda. Esta es otra manifestación de requerimiento físico de una medición con un ancho de banda  $B$ , que requiere un tiempo de  $1/B$ . La respuesta puede ser expresada como sigue:

$$\text{Ancho de banda} \times \text{Tiempo de respuesta del filtro} = BT_f \approx 1,$$

$$\text{Ancho de banda relativo} = b_r = B / f_c$$

donde  $f_c$  es la frecuencia central del filtro.

El filtro de ciclos en el tiempo de respuesta es:

$$nT = f_c T_c; \quad b_r nT \approx 1$$

## FILTROS ANALOGOS Y DIGITALES

Típicamente los filtros son construídos por la combinación de circuitos convencionales que son elementos que proporcionan la respuesta deseada. Los filtros digitales reciben muestreo de datos continuamente en la entrada la cual está sujeta a alguna secuencia de procesamiento digital para producir una salida la cual debe ser filtrada en alguna vía con respecto a la entrada. Como los datos son continuos con un valor de salida obtenido para cada punto de dato de entrada, la operación del filtro digital es comparable con la acción de un filtro análogo.

El filtrado digital es basado en la Transformada Z, la cual es definida como:

$$f(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(nT) z^{-n}$$

donde Z es una variable compleja. Esta es igual forma que la función de tiempo muestreado, donde:

$$Z = e^{j2\pi f \Delta t}$$

Un retardo corresponde a una integración y consecuentemente para insertar circuitos de retardo múltiple, los filtros de polos múltiple pueden ser construídos.

Una de las principales ventajas del filtro digital es que con el mismo hardware puede usarse para generar virtualmente cualquier forma de filtro justo para cambiar los coeficientes del filtro usados en el cálculo. Una vez establecido los coeficientes completamente determine las propiedades del filtro, y como éstos coeficientes son numéricos en forma y no cambian con el tiempo.

### SEÑAL PROMEDIO

Las señales derivadas de cualquier fuente real deben ser estables, conteniendo ambas variaciones al azar y sistemáticas. La Transformada de Fourier efectivamente asume una señal continua con un promedio sobre el tiempo infinito. En la práctica esto no es posible y la una medición finita de tiempo debe de ser usada, los efectos de la cual es introducir un rizo dentro de la solución del dominio de la frecuencia.

El promediar es usado para proporcionar filtración de bajo paso para eliminar o remover éstos componentes de rizo.

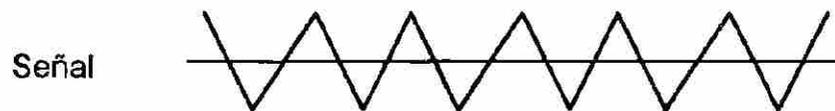
Considerando un promedio corriendo de una función que cubre el periodo T en segundos. Este promedio corriendo corresponde a la señal vista a través de una ventana rectangular moviéndose tal como se muestra a continuación y expresada por:

$$[x]_t = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(\tau) d\tau$$

La cual puede ser escrita como la ecuación de convolución:

$$[x]_{\tau} = 1 \int_{-\infty}^{\infty} x(t - \tau) d\tau$$

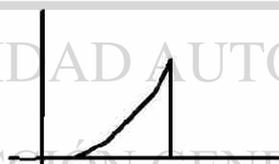
donde  $y(\tau) = 1$  para  $0 < \tau < T$  y  $y(\tau) = 0$ .



Promedio lineal corriendo



Salida de promedio lineal



Promedio exponencial



Salida de promedio exponencial

Una convolución en el dominio del tiempo corresponde a la multiplicación en el dominio de la frecuencia con respecto a la Transformada de Fourier.

La Transformada de Fourier de una función rectángulo produce un spéctrum de amplitud en la forma de la función  $x/x$ . Esta corresponde a filtro de bajo paso con decaimiento de rizo fuera del rango de paso - banda de 20dB por década.

El promedio exponencial puede ser usado para enfatizar más la reciente tendencia en la señal; tal promedio puede ser archivado usando un integrador, el cual tiene la respuesta de un impulso.

$$x(\tau) = 0 \quad -\infty < \tau < 0$$

$$x(\tau) = A_c e^{-\tau/RC} \quad 0 < \tau < \infty$$

La Transformada de Fourier de ésta función es:

$$x(f) = A_c \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\tau/RC} e^{-j2\pi f \tau} d\tau = A_c RC / (1 + j2\pi f RC)$$

Escalando:  $A_c = 2A_r$  y  $T = 2RC$  donde  $A_r$  es la amplitud de la función

seno a  $x = 0$ . Las dos características encontradas tienen la misma amplitud  $f = 0$ , las mismas líneas y el mismo ancho de banda efectivo. ®

## DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

En filtros digitales son usados el promedio lineal y puede ser archivado para adicionar el cuadrado de los muestreos de salida del filtro individual y entonces dividirlo por el número promediado.

## ESPECTRO ANALOGO Y MEDICION ARMONICA

El espectro análogo y la medición armónica son basados en el uso de filtración análoga a aislar e identificando los componentes de frecuencia individual de señales de entrada.

La salida de un filtro análogo es obtenido por la convolución de la señal de entrada con la respuesta del impulso del filtro. Esta corresponde a la multiplicación de funciones de las 2 respuestas en el dominio de la frecuencia. La señal resultante del filtro debe ser formada por el producto del amplitud despectra individual.

A través del filtro modifica la relación de fase de las componentes de frecuencia individual, éste no tiene efecto en el spéctrum de potencia, la cual la información es desplegada por el analizador.

El espectro de potencia de salida es formado como el producto de la potencia individual de la señal de entrada y el filtro. La salida de un filtro, la cual puede variar en tiempo, puede entonces ser procesada para producir una medición de la señal a una frecuencia particular. Usualmente la potencia de la señal es requerida, y ésta puede ser archivada matemáticamente por el cuadrado del valor instantáneo de la señal e integrando éste sobre un intervalo de tiempo específico.

Esto significa que la raíz cuadrada estimada del valor de la señal es obtenida por:

$$y_{rms} = \left[ \frac{1}{T} \int_{t-\tau}^{\tau} [y(\tau)]^2 d\tau \right]^{1/2}$$

Alternativamente, la señal de salida del filtro puede ser rectificadora y promediar la señal obtenida por integración sobre un periodo finito de acuerdo a:

$$y_{av} = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t |y(\tau)| d\tau$$

El espectro análogo y el análisis armónico disponible puede ser dividido dentro de ciertas categorías dependientes del modo de operación. Estas son:

- 1) Analizador de filtro discreto
- 2) Análisis paralelo
- 3) Análisis de frecuencia
- 4) Análisis de compensación.

**1) Analizador de filtro discreto.** La señal, después de ser acondicionada para la entrada amplificada, es aplicada a las entradas de un número de filtros, cada uno ajustado a diferentes frecuencias centrales para cubrir completamente el rango de frecuencias.

El espectro es entonces obtenido por pasos del detector y el amplificador asociado con los cruces de las salidas de los filtros a un rango controlado. Tal como una proporción requerida a un gran número de ajustes de precisión y estabilidad de filtros.

**2) Análisis paralelo.** Superando el problema de análisis práctico de señales las cuales pueden ser no estacionarias, la detección secuencial de analizadores de filtros discretos puede ser reemplazada por un circuito de detección de filtrado múltiple, incorporando un detector con cada filtro. Esta efectividad proporciona análisis de tiempo real de la señal de entrada, la cual puede ser actualizada a intervalos regulares si así es requerida.

**3) Análisis de frecuencia.** El análisis de ancho de banda de un filtro sencillo con una frecuencia de centro ajustable es usado. Para el barrido de la frecuencia central a través de un rango de frecuencias, cualquiera pasos continuos o discretos, un spéctrum es producido con cada uno de los puntos representados en una integración de un spéctrum sobre respuestas de frecuencias correspondientes a la característica del filtro.

Una mayor limitación del análisis de frecuencias es el tiempo tomado para cubrir el rango de frecuencias, los cuales resultan en el tiempo correspondiente entre la frecuencia individual perdida.

EL tiempo de barrido es influenciado por el tiempo de respuesta del filtro y del tiempo promediado usado. El tiempo tomado por el filtro para cruzar su ancho de banda (B) es referido como tiempo de filtrado vivido (d). El barrido de velocidad es dado por:

$$S = B / T_d$$

Si  $T_d$  es hecho igual al tiempo de respuesta del filtro ( $T_f = 1/B$ ), éste debe de tener el efecto cambiando el spéctrum resultante en el dominio de la frecuencia por una cantidad igual al ancho de banda. Por ésta razón la relación es:

$$T_d = K_f T_f$$

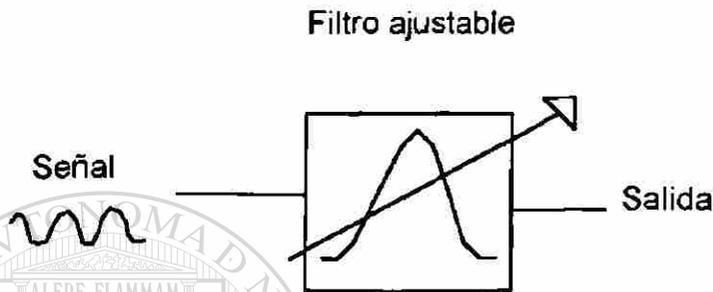
en la cual  $K_f$  es una constante numérica, es usada para establecer el tiempo vivido. Usando la relación entre tiempo de respuesta y ancho de banda ( $T_f = 1/B$ ) entonces da:  $B T_d = K_f$

Una expresión similar puede ser usada para expresar la relación entre el tiempo vivido y el tiempo promedio. El rango de frecuencias de interés para medición armónica se extiende desde D.C. alrededor de 3 kHz. Para un filtro de

ancho de banda de 10 Hz el tiempo de respuesta es de 0.1 seg.  $K_f = 4$ , entonces:

$$S = 10/0.4 = 25 \text{ Hz / seg}$$

dando un tiempo de barrido de 120 seg. para un rango de frecuencias de 3 kHz.



**4) Análisis armónico análogo.** El spéctrum armónico es una selección de un spéctrum de frecuencias que cubren el rango de interés. El principio de operación de un análisis armónico análogo sigue muy de cerca el análisis de spéctrum pero con el agregado de algunos medios de aislamiento e identificando las frecuencias armónicas.

Al hacer una medición de armónicas en un sistema de potencia, dos puntos necesitan ser considerados. Primeramente las amplitudes de las componentes de armónicas individuales son usualmente pequeñas en relación a la amplitud de la fundamental y secundariamente, la frecuencia de la fundamental puede ser movida dentro de los límites prescritos cerca de la frecuencia nominal. En un análisis armónico análogo, un filtro corte es siempre incorporado, centrado en la frecuencia fundamental nominal y con un ancho de banda suficiente para abarcar la frecuencia normal para remover la

componente fundamental y pasar únicamente las componentes armónicas al circuito de medición.

El efecto de la variación en la frecuencia fundamental es el de alterar las frecuencias de armónicas individual, considerar un sistema con una frecuencia fundamental nominal de 50 Hz y una variación permitida de  $\pm 1$  Hz.

La frecuencia de la armónica 20a. debe ser cualquiera entre 2,450 y 2,550 Hz. Si un analizador opera en el principio eterodino con un filtro centrado en 0 Hz es usado, entonces el voltaje de referencia continuamente es ajustado para mantener el sistema en ajuste como varía la frecuencia fundamental.

## METODO DIGITAL PARA ANALISIS SPECTRAL

Análisis Transformada de Fourier Discreta. La forma de la transformada para análisis spectral digital, la Transformada de Fourier Discreta, puede escribirse como:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} W(n) X(n) e^{-j2\pi k n/N} \quad 0 \leq K \leq N - 1$$

donde  $W(n)$  son muestreos uniformemente espaciados del tiempo.  $X(n)$  son muestreos uniformemente espaciados de la forma de onda y  $N$  es el número de muestreos de ambos ventana y señal entre la longitud de la ventana. Se puede usar la Transformada rápida de Fourier para proporcionar que  $N$  se igual a  $2^m$ , donde  $m$  es un número entero.

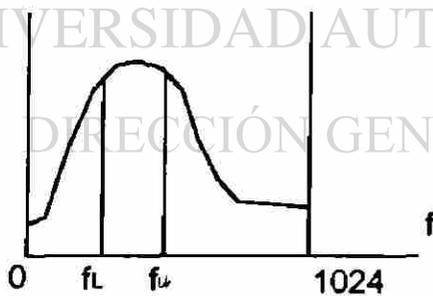
La Transformada Inversa, la cual incluye el tiempo ventana es dado por:

$$W(n) X(n) = \frac{1}{T} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi k m/N}$$

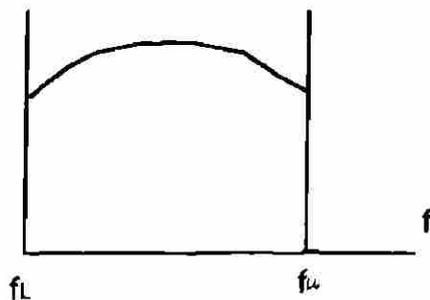
### RESOLUCION Y ANCHO DE BANDA

El resultado spectral de un Análisis FFT (Fast Fourier Transform) es linealmente distribuido con frecuencia. La resolución ( $\beta$ ) del FFT es definido como el incremento de frecuencia entre líneas sucesivas en el spéctrum. Este es relacionado al número de muestreos (N) en los cuales el análisis es basado y el muestreo de Frecuencia ( $f_s$ ).

$$B = f_s / N$$



Señal original de  
1024 muestreos



Porción de la señal  
original expandida a  
1024 muestreos

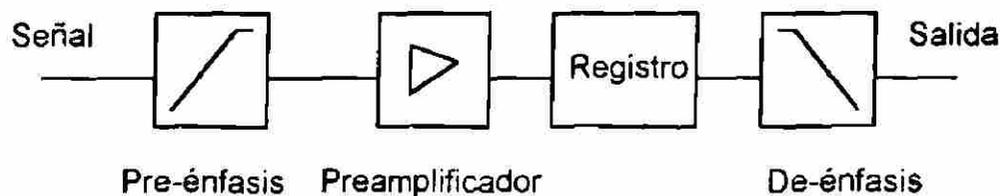
El ancho de banda su ajuste es determinado por la resolución y el efecto de cualquier función ventana aplicada al dato. Para una función ventana rectangular el ancho de banda de ruido efectivo (B) es igual a resolución:  $B = \beta$ .

El zoom de FFT es usado siempre incorporado en Análisis de Fourier.

### MEDICION FUERA DE LINEA

**Registros análogos.** Varios sistemas tienen que ser desarrollados basados en registros análogos de sistemas de voltaje que usan un rango de registros y de diferentes tipos de formas, cassettes simples o registros de precisión FM o cintas.

En orden a proporcionar un rango dinámico adecuado en los registros usados, algunas formas de acondicionamiento de señal tienen normalmente a ser introducidos a los registros. Esto usualmente toma la forma de algunos tipos de filtros, usados en conjunción con un filtro de rechazo fundamental. La señal es entonces regresada al analizador a través de un inversor (de énfasis).



## CAPITULO VII

### ELIMINACION DE ARMONICAS

#### PROPOSITO DE LOS FILTROS ARMONICOS

El objetivo primario de un filtro armónico es el de reducir la amplitud de una o más frecuencias de corriente o voltaje.

Cuando el único propósito es el de prevenir una frecuencia particular desde componentes de planta seleccionados completamente o partes de un sistema de potencia, esto es posible usar una serie de filtros que consisten de un inductor en paralelo y un capacitor el cual presenta una larga impedancia a la frecuencia relevante; sin embargo no puede ser extendida a eliminar las armónicas la fuente, porque la producción de armónicas por componentes de planta no lineal, es esencial para su operación normal.

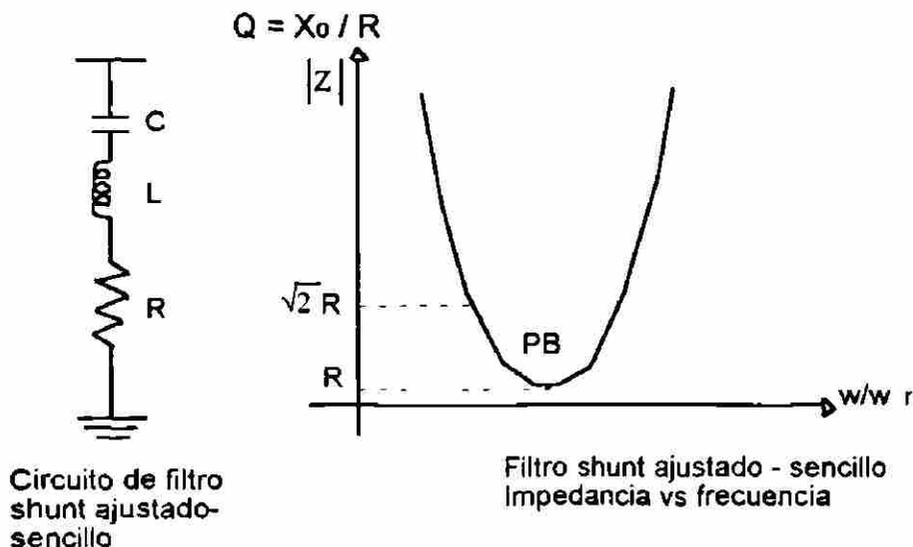
En el caso de los convertidores estáticos, las corrientes armónicas son normalmente prevenidas desde la introducida del resto del sistema para

proveer una vía shunt de baja impedancia a las frecuencias armónicas. Series combinadas y filtros shunt deben ser diseñados para minimizar las corrientes y voltajes armónicas en el sistema de C.A.

## DEFINICIONES

El filtro shunt se dice que debe ser ajustado a la frecuencia que hace a la inductancia y reactancia capacitiva igual.

La calidad de un filtro (Q) determina lo cortante del ajuste y éste respecto a los filtros puede ser cualquiera tipo alto Q o cualquiera tipo bajo Q. El filtro alto Q es cortante su ajuste a una de las bajas frecuencias armónicas, y un valor típico entre 30 y 60. El filtro bajo Q típicamente en la región de 0.5 - 5, tiene una baja impedancia sobre un rango de frecuencias. Cuando es usado para eliminar las armónicas de alto orden es también referido como un filtro paso alto. En el caso de un filtro ajustado Q es definido como la relación de la inductancia a resonancia a resistencia.



Como se muestra en la figura anterior, el filtro paso - banda (PB) es definido como limitado por las frecuencias a las cuales la reactancia del filtro iguala su resistencia.

El ángulo de la impedancia es  $45^\circ$  y el módulo de la impedancia  $\sqrt{2}R$ . El factor de calidad y el paso - banda son relacionados por la expresión:

$$Q = W_n / PB$$

donde  $W_n$  es la frecuencia angular ajustada en radianes por segundo. Los cortes del ajuste en filtros amortiguadores es el recíproco de los filtros ajustados.

$$Q = R / X$$

La extensión del filtro desde la frecuencia ajustada nominal es representada por el factor  $\delta$ . Este factor incluye varios efectos:

- 1).- Variación en la fundamental ,
- 2).- Variación en la capacitancia del filtro e inductancia causado por la edad y temperatura,
- 3).- Inicial fuera el ajuste causado por tolerancias en manufactura y tamaño finito de pasos de ajuste.

El ajuste máximo de por unidad de la frecuencia nominal ajustada es:

$$\delta = (w - w_n) / w_n$$

Un cambio de L o C de 2% causa el mismo ajuste como un cambio de frecuencias en el sistema de 1%,  $\delta$  es siempre expresada como:

$$\delta = \frac{\Delta f}{f_n} + \frac{1}{2} \left( \frac{\Delta L}{L_n} + \frac{\Delta C}{C_n} \right)$$

## CRITERIOS DE DISEÑO DE FILTROS

El tamaño de un filtro es definido como la potencia reactiva que alimenta un filtro a la frecuencia fundamental. Este es substancialmente igual a la potencia reactiva fundamental alimentada por el capacitor. El tamaño total de todos los ramales de un filtro es determinado por la potencia reactiva requerida de la fuente armónica y por cuanto éste requerimiento puede ser alimentado por la red de C.A.

El criterio ideal del diseño de un filtro es la eliminación de todos efectos causados por la distorsión de la forma de onda, incluye interferencia telefónica, el cual es el efecto más difícil de eliminar completamente. Desde el punto técnico, es muy difícil de estimar por adelantado la distribución de armónicas a través de la red de C.A. En el lado económico, la reducción de interferencia telefónica puede ser normalmente archivada más económicamente para tomar

algunas de las medidas preventivas en los sistemas telefónicos y otros en el sistema de potencia.

### DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Un criterio práctico sugerido reduce el problema a niveles aceptables al punto de acoplamiento común con otros consumidores; el problema viene a ser expresado en términos de corriente armónica y voltaje, o ambos. Un criterio basado en voltaje armónico es más conveniente para diseño de filtros, porque es más fácil garantizar el inicio dentro de límites de voltaje razonable a límites de niveles de corriente como los cambios de impedancia en la red de C.A.

En orden a complementar con las limitaciones de armónicas requeridas, el diseño de filtros involucra los siguientes pasos:

1).- El spéctrum de corrientes armónicas producidas por la carga no lineal es inyectado dentro de un circuito consistente de filtros en paralelo con el sistema de A.C. a las frecuencias relevantes y los voltajes armónicos son calculados.

2).- Los resultados de (i) son usados para determinar los parámetros especificados, distorsión de voltaje D, factores IT y TIF.

3).- El estrés en los componentes del filtro, capacitores, inductores y resistores son entonces calculados y con sus rangos y pérdidas.

Tres componentes requieren consideración detallada en el diseño de filtros, fuente de corriente, admitancia del filtro y admitancia del sistema. La fuente de corriente contenida debe de variar a través del rango de carga y de las condiciones del ángulo de disparo. Es necesario calcular la admitancia equivalente total mínima a cada una de las frecuencias armónicas, la cual debe de resultar en voltaje de distorsión máximo.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS  
**FILTROS AJUSTABLES.**

Un filtro sencillo ajustable es una serie RLC ajustado a la frecuencia de una armónica. Esta impedancia es dada por:

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

La cual la frecuencia resonante ( $f_n$ ) reduce a R. Estos son dos parámetros básicos de diseño a ser considerados en la selección de R, L y C. Estos son factores de calidad (Q) y la desviación de frecuencia relativa ( $\delta$ ).

En orden a expresar la impedancia del filtro en términos de  $Q$  y  $\delta$ . La siguiente relación aplica:

$$\omega = \omega_n (1 + \delta)$$

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \begin{array}{l} \text{Frecuencia angular ajustable} \\ \text{en radianes por segundo} \end{array}$$

$$X_o = \omega_n L = \frac{1}{\omega_n C} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Reactancia del inductor o capacitor en ohms a la frecuencia ajustable.

$$Q = \frac{X_o}{R}$$

$$R$$

$$C = \frac{1}{\omega_n X_o} = \frac{1}{\omega_n R Q}$$

$$L = \frac{X_o}{\omega_n} = \frac{R Q}{\omega_n}$$

Substituyendo entre ecuaciones, queda:

$$Z_f = R \left[ \frac{1 + jQ\delta (2 + \delta)}{1 + \delta} \right]$$

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Si se considera  $\delta$  relativamente pequeña, comparada con la unidad:

$$Z_f \approx R (1 + j2\delta Q) = X_o (Q^{-1} + j2\delta)$$

$$|Z_f| \approx R (1 + 4\delta^2 Q^2)^{1/2}$$

Esto es generalmente más convenientemente a ideal con admitancias que impedancias en el diseño de filtros.

$$Y_f \approx \frac{1}{R (1 + j2\delta Q)} = G_f + jB_f$$

donde: 
$$G_f = \frac{Q}{X_o (1 + 4\delta^2 Q^2)}$$

$$B_f = \frac{2\delta Q^2}{X_o (1 + 4\delta^2 Q^2)}$$

El voltaje armónico al filtro en el bus de barra es:

$$V_n = \frac{I_n}{Y_{nf} + Y_n} = I_n Y_n$$

Para minimizar la distorsión del voltaje es necesario incrementar la admitancia al filtro en paralelo con el sistema de C.A. En orden a predecir  $V_n$ , la variable no es precisamente conocida tiene que ser seleccionada; ésta es la desviación de frecuencia  $\delta$  y la admitancia de la Red.

Dentro de ciertos límites, el diseñador puede decidir en los valores de  $Q$  y en el tamaño del filtro. El máximo ángulo de fase de la impedancia de la Red puede ser limitada abajo de  $90^\circ$  y generalmente decrece con incremento de frecuencia. El voltaje armónico alto es entonces obtenido por el uso de  $\phi_{sn}$ , con signo opuesto al de  $\delta$ . Entonces la ecuación da:

$$|V_n| = I_n \left\{ (|Y_{sn}| \cos \phi_{sn} + G_f)^2 + (-|Y_{sn}| \sin \phi_{sn} + B_f)^2 \right\}^{1/2}$$

Tomando a  $\phi_{sn}$  como positivo y  $\delta$  como negativo.

Si  $|Y_{sn}|$  no es restringida, la admitancia máxima dada a  $|V_{sn}|$  es:

$$|Y_{sn}| = \frac{\cos\phi_{sn} (2Q\delta \tan\phi_{sn} - 1)}{R (1 + 4\delta^2 Q^2)}$$

$$\text{dando: } |V_n| = I_n \omega n L \left[ \frac{1 + 4\delta^2 Q^2}{Q(\sin\phi_{sn} + 2Q\delta \cos\phi_{sn})} \right]$$

Esta es un óptima Q la cual resulta en bajo voltaje armónico.

$$Q = \frac{1 + \cos\phi_{sn}}{2\delta \sin\phi_{sn}}$$

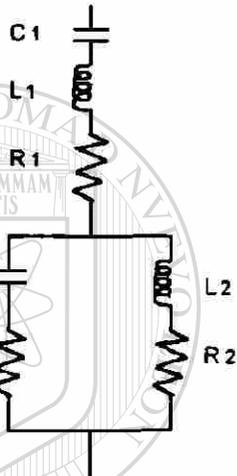
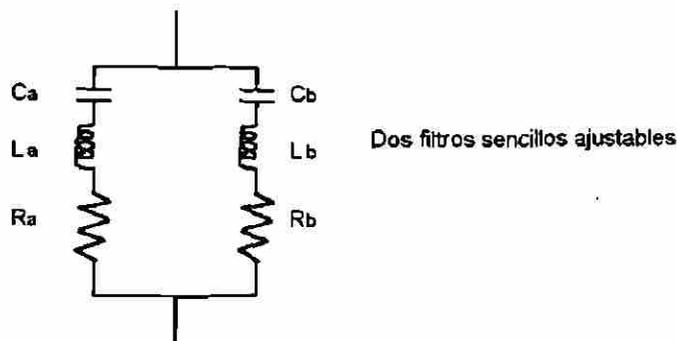
$$\text{para el cual: } |V_n| = I_n \delta \omega n L \left[ \frac{4}{1 + \cos\phi_{sn}} \right] = \frac{2I_n R}{\sin\phi_{sn}}$$

## FILTROS DOBLES AJUSTABLES

La impedancia equivalente de dos filtros sencillos ajustables cerca de su frecuencia resonante son prácticamente el mismo como éstos filtros dobles ajustables, sujetos a la siguiente relación entre sus componentes:

$$C1 = Ca + Ca$$

$$C2 = \frac{CaCb (Ca + Cb) (La + Lb)^2}{(LaCa - LbCb)}$$



$$L1 = \frac{L_a L_b}{L_a + L_b}$$

$$L2 = \frac{(L_a C_a - L_b C_b)^2}{(C_a + C_b)^2 (L_a + L_b)}$$

$$R2 = R_a \left[ \frac{a^2 (1-x^2)}{(1+ax^2)(1+x^2)} \right] + R_b \left[ \frac{1-x^2}{(1+ax^2)^2(1+x^2)} \right] + R1 \left[ \frac{(1-x^2)(1+ax^2)}{(1+x^2)(1+ax^2)} \right]$$

donde:  $a = \frac{C_a}{C_b}$  y  $x = \frac{L_b C_b}{\sqrt{L_a C_a}}$

Esta aproximación práctica es llevada fuera por omitirla resistencia  $R_1$ , la cual es determinada por la resistencia mínima del inductor  $L_1$ . Esta tiene la desventaja de reducir la pérdida de potencia a la frecuencia fundamental como comparada con una configuración de filtro sencillo ajustable. La principal desventaja del filtro doble ajustable es en aplicación de voltaje alto, porque de la reducción en el número de inductores está sujeta a impulsos de voltaje en la línea.

### FILTROS AJUSTADOS AUTOMATICAMENTE

En el diseño de filtros ajustables es ventajoso el reducir la máxima desviación de frecuencia. Esto es archivado para fabricar los filtros ajustables para cualquier switcheo automático de capacitancia o para variar la inductancia. Un rango de  $\pm 5\%$  es usualmente considerado adecuado. Un

sistema de control, el cual mide la frecuencia armónica en potencia reactiva en el filtro, el cual controla  $L$  o  $C$  basado en la señal y magnitud de ésta potencia reactiva, tiene que ser usado convertidores de C.D. alto voltaje. Los filtros automáticamente ajustados ofrecen las siguientes ventajas sobre los filtros fijos:

- 1).- El rango del capacitor es bajo.
- 2).- El capacitor usado puede combinar un coeficiente de temperatura alto de capacitancia y un rango alto de potencia reactiva en por unidad de volumen y por unidad de costo.

3).- Porque son de alto  $Q$ , las pérdidas de potencia son pequeñas.

Las ventajas 1 y 2 reducen el costo del capacitor el cual es el componente más caro del filtro. La ventaja 3 reduce el costo de la resistencia y el costo por pérdidas del sistema.

## FILTROS AMORTIGUADORES

Los filtros amortiguadores ofrecen muchas ventajas:

1).- Su funcionamiento y cargado es menos sensitivo a la variación de temperatura, desviación de frecuencia, tolerancias de fabricación de los componentes, pérdida de elementos capacitores.

2).- Proporciona una baja impedancia para un amplio spéctrum de armónicas fuera de las necesidades por subdivisión de ramas paralelas con switcheo incrementado y problemas de mantenimiento.

3).- El uso de filtros ajustable siempre resulta en resonancias paralelo entre el filtro y las admitancias del sistema a bajo orden de armónicas para bajas frecuencias de filtros ajustables, o entre frecuencias de filtros ajustables.

Las principales desventajas de los filtros ajustables son como sigue:

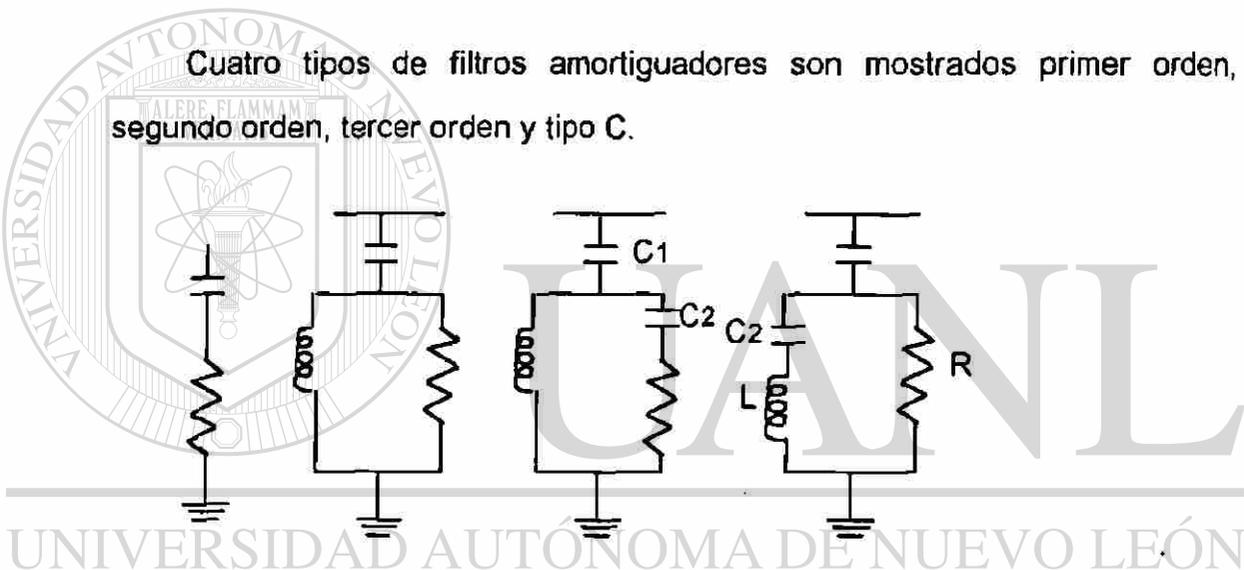
1).- Al archivar un nivel similar de funcionamiento de filtrado el filtro amortiguador necesita ser diseñado para alto rango de VA fundamental, en

muchos casos un buen funcionamiento puede ser entre los límites requeridos por el factor de corrección de potencia.

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

### TIPOS DE FILTROS AMORTIGUADORES

Cuatro tipos de filtros amortiguadores son mostrados primer orden, segundo orden, tercer orden y tipo C.



a).- El filtro de primer orden normalmente no es usado, éste requiere un capacitor grande y tiene excesivas pérdidas en la frecuencia fundamental.

b).- El tipo de segundo orden, proporciona el mejor funcionamiento de filtrado, pero tiene pérdidas altas de frecuencias fundamental comparadas con los filtros de tercer orden.

c).- Su principal ventaja sobre b) es una reducción substancial en las pérdidas en frecuencia fundamental. El rango C2 es muy pequeño comparado con C1.

d).- Su principal ventaja es una reducción considerable en las pérdidas de frecuencia fundamental. C2 y L son series ajustables a la frecuencia. Este filtro es más susceptible a las desviaciones de la frecuencia fundamental.

### DISEÑO DE FILTROS AMORTIGUADORES

Cuando se diseñan filtros amortiguadores, el Q seleccionado debe de dar la mejor característica sobre la banda de frecuencia requerida.

Las bondades de los filtros amortiguadores tienen que ser descritos por Ainsworth con la ayuda de dos parámetros:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi CR} \quad m = \frac{L}{R^2 C}$$

Los valores típicos de m son entre 0.5 y 2. Para la capacitancia dada, éstos parámetros son decididos para archivar una apropiada admitancia alta sobre un rango de frecuencia requerido.

Los términos de conductancia y susceptibilidad de un filtro amortiguador de segundo orden son:

$$G_f = \frac{m^2 x^4}{R_1 [(1 - mx^2)^2 + m^2 x^2]}$$

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

donde  $x = f / f_0$

La admitancia total mínima puede ser mostrada como :

$$Y = B_f \cos \phi_m + G_f \sin \phi_m$$

con ambos términos en la ecuación positivos y  $x$  viene a ser menor en su valor:

$$|\cot \phi_f| = |G_f B_f| = |\tan \phi_m|$$

### CONFIGURACIONES TÍPICAS DE FILTROS

Los convertidores estáticos de rangos altos son normalmente diseñados para operación de 12 pulsos.

Para la 5a. y 7a. armónica, éstos son convencionalmente filtrados por el uso de combinación híbrida de ramales ajustable para los bajos órdenes, 5a., 7a., 11a. y 13a. y para filtros amortiguadores de alto paso de la 17a. y de órdenes más altos.

Enseguida se ilustra un diseño convencional con un ejemplo numérico.

#### DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Un puente convertidor de 6 pulsos a 1,000 kV, 100 MW d.c. opera a  $\alpha = 15^\circ$ . El puente es conectado a 275 kV, 50 Hz de C.A. vía un transformador convertidor 275/83 kV con 15% fuga de reactancia. La corriente secundaria fundamental es 780A y la del secundario 236A. Los filtros son conectados en el primario, consistentes de ramas resonantes para la 5a., 7a., 11a. y 13a. armónica y una derivación de segundo orden alto paso.

Para un tamaño total del filtro de 50 MVA<sub>r</sub> y asumiendo que la capacitancia es igual dividida por las derivaciones del filtro, cada derivación

requiere 0.417 Mf. Si el coeficiente de temperatura del capacitor es 0.05% por grado, el coeficiente de temperatura del inductor es 0.01% por grado, temperatura ambiente  $\pm 20^{\circ}\text{C}$ , y tolerancia de frecuencia  $\pm 1\%$ .

$$\delta = 1/100 \{ 1 + 1/2 [ 0.05 \times 20 + 0.01 \times 20 ] \} = 0.016$$

La impedancia del sistema de C.A. debe ser cualquier magnitud pero restringida en ángulo de fase a  $\phi_a < 75^{\circ}$  a cualquier frecuencia. La óptima Q es entonces obtenida por la ecuación.

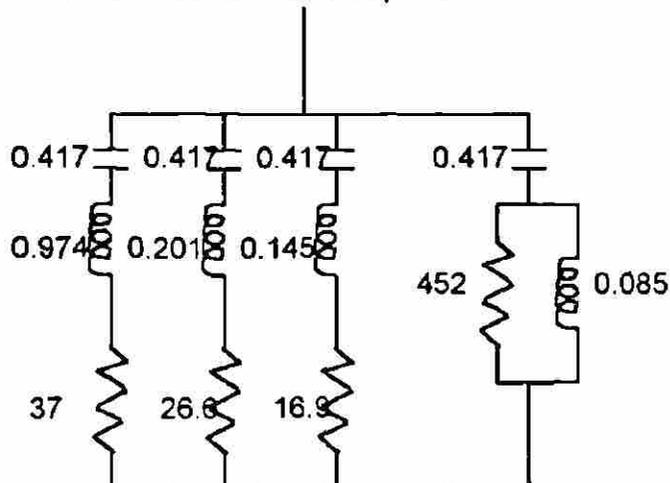
$$Q = \frac{1 + \cos 75^{\circ}}{2(0.016)\text{sen } 75^{\circ}} = 41$$

Con Q y C conocidas, los valores de L y R de ramas resonantes pueden ser entonces determinadas.

Las componentes de las ramas amortiguadas son encontradas por la selección de  $m = 1$  y  $f_0 = 17 \times 50 = 850 \text{ Hz}$ , y C es fijo, el valor resultante del inductor y resistor son 0.085 H y 452  $\Omega$  respectivamente.

## DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

El diseño del circuito completo es entonces mostrado:



## FILTRADO PASO BANDA PARA CONVERTIDORES DE 12 PULSOS

El uso de un filtro convencional, para estaciones convertidoras con filtros con ajuste por separado de una serie de tipos resonantes, para la 11a. y 13a. armónica y filtro de alto paso para órdenes mayores, deben usualmente de dar una reducción más efectiva de armónicas. La razón para ésto es el tamaño mínimo de filtros, usualmente determinado por el tamaño económico disponible de unidades de capacitor y el mínimo de generación de potencia reactiva requerida por los convertidores.

El diseño de filtros puede ser simplificado, cualquiera por el reemplazo de filtros ajustable para armónicas 11a. y 13a. por un filtro sencillo del tipo amortiguador, o reemplazar todos los filtros por un filtro sencillo amortiguador. En el primer caso, reemplazando el filtro amortiguador, los dos filtros ajustables deben ser ajustados cerca de la 12a. armónica con una  $Q$  grande puede ser seleccionada, donde el filtro amortiguador para armónicas grandes tiene que ser mucho menor  $Q$ .

### DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

En el segundo caso, el filtro amortiguador sencillo es también ajustado a la 12a. armónica pero con una  $Q$  menor tiene que ser seleccionado suficientemente de impedancia baja a armónicas grandes.

Con un rango grande de altos voltajes de d.c. éstos son probablemente incrementados probablemente de bajo orden armónico resonante entre el sistema de impedancias y la capacitancia del filtro.

La resonancia es del tipo serie o paralelo dependiendo de fuente de bajo orden de armónicas es el sistema de C.A. o el convertidor. Como resultado de un sistema desbalanceado, la corriente de 3a. armónica es producida de secuencia positiva y no debe de ser absorbida por el bobinado del transformador delta.

En el diseño de 2000 MW canal de cruce de alto voltaje d.C. enlaza la siguiente combinación de impedancias del sistema a ser usadas:

1).- El orden de armónicas que producen distorsión de altos voltajes es asumida a ser cerca de resonancia con el sistema.

2).- Otras armónicas en el rango de 2 - 25 son seleccionadas desde las tablas que contienen la información del sistema de impedancias y de todo el sistema y condiciones.

3).- Las armónicas mantenidas en el rango de 25 - 49 son asumidas dentro de un ancho radio de  $750 \Omega$  y limitadas por ángulos de impedancia de  $73^\circ$  capacitiva y  $85^\circ$  inductiva.

## PROPIEDADES DE LOS COMPONENTES DE LOS FILTROS

**CAPACITORES.** Los capacitores son compuestos de unidades estándar, los cuales son conectados en serie y/o paralelo para obtener el voltaje deseado y KVA.

Las principales propiedades de los capacitores son:

- 1).- Coeficiente de temperatura de capacitancia,
- 2).- Potencia reactiva por unidad de volumen,
- 3).- Pérdida de potencia,
- 4).- Confiabilidad,
- 5).- Costo.

A muy bajo coeficiente de temperatura de capacitancia es deseable para filtros ajustable en orden a evitar desajuste causado por cambio de capacitancia con temperatura ambiente o con autocalentamiento de los capacitores. Capacitores obtienen su alta potencia reactiva por unidad de volumen por tener bajas pérdidas y por operar a muy alto voltaje. Por ésta razón, se prolonga su operación a moderado sobrevoltaje para evitar o prevenir su destrucción termal del dieléctrico.

**INDUCTORES.** Los inductores usados en filtros necesitan ser diseñados para soportar las altas frecuencias involucradas, pérdidas de histerésis pueden ser incluídas en el cálculo de pérdidas de potencia. También el efecto del nivel de flujo en el hierro, el desajuste causado por no linealidad magnética, ésto también debería ser considerado.

La  $Q$  a la frecuencia armónica predominante puede ser seleccionada para bajo costo y es usualmente entre 50/150. Los rangos del inductor dependen principalmente de la corriente R.M.S. máxima y del nivel de aislamiento , normalmente R y L forman el lado de tierra de un filtro ajustado.

## FILTROS DEL LADO DE C.D.

A través de rectificar el voltaje de rizo de convertidores estáticos, se generan corrientes armónicas y éstas son filtradas fuera ya que no tienen efectos en otros procesos o consumidores.

Tres diferentes criterios tienen que ser usados para definir el funcionamiento de filtros de C.D. en transmisión de C.D.

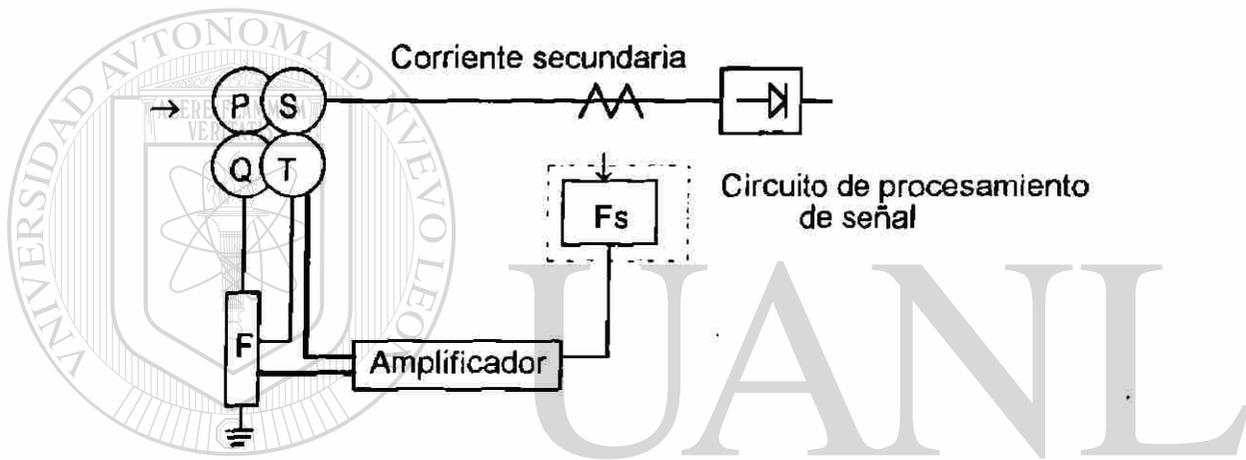
- 1).- Máximo voltaje TIF en el bus de alto voltaje de C.D.
- 2).- Máximo ruido a tierra permisible en líneas de teléfono a línea de alto voltaje de C.D.
- 3).- Máxima intensidad de ruido inducido en línea de prueba en paralelo a 1 km. de la línea de alto voltaje de C.D.

### DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

El rango de los componentes se consideran diferentes que los filtros de C.A. las corrientes armónicas son reducidas a valores pequeños relativamente para grande d.c. reactor.

## IDEAS ALTERNATIVAS PARA ELIMINACION ARMONICA COMPENSACION DE FLUJO MAGNETICO.

Este método de eliminación de armónicas es básicamente introducido por la siguiente figura:

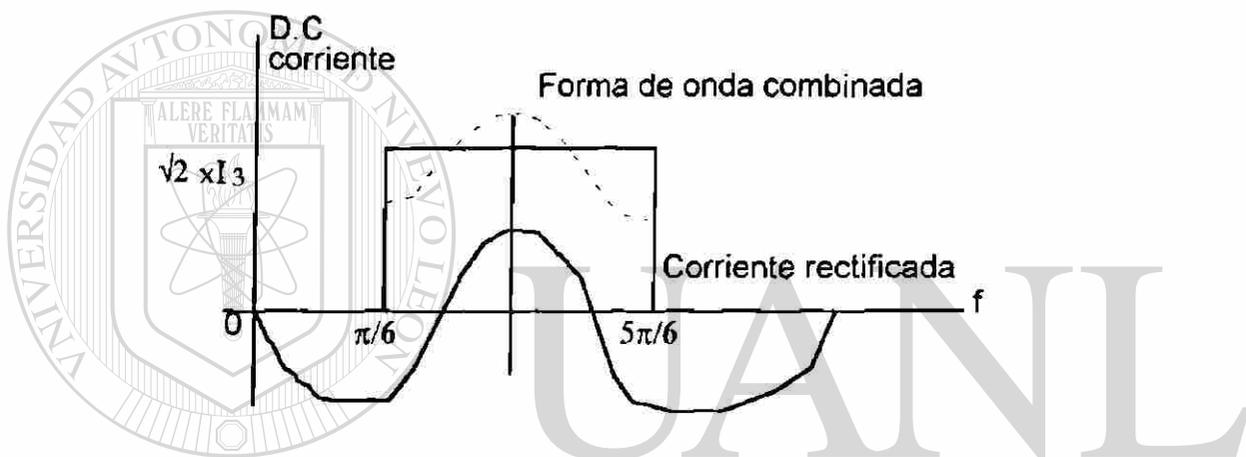


Una corriente del transformador es usada detectar la componente armónica de la carga no lineal y ésta es alineada a través de un amplificador, dentro del bobinado del transformador de tal manera que cause la cancelación de las corrientes armónicas concernidas. La principal área de concentración con el sistema involucra el acoplamiento de la salida del amplificador al bobinado de tal forma que el flujo de corriente fundamental no dañe el amplificador.

Una ventaja que tiene éste esquema es la habilidad que tiene para tomar cuenta de la característica armónica, tal como la 3a. y 9a. Y una desventaja que tiene es que no es efectivo para remover las armónicas de bajo orden.

## INYECCION DE ARMONICA

De otra forma significa que para cuales armónicas pueden ser eliminadas agregando corrientes armónicas a la forma de onda rectangular producida. Se utiliza una triple armónica y una fuente externa de triple armónica.



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

## CAPITULO VIII

### CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

La instalación de equipos de electrónica de potencia, así como los equipos eléctricos sensibles, hacen cada vez más delicado el evaluar la calidad de éste insumo tan importante. Los problemas de calidad de la energía eléctrica no están únicamente relacionados con las armónicas, sino también con otros fenómenos como transitorios, microinterruptores, interferencia electromagnética, etc. Es por ello que para solucionar los problemas de calidad eléctrica es necesario un enfoque de cada uno de ellos, así como evaluar todas las posibles causas y soluciones, sin perder de vista los aspectos técnicos y económicos, además de programar la medición periódica de éstos fenómenos para que una vez que se tenga el problema bajo control, éste no se vuelva a manifestar.

Tenemos identificadas las fuentes de sistemas armónicos y tenemos caracterizado su grado de concentración y su proliferación en los sistemas eléctricos .

Una de las recomendaciones para solucionar el problema de armónicas es el uso de filtros, combinando los beneficios de los capacitores de factor de potencia para remover de los sistemas las imperfecciones de las armónicas. Y así los problemas asociados con la interacción entre las cargas no lineales y los capacitores son evitados.

El filtro es ajustado a la 5a armónica la más baja armónica en un sistema de carga de potencia eléctrica de 6 pulsos. En adición a atenuar la 5a armónica, el filtro también remueve una porción significativa de la 7a, y otras armónicas de mayor orden armónicas.

Como trabajan los filtros.- son conectados en el sistema de distribución eléctrica. Las tres partes del filtro funcionan a través de proveer corrección en el factor de potencia y remover las armónicas.

Recomendaciones para esfuerzos futuros deben de incluir lo siguiente:

1.- Continuar intensificando los esfuerzos de la industria, especialmente la de grupos de ingenieros, para identificar los efectos armónicos en equipos y sistemas, recomendando tecnologías para su control.

2.- Identificar métodos avanzados de control de armónicas.

3.- Desarrollar métodos avanzados de análisis de redes para incluir modelos precisos de respuesta a frecuencias de corrientes y voltajes; incluir métodos de características no lineales de cargas, transformadores, etc...

4.- Desarrollar métodos convenientes y dedicados a equipos de medición de armónicas.

5.- Definir cuantitativamente los efectos de las armónicas en los elementos del sistema.

## ASPECTOS DE SEGURIDAD

El NEC (National Electrical Code) No contempla actualmente en forma real y efectiva el problema de los armónicos, la NFPA (National Fire Protection Association) ha establecido con este proposito un comité para estudiar el problema y hacer las recomendaciones para la edición de 1996 del NEC. Una buena práctica de ingeniería es realizar una evaluación en donde se considere con anticipación la inclusión de equipo que pueda introducir armónicas en el sistema, y compensar estos efectos en los transformadores así como en los conductores de los neutros, para hacer al sistema eléctrico **eficiente y seguro**. El NEC cita a las armónicas solamente en los artículos 220 sección 220-22 y 310 y artículo 310, nota 10(c) de las tablas de ampacidad en cables de 0 a 2000 volts.

En un sistema trifásico, cuatro hilos conexión estrella en donde la mayor cantidad de carga consiste en luminarias de descarga, equipo de computo o equipo similar, las corrientes armónicas están presentes en el conductor neutro y este es considerado como un conductor de la corriente de carga solamente. Y es seleccionado para ser empleado bajo estas condiciones. Sin embargo la buena práctica de la ingeniería nos dice que un calibre mayor al considerado para la corriente de carga, puede ser necesario. **Es recomendable pues que el sistema eléctrico sea diseñado y dimensionado para compensar los efectos de las frecuencias armónicas.**

## BIBLIOGRAFIA

**INTRODUCCION.-** Los siguientes documentos representan una bibliografía de referencias seleccionadas y pertinentes a las armónicas de los sistemas de potencia y a los problemas relevantes. Una extensiva pero no necesariamente completa, hecha para la identificación de libros , papeles, estandares y reportes publicados en literatura relacionada con sistemas armónicos. Este listado de títulos es organizado de la siguiente manera : apellido del autor principal, nombre del libro, editorial y fecha de edición.

---

### LIBROS

Bradley, D.A. HARMONIC ANALYSIS  
 John Wiley and Sons ..... 1985

Hayt William H. ANALISIS DE CIRCUITOS EN INGENIERIA  
 McGraw Hill ..... 1988

Loyd Richard E. ELECTRICAL RACEWAY Sand OTHER WIRINGMETHODS  
 Delmar Publishers Inc. .... 1993

**Mahmoud A.A** IEEE TUTORIAL COURSE POWER SYSTEM HARMONICS

McGraw-Edison Company .....1984

IEEE Conference Publications No. 123 **POWER ELECTRONIC POWER**

**SEMICONDUCTORS AND THEIR**

**APPLICATIONS** .....1977

IEEE Conference Publications No. 8 **ABNORMAL LOADS ON POWER**

**SYSTEMS** .....1964

IEEE Conference Publications No. 1010 **SOURCES AND EFFECTS**

**OF POWER SYSTEM**

**DISTURBANCES** .....1974

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

NEC National Electrical code 1993

ANSI / NFPA 70

An American National Standard .....1993

# GLOSARIO DE TERMINOS

## **Fundamental (Componente)**

La componente de orden 1 de la Serie de Fourier de cantidad periódica.

nota.- Para el propósito de más estándares nacionales, la frecuencia fundamental del sistema de alimentación es 60 Hz .

## **Armónica ( Componente )**

Una componente de orden mayor a 1, de las Series de Fourier de una cantidad periódica

## **Orden de Armónica ( n )**

Un número entero dado por la relación de la frecuencia de una armónica a la frecuencia fundamental.

## **Relación de armónicas**

Para una componente de orden "n" de una onda distorsionada, la relación (la cual puede ser expresada como un porcentaje) de RMS. El valor de esta componente armónica a el valor de RMS de la componente fundamental de esta misma onda.

### Contenido armónico

La cantidad obtenida por la substracción de la componente fundamental de una cantidad alternada.

### Corriente RMS

En una forma de onda la corriente contiene armónicas, el valor de rms de la corriente esta dada por :

$$I_{RMS} = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2}$$

donde:  $I_1, I_2, I_3, \dots, I_n$ , son valores RMS de la primera, segunda, tercera, .....n armónica de forma de onda de corriente respectivamente.

### Factor de Desplazamiento

Factor de desplazamiento =  $\cos \phi_1$

donde  $\phi_1$  es la fase diferencial entre  $V_1$  y  $I_1$  el factor de desplazamiento es la cantidad medida por la utilidad  $\cos \phi$ .

### Factor Fundamental

( de una no-sinusoidal de voltaje o corriente alternados )

La relación de la RMS Valor de la componente fundamental a la RMS. valor de la cantidad alterna (misma).

Factor Fundamental =  $I_1 / I_{RMS}$

**Potencia Activa**

$$P = V_1 I_1 \cos \phi_1 + V_h I_h \cos \phi_h$$

$\cos \phi_h$  = El coseno del ángulo entre los voltajes armónicos y las corrientes.

**Potencia Reactiva**

$$Q = V_1 * I_1 * \text{Sen} (\phi_1)$$

donde :  $\cos \phi_1$  es la diferencia de fase entre  $I_1$  y  $V_1$

**Distorsión Volts - Amperes**

$$D = V_{RMS}^2 * (I_{RMS}^2 - I_1^2)$$

**Potencia Aparente**

$$S = V_{RMS} * I_{RMS} = \sqrt{(P^2 + Q^2 + D^2)}$$

donde :

- P = Potencia Activa
- Q = Potencia Reactiva
- D = Distorsión Volts-Amperes

**Factor de Potencia**

$$F.P. = \frac{P}{S}$$

Si la forma de onda de voltaje es sinusoidal entonces el Factor de Potencia es:

$$F.P. = I_1 / I_{RMS} * \cos \phi_1$$

= Factor Fundamental \* Factor de Desplazamiento

### Distorsión Armónica Total ( THD )

La relación del valor de la RMS del contenido de armónicas al valor de RMS de cantidades alternas.

$$\text{para voltaje} = \frac{(V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + V_5^2 + \dots)}{V_{\text{RMS}}}$$

$$\text{para corriente} = \frac{(I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + I_5^2 + \dots)}{I_{\text{RMS}}}$$

Los valores de THD para voltaje y corriente son expresados como DV % y DA % respectivamente en el VIP.

### Filtro

Término genérico usado para describir un tipo de equipo cuyo propósito es el de reducir las corrientes armónicas o voltajes de un sistema eléctrico de potencia.

### Relación Corto Circuito

Para un semiconductor SCR es la relación de capacidad de corto circuito<sup>®</sup> de un bus en MVA al punto convertidor de conexión, o al rango de conversión en MVA.

### Característica Armónica

Son armónicas requeridas por equipo convertidor semiconductor en curso de operación normal. En un convertidor de seis pulsos, la característica armónica son de no triples armónicas, por ejemplo : la 5a , 7a , 11a , 13a , etc.

**Control de Fase Generalizada**

El proceso de variación, dentro del ciclo del voltaje de alimentación, el intervalo de tiempo o intervalos durante los cuales ocurre conducción de corriente

**Número de Pulso**

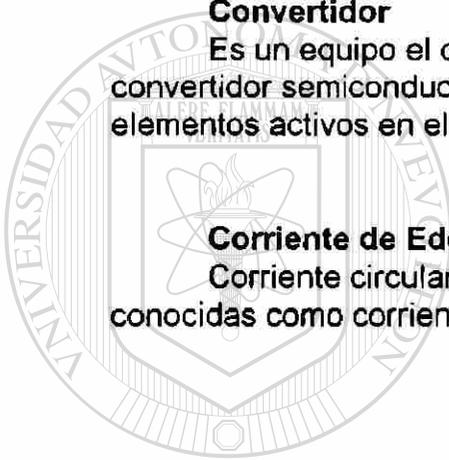
El número total de comunicación no simultánea sucesiva que ocurre dentro del convertidor durante cada ciclo cuando opera dentro de control de fase.

**Convertidor**

Es un equipo el cual carga energía eléctrica desde una forma a otra. Un convertidor semiconductor es un convertidor que usa tiristores o diodos como elementos activos en el proceso de conversión.

**Corriente de Eddy**

Corriente circulante que ocurre en el núcleo del transformador son conocidas como corrientes de eddy.



UANL

---

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

