

INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

---

---

ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA  
Y ELÉCTRICA

*SECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E  
INVESTIGACIÓN*

**ESTUDIO DE LA SENSIBILIDAD DE LOS  
MODELOS DE CARGAS PARA ANÁLISIS DE  
ARMÓNICOS EN SISTEMAS ELÉCTRICOS  
INDUSTRIALES**

**TESIS**

**Que para obtener el grado de:  
Maestro en Ciencias con especialidad en  
Ingeniería Eléctrica**

**PRESENTA:**

**JOSÉ DEL CARMEN GÓMEZ  
VÁSQUEZ**



MÉXICO, D.F., MAYO 2001

*Libre, y para mi sagrado, es el derecho de pensar, la educación es fundamental para la felicidad social, es el principio en el que descansan la libertad y el engrandecimiento de los pueblos.*

Benito Juárez

## **Esta Tesis la dedico a:**

### **Dios**

Por darme la oportunidad vivir y por la fe que tengo,  
por todas la cosas hermosas que en hay en este mundo  
y por darme la luz de la esperanza para seguir adelante.

### **A mis padres**

José Cruz Gómez Rasgado (+)

Que en el lugar que se encuentre, este viendo  
el fruto de la semilla que alguna ves sembró.

Ofelia Vásquez Vásquez

Por todo el apoyo y la confianza que tuvo en mí,  
pese a todas las adversidades que pasamos juntos.

Los quiero mucho.

### **A mi familia**

A todos mis tíos y primos que forman parte  
de las familias Gómez y Vásquez

Y a todas las personas que me han brindado  
su apoyo de manera incondicional.

## **AGRADECIMIENTOS**

**Al Instituto Politécnico Nacional y a la Sección de Estudios de posgrado e Investigación de la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica por brindarme su apoyo durante mi estancia en ella.**

**Al M. en C. Gilberto Enríquez Harper por su amistad, por su gran carácter humano, por sus consejos, sugerencias y su asesoría para la realización de este trabajo.**

**Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología por brindarme el apoyo económico para la realización de esta tesis.**

**Al Dr. José Alberto Gómez Hernández por las sugerencias dadas para el desarrollo de este trabajo y por su amistad.**

**A todos los profesores de la SEPI-ESIME por su excelente nivel de enseñanza.**

**A mis compañeros por brindarme su amistad y apoyo en cada momento y en especial a los de mi generación:**

**José Antonio Aquino, José Dolores Becerra, Carlos Becerril, Dora Luz Galicia, Godofredo Hernández, Jaime López, Gabriel López, Juan Gabriel Moreno, y demás compañeros con los cuales compartí momentos difíciles pero con el mismo humor de siempre logramos salir adelante.**

# ÍNDICE:

## Página

RESUMEN	
i	
ABSTRACT	ii
ÍNDICE	iii
LISTA DE FIGURAS	
viii	
LISTA DE TABLAS	xiv
GLOSARIO DE TÉRMINOS	xv
<b>CAPITULO 1 INTRODUCCIÓN.</b>	
<b>1.1. GENERALIDADES</b>	1
<b>1.2 ANTECEDENTES</b>	2
<b>1.3 OBJETIVO DE LA TESIS</b>	3
<b>1.4 JUSTIFICACIÓN</b>	3
<b>1.5 LIMITACIONES Y ALCANCES</b>	4
<b>1.6 APORTACIONES</b>	4
<b>1.7 CONTENIDO DE LA TESIS</b>	4
<b>CAPITULO 2 FUENTES DE ARMÓNICOS EN LOS SISTEMAS ELÉCTRICOS INDUSTRIALES Y SU REPRESENTACIÓN CONVENCIONAL.</b>	
<b>2.1.-INTRODUCCIÓN.</b>	
7	
<b>2.2 PRINCIPALES FUENTES DE ARMÓNICAS.</b>	7
2.2.1 Las cargas no lineales principales fuentes de armónicas.	7
2.2.1.1. Saturación de un transformador.	8

2.2.1.2. Corriente inrush en un transformador.	9
2.2.1.3. Conexiones del neutro del transformador.	10
2.2.1.4. Distribución de la fuerza magnetomotriz (fmm) en máquinas rotatorias de C.A.	12
2.2.1.5 Los hornos de arco eléctrico.	13
2.2.1.5.1. Horno de arco eléctrico de C.A.	13
2.2.1.5.1 Horno de arco eléctrico de C.D.	14
2.2.1.6. Hornos de inducción.	15
2.2.1.7. Lámparas fluorescentes.	15
2.2.1.8. Los cargadores de batería.	17
2.2.1.9. Compensador estático de VAR's.	18
2.2.1.10. Los convertidores.	20
2.2.1.10.1. Convertidores de pequeña potencia.	21
2.2.1.10.1.1 Rectificadores de onda completa.	21
2.2.1.10.1.2 Rectificadores de media onda.	22
2.2.1.10.2. Convertidores de mediana potencia.	23
2.2.1.10.2.1 Controladores de motores de c.d.	24
2.2.1.10.2.2 Controladores de motores de c.a.	25
2.2.1.10.2.3 Inversores de conmutación forzada.	26
2.2.1.10.2.4. Controladores inversores alimentados con corriente.	27
2.2.1.10.2.5. Controlador inversor por modulación de ancho de pulso (PWM).	28
2.2.1.10.2.6. Cicloconvertidores.	28
2.2.1.10.3. Convertidores de potencia de gran capacidad.	30
2.2.1.10.3.1. Rectificadores eléctricos y metalúrgicos.	30
2.2.1.10.3.2. Controladores de motores de c.d de gran capacidad.	31

## **CAPITULO 3. EL MODELADO DE LAS PRINCIPALES CARGAS PRODUCTORAS DE ARMÓNICAS Y SU EFECTO EN LOS ESTUDIOS.**

<b>3.1. INTRODUCCIÓN.</b>	33
<b>3.2. TÉCNICAS PARA EL MODELADO DE CARGAS.</b>	34
3.2.1. Técnica de modelado en el dominio del tiempo.	35

3.2.2. Técnica de modelado en el dominio de la frecuencia.	35
<b>3.3. EL MODELADO DE CARGAS EN UN SISTEMA ELÉCTRICO INDUSTRIAL.</b>	36
3.3.1. Conceptos básicos del modelado de cargas.	36
3.3.2. Modelado generalizado para cargas armónicas en el dominio del tiempo.	52
3.3.2.1. Calculo de la resistencia de la carga.	39
3.3.2.2. Cálculo de la capacitancia de la carga.	41
3.3.2.3. Calculo de la inductancia de la carga.	43
3.3.2.4. Determinación de la corriente residual.	46
<b>CAPITULO IV. ANÁLISIS DE SENSIBILIDAD DE LOS PARÁMETROS DE CARGA.</b>	
<b>4.1. INTRODUCCIÓN.</b>	47
<b>4.2.- SENSIBILIDAD DE LOS PARÁMETROS DE CARGA.</b>	48
4.2.1. Variación de los parámetros para casos de estudios.	52
<b>4.3. MODELADO DE CARGAS Y ANÁLISIS DE SENSIBILIDAD PARA CADA MEDICIÓN.</b>	53
4.3.1. Análisis de modelado de carga y sensibilidad de la medición número uno.	54
4.3.2. Análisis de modelado de carga y sensibilidad para la medición número dos.	57
4.3.2.1 .Análisis de sensibilidad de los parámetros de la medición dos.	66
4.3.3. Análisis de modelado de carga y sensibilidad para la medición número tres.	75
4.3.3.1. Análisis de modelado de carga y sensibilidad para la medición número tres.	84
<b>CAPITULO V. . CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.</b>	
<b>5.1. INTRODUCCIÓN.</b>	96
<b>5.2. CONCLUSIONES.</b>	96
<b>5.3. RECOMENDACIONES PARA TRABAJOS FUTUROS.</b>	97
<b>REFERENCIAS.</b>	99
<b>APÉNDICE A. TÉCNICA DE MEDICIÓN DE ARMÓNICOS.</b>	

<b>A.1. MEDICIÓN DE ARMÓNICOS.</b>	104
A.1.1. Puntos de medición de armónicas en un sistema eléctrico.	105
A.1.1.1. En sistemas eléctricos de distribución.	105
A.1.1.2. En sistemas eléctricos industriales.	106
<b>A.2. TÉCNICA DE MEDICIÓN DE ARMÓNICOS.</b>	108
A.2.1. Los transductores.	108
A.2.1.1. Los transformadores de corriente.	109
A.2.1.2. Los transformadores de potencial.	111
<b>A.3. EQUIPO UTILIZADOS PARA MEDICIÓN DE ARMÓNICOS.</b>	113
A.3.1. Equipos para prueba	113
A.3.1.1. Probadores de corriente.	114
A.3.1.2. Probadores de voltaje.	114
A.3.2. Interfase de entrada de instrumento.	115
A.3.2.1. Impedancia.	115
A.3.2.2. Voltaje.	115
A.3.3. Analizador de armónicos.	115
A.3.3.1. Analizador de espectros.	117
A.3.3.2. Computadoras portátiles.	118
A.3.3.3. Analizador de armónicos para sistemas de potencia.	118
<b>A.4. ESPECIFICACIONES</b>	<b>MÍNIMAS.</b>
118	
A.4.1. Rango de frecuencias.	118
A.4.2. Precisión.	119
A.4.3. Ruido.	119
A.4.4. Rango dinámico.	119
<b>APÉNDICE B. ANÁLISIS DE LAS SEÑALES ARMÓNICAS.</b>	
<b>B.1. INTRODUCCIÓN.</b>	120
B.1.1. Transformada de Fourier.	120
B.1.2. Series de Fourier.	121

B.1.3. Forma trigonométrica.	122
B.1.3.1. Cálculo de los coeficientes de Fourier.	122
B.1.4. Forma compleja de la serie de Fourier.	123
B.1.5. Simetría de las formas de onda.	125
B.1.5.1. Simetría impar.	126
B.1.5.2. Simetría par.	126
B.1.5.3. Simetría de media onda.	127
B.1.6. Transformada discreta de Fourier.	129
B.1.6.1. Transformada rápida de Fourier.	130

## **APÉNDICE C. DESCRIPCIÓN Y APLICACIÓN DEL PROGRAMA DIGITAL.**

<b>C.1. DESCRIPCIÓN DEL PROGRAMA DIGITAL.</b>	131
<b>C.2. APLICACIÓN DEL PROGRAMA DIGITAL.</b>	135
C.2.1. Datos para ejecutar el programa digital.	134
C.2.1.1. Ejemplo de cómo se introducen los datos.	135
C.2.2. Resultados del programa.	136
<b>C.3. LISTADO DEL PROGRAMA.</b>	140

# LISTA DE FIGURAS

	<b>Página</b>	
Figura 2.1	Saturación del transformador y armónicas	9
Figura 2.2	Sobrevoltaje dinámico durante el energizado de un transformador	10
Figura 2.3	Alta corriente en el neutro de circuitos alimentando cargas monofásicas no lineales	11
Figura 2.4	Curva típica de saturación de un motor	12
Figura 2.5	Horno de arco simplificado	13
Figura 2.6	Configuración de un horno de c.d	14
Figura 2.7	Contenido armónico de la corriente en un horno de inducción	15
Figura 2.8	Conexión monofásica de una lámpara fluorescente	16
Figura 2.9	Conexión trifásica de lámparas fluorescentes	16
Figura 2.10	Cargador de batería	17
Figura 2.11	Configuración típica de un compensador estático de VAR's	19
Figura 2.12	Compensador estático de VAR's en una aplicación industrial	19
Figura 2.13	Rectificador de onda completa de baja potencia	22
Figura 2.14	Rectificador de media onda	22
Figura 2.15	Rectificador estático de seis pulsos	24
Figura 2.16	Arreglo típico de un controlador de C.A, voltaje ajustable, frecuencia ajustable	25
Figura 2.17	Frecuencia ajustable suministrada por un inversor de conmutación forzada	26
Figura 2.18	Arreglo típico de un circuito monofásico de conmutación forzada	26
Figura 2.19	Inversor conmutado por la carga o alimentado con corriente para controlar la velocidad de un motor de c.a	27
Figura 2.20	Controlador típico de modulación de ancho de pulso (PWM)	28
Figura 2.21	Representación de un cicloconvertidor	29
Figura 2.22	Circuito simplificado de un cicloconvertidor	29
Figura 2.23	Rectificador típico de 24 pulsos que utiliza cuatro transformadores	31
Figura 2.24	Convertidores de potencia usados como controladores de velocidad para grandes motores	32

Figura 3.1	Función de transferencia	34
Figura 3.2	Circuito equivalente general y componentes de corriente	38
Figura 3.3	Voltaje y corriente en una resistencia	39
Figura 3.4	Voltaje y corriente en una capacitancia	41
Figura 3.5	Voltaje y corriente en una inductancia	44
Figura 4.1	Fallas y mal funcionamiento en componentes y equipos	50
Figura 4.2	Característica de componente de vida útil (I)	51
Figura 4.3	Característica de componente de vida útil (II)	51
Figura 4.4	Gráfica de la forma onda de voltaje medido en terminales de la carga para la medición uno.	54
Figura 4.5	Gráfica de la forma de onda de la corriente medida en terminales de la carga para la medición uno.	55
Figura 4.6	Circuito RL. Representa los parámetros de la carga, medición uno.	56
Figura 4.7	Grafica de la forma de onda de la corriente a través de la resistencia para la medición uno.	56
Figura 4.8	Grafica de la forma de onda de la corriente a través de la inductancia para las medición uno	57
Figura 4.9	Grafica de la forma de onda de voltaje de la carga con tercer armónico, para la medición dos.	58
Figura 4.10	Grafica de la forma de onda del voltaje de la carga con su componente fundamental y su componente de tercer armónico, para la medici	59
Figura 4.11	Grafica de la forma de onda de la corriente de carga con tercer armónico, para la medición dos.	60
Figura 4.12	Grafica de la forma de onda de las componentes fundamental y de tercer armónico de la corriente total de la carga, para la medición dos.	60
Figura 4.13	Circuito RL con componente de corriente residual, medición dos.	61
Figura 4.14	Grafica de la forma de onda de la corriente en la resistencia para la medición dos.	62
Figura 4.15	Grafica de las componentes fundamental y de tercer armónico de la corriente en la resistencia de la carga, medición dos.	62
Figura 4.16	Grafica de la forma de onda de la corriente en la inductancia de la carga, para la medición dos.	63
Figura 4.17	Grafica de las componentes fundamental y con tercer armónico	

	de la corriente en la inductancia de la carga, medición dos.	64
Figura 4.18	Grafica de la forma de onda de la corriente residual de la carga para la medición dos.	64
Figura 4.19	Grafica de las formas de ondas de las componentes fundamental y con tercer armónico de la corriente residual de la carga, medición dos.	65
Figura 4.20	Sensibilidad de la resistencia, caso I, variación positiva para la medición dos.	67
Figura 4.21	Sensibilidad de la resistencia, caso I, variación negativa para la medición dos.	67
Figura 4.22	Sensibilidad de la inductancia, caso I, variación positiva para la medición dos.	68
Figura 4.23	Sensibilidad de la inductancia, caso I, variación negativa para la medición dos.	68
Figura 4.24	Sensibilidad de la resistencia, caso II, variación positiva para la medición dos.	70
Figura 4.25	Sensibilidad de la resistencia, caso II, variación negativa para la medición dos.	70
Figura 4.26	Sensibilidad de la inductancia, caso II, variación positiva para la medición dos.	71
Figura 4.27	Sensibilidad de la inductancia, caso II, variación negativa para la medición dos.	71
Figura 4.28	Sensibilidad de la resistencia, caso III, variación positiva para la medición dos.	73
Figura 4.29	Sensibilidad de la resistencia, caso III, variación negativa para la medición dos.	73
Figura 4.30	Sensibilidad de la inductancia, caso III, variación positiva para la medición dos.	74
Figura 4.31	Sensibilidad de la inductancia, caso III, variación negativa para la medición dos.	74
Figura 4.32	Grafica de la forma de onda del voltaje de la carga, para la medición tres.	75
Figura 4.33	Grafica de las componentes fundamental y con tercer armónico del voltaje de la carga, para la medición tres.	76

Figura 4.34	Grafica de la forma de onda de la corriente total de la carga para la medición tres.	77
Figura 4.35	Grafica de las componentes, fundamental, con tercer y quinto armónico de la corriente total de la carga, medición tres.	77
Figura 4.36	Circuito equivalente de la carga, para la medición tres.	78
Figura 4.37	Grafica de la forma de onda de la corriente de la resistencia de la carga con presencia de tercer armónico, medición tres.	79
Figura 4.38	Grafica de las componentes fundamental y de tercer armónico de la corriente de la resistencia de la carga, medición tres.	80
Figura 4.39	Grafica de la forma de onda de la corriente de la capacitancia de la carga, para la medición tres.	81
Figura 4.40	Gráfica de las componentes fundamental y de tercer armónico de la corriente de la capacitancia de la carga, medición tres.	81
Figura 4.41	Grafica de la forma de onda de la corriente de la inductancia de la carga para la medición tres.	82
Figura 4.42	Grafica de las componentes fundamental y de tercer armónico de la corriente de la inductancia de la carga, medición tres.	83
Figura 4.43	Grafica de la forma de onda de la corriente residual de la carga para la medición tres.	83
Figura 4.44	Grafica de las componentes fundamental y de tercer armónico de la corriente residual de la carga, para la medición tres.	84
Figura 4.45	Sensibilidad de la resistencia, caso I, variación positiva para la medición tres.	86
Figura 4.46	Sensibilidad de la resistencia, caso I, variación negativa para la medición tres.	86
Figura 4.47	Sensibilidad de la inductancia, caso I, variación positiva para la medición tres.	87
Figura 4.48	Sensibilidad de la inductancia, caso I, variación negativa para la medición tres.	87
Figura 4.49	Sensibilidad de la capacitancia, caso I, variación positiva para la medición tres.	88
Figura 4.50	Sensibilidad de la capacitancia, caso I, variación negativa para la medición tres.	88

Figura 4.51	Sensibilidad de la resistencia, caso II, variación positiva para la medición tres.	90
Figura 4.52	Sensibilidad de la resistencia, caso II, variación negativa para la medición tres.	90
Figura 4.53	Sensibilidad de la inductancia, caso II, variación positiva para la medición tres.	91
Figura 4.54	Sensibilidad de la inductancia, caso II, variación negativa para la medición tres.	91
Figura 4.55	Sensibilidad de la capacitancia, caso II, variación positiva para la medición tres.	92
Figura 4.56	Sensibilidad de la capacitancia, caso II, variación negativa para la medición tres.	92
Figura 4.57	Sensibilidad de la inductancia, caso III, variación positiva para la medición tres.	94
Figura 4.58	Sensibilidad de la inductancia, caso III, variación negativa para la medición tres.	94
Figura 4.59	Sensibilidad de la capacitancia, caso III, variación positiva para la medición tres.	95
Figura 4.60	Sensibilidad de la capacitancia, caso III, variación negativa para la medición tres.	95
Figura A.1	Medición en sistemas eléctricos distribución.	106
Figura A.2	Medición en sistemas eléctricos industriales.	106
Figura A.3	Diagramas unifilares que muestran el punto de acoplamiento.	108
Figura A.4	Medición de corriente.	110
Figura A.5	Curva de la respuesta de la frecuencia del circuito de medición de corriente.	111
Figura A.6	Transformador de potencial, burden y analizador de armónicos.	112
Figura A.7	Curva de la respuesta de la frecuencia de un transformador de potencial con analizador de armónicos y burden.	113
Figura A.8	Diagrama de conexión monofásica de un analizador de armónicos marca Dranetz Power Platform modelo 4300-PQLite.	116
Figura A.9	Diagrama de conexión trifásica de un analizador de armónicos marca Dranetz Power Platform modelo 4300-PQLite.	117
Figura B.1	Función impar	126

Figura B.2	Función par	127
Figura C.1	Algoritmo del programa principal	132
Figura C.2	Algoritmo de la subrutina	133
Figura C.3	Datos en el archivo de entrada del programa	136

# LISTA DE TABLAS

		<b>Página</b>
Tabla 2-1	Corrientes armónicas en circuitos de lámparas fluorescentes	16
Tabla 4-1	Sensibilidad de cargas en calidad de la energía	48
Tabla 4-2	Modelo de carga para la medición uno	55
Tabla 4-3	Modelo de carga para la medición dos	61
Tabla 4-4	Sensibilidad de los parámetros de la carga, caso I, medición dos	66
Tabla 4-5	Sensibilidad de los parámetros de la carga, caso II, medición dos	69
Tabla 4-6	Sensibilidad de los parámetros de la carga, caso III, medición dos	72
Tabla 4-7	Modelo de carga para la medición tres	78
Tabla 4-8	Sensibilidad de los parámetros de la carga, caso I, medición tres	85
Tabla 4-9	Sensibilidad de los parámetros de la carga, caso II, medición tres	89
Tabla 4-10	Sensibilidad de los parámetros de la carga, caso III., medición tres	93
Tabla C.1	Resultados del archivo de salida “ORI.SALI”	137
Tabla C-2	Resultados del archivo de salida “CHIS1.SAL”	138
Tabla C-3	Resultados del archivo de salida “CHIS2.SAL”	138
Tabla C-4	Resultados del archivo de salida “CHIS3.SAL”	139

# GLOSARIO DE TÉRMINOS

A	Amperes
ADC	Convertidor de analógico a digital
C	Capacitancia
C.A	Corriente alterna
C.D	Corriente directa
dB	Decibeles
F	Frecuencia
F.E.M	Fuerza electromotriz
F.F.T	Transformada Rápida de Fourier (Fast Fourier Transform)
F.M.M	Fuerza magnetomotriz
G.T.O	Tiristor de desactivación por compuerta (Gate Turn Off Thiristor)
H	Henrios
H.P	Caballos de fuerza (Horse Power)
I	Intensidad de la corriente eléctrica
I.E.E.E	Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (Institute of Electrical and Electronics Engineers)
KHz	kilohertz
KV	Kilovolt
KVA	Kilovoltamperes
L	Inductancia
L.C.I	Inversor conmutado por la carga (
MW	Megawatts
MVA	Megavoltanperes
N	Neutro de la conexión estrella de un transformador
$\eta$ F	Nano Faradios
PWM	Modulación de ancho de pulso
R	Resistencia eléctrica
RCF	Rango del Factor de Corrección
RPM	Revoluciones por minuto
SCR	Tiristor (Rectificador controlado de silicio)
T.C	Transformador de corriente
T.P	Transformador de potencial

VAR

Volts-Amper-Reactivos

# CAPITULO 1

## INTRODUCCIÓN.

### 1.1. GENERALIDADES.

Las plantas industriales con la finalidad de obtener una mayor eficiencia del sistema eléctrico y un producto final de alta calidad y de mayor competitividad en el mercado se han automatizado incrementado el uso de dispositivos electrónicos de potencia, microelectrónica y algunos equipos que funcionan por inducción, arco eléctrico o por descarga de gases los cuales en su gran mayoría son fuentes generadoras de armónicos de diferentes ordenes. La presencia de armónicos de diferentes ordenes en el sistema ocasionan mala operación en las protecciones, equipos sensibles (electrónicos), a las máquinas eléctricas e incluso afectan a las otras industrias conectadas al mismo nodo de voltaje. Por otra parte los usuarios de tipo industrial en el afán de corregir el bajo factor de potencia, aplican bancos de capacitores los cuales puede mejorar el factor de potencia pero el efecto colateral es el incremento de los niveles de armónicas en el sistema eléctrico, [1,3,7].

Los altos índices de armónicos generados en un sistema eléctrico industrial, repercuten en el mal funcionamiento de los equipos, debido a la variación de los parámetros eléctricos que componen a cada tipo de carga existente, ocasionados por las altas frecuencias a las cuales operan dichas cargas. En la mayoría de los casos los parámetros tienen un limite o un rango en el cual pueden operar sin llegar a sufrir daño alguno, para esto es necesario obtener el modelo matemático de cada tipo de carga. Con el modelo de la carga se pueden realizar estudios de sensibilidad de cada uno de los parámetros de la carga, apoyados con una herramienta computacional, [1,3,6,8,9].

Para poder obtener estas sensibilidades es necesario obtener una buena medición real de las formas de onda de voltaje y de corriente en las terminales de la carga y discretizarlas para representarlas en forma de series de Fourier. Los resultados que se obtengan serán tan reales como exactas sean las mediciones de campo que se tenga, [6,15,18,35,36].

### 1.2. ANTECEDENTES.

La perspectiva histórica de los armónicos se remonta al siglo XVIII y XIX, cuando J.B.J. Fourier propone las bases para el cálculo de las componentes armónicas. En los años 20's y 30's aparece la distorsión armónica en Alemania debida a los convertidores estáticos utilizados para obtener c.d, esto sirvió para que en esa época se publicará un libro sobre la teoría de los convertidores estáticos, escrito por Rissik[29].

En 1971 Kimbark publica un libro con artículos recopilados y 60 referencias del área de los armónicos en los sistemas eléctricos de potencia[29].

En 1969 y 1972 ingenieros de la compañía IBM(International Business Machines), dirigidos por Allen y Segall realizan un monitoreo en equipos, posteriormente entre 1977 y 1979 otro grupo de ingenieros encabezados por Goldstein y Speranza realizaron un estudio basado en monitoreo que demostró los principales fenómenos en la calidad de la energía[43].

En los años 30's se desarrollan los modelos de carga sin considerar el efecto de las armónicas, ya que se consideraba a cada carga como una potencia pequeña individual, pero varias cargas comúnmente concentradas en partes o en toda la red eléctrica industrial y que en gran cantidad se deben considerar para efectos de estudios de armónicos a nivel industrial, por tal razón en la década de los años 70's y 80's se desarrollan modelos de cargas considerando el efecto de las armónicas, esto se debe al gran incremento de cargas no lineales en las instalaciones de los consumidores[29,43].

Actualmente se siguen desarrollando estos tipos de modelos de cargas con algunas variantes, según la aplicación que se les vaya a dar, los investigadores que trabajan más acerca de este tema son: P. Kundur, N.W. Ross, J. Arrillaga, C.P. Arnold, R. Yacamini, J.C. Oliveira, M. McGranaghan, M.F. Dugan, Elham B. Makram, Srinivas Varadan entre otros[29].

### **1.3. OBJETIVO DE LA TESIS.**

El objetivo del presente trabajo de tesis es desarrollar los modelos matemáticos de las cargas existentes en los Sistemas Eléctricos Industriales, utilizando una técnica generalizada de modelado de cargas en el dominio del tiempo para evaluar la sensibilidad de los parámetros de las cargas ante variaciones de las formas de ondas de voltaje y corriente armónicas, utilizando una herramienta computacional para simular y definir los rangos de variaciones de los parámetros de las cargas.

#### **1.4. JUSTIFICACIÓN.**

La distorsión de las formas de ondas del voltaje y la corriente debido a la presencia de armónicos, es un fenómeno llamado distorsión armónica, que afecta de manera directa a los parámetros de las cargas conectados al sistema en estudio. En el ámbito industrial, estos efectos se manifiestan como pérdidas en los equipos por efecto Joule, con el consecuente aumento de temperatura, mala operación de los dispositivos de protección, envejecimiento de los devanados de las maquinas eléctricas, resolución incorrecta de los instrumentos de medición, mala operación de los bancos de capacitores debido al incremento de su impedancia al incrementarse su frecuencia de operación y esto puede provocar que entren en resonancia el sistema de alimentación de la industria con el capacitor causando grandes corrientes y voltajes [11,12,13,14,32].

Para ello se deben modelar las cargas considerando la distorsión armónica de las formas de onda del voltaje y la corriente, y proponer los rangos permisibles de variación de los parámetros de cargas para obtener un buen funcionamiento de las cargas existentes en una industria, con esto se puede evitar que la planta quede fuera de servicio debido a la pérdida de algún equipo y mantener el factor de potencia dentro del rango establecido por la compañía suministradora de energía eléctrica, evitando así sanciones económicas por bajo factor de potencia

#### **1.5.LIMITACIONES Y ALCANCES.**

Los modelos de cargas obtenidas en este trabajo son en estado permanente y no consideran el efecto de la saturación de los núcleos de las máquinas, simplemente se desarrollan en base al comportamiento físico de cada parámetro del modelo de la carga.

El análisis de la sensibilidad de los parámetros del modelo de carga considera únicamente la variación de las componentes armónicas del voltaje y la corriente de la carga, considerando constante la componente fundamental, esto es con la finalidad de analizar el efecto de los armónicos en los equipos sensibles.

## **1.6. APORTACIONES**

- Desarrollo de una metodología para determinar los modelos matemáticos de cada tipo de carga y la sensibilidad de sus parámetros, basándose en la información proporcionada por mediciones realizadas a diversas cargas de tipo industrial.

- Desarrollo del programa computacional “SENSIPAR”, el cual determina los modelos de carga y las sensibilidades de los parámetros, siguiendo los pasos de la metodología utilizada.

## **1.7. CONTENIDO DE LA TESIS.**

Este trabajo consta de cinco capítulos:

\* En el Capítulo 1 se plantea el problema que ocasionan las armónicas en los parámetros de las cargas de un sistema eléctrico industrial. Además se justifica la tesis.

\* En el Capítulo 2 se analizan las diferentes fuentes generadoras de armónicas y se nombran las más características. Estas consideraciones se utilizan para clasificar a las cargas según su grado de severidad sobre la red eléctrica, y en base a esto se toman las más significativas para calcular sus parámetros y obtener su estudio de sensibilidad, con la ayuda del programa computacional “SENSIPAR”.

- \* En el Capitulo 3 se desarrolla una técnica para obtener el modelo matemático para cualquier tipo de cargas (generalizado), tanto lineales, no lineales, monofásicas, trifásicas en el dominio del tiempo, utilizando datos actuales de medición de voltaje y de corriente medida en terminales de la carga. Este método calcula los valores de resistencia (R), inductancia (L), capacitancia (C) y sus respectivas corrientes, además calcula la corriente residual debida a la presencia de armónicos en las formas de onda de voltaje y corriente.
- \* En el Capitulo 4 se desarrolla un método para obtener la sensibilidad de los parámetros de carga. Esta sensibilidad se obtiene en términos de la desviación desde el valor original de cada parámetro comparado con los valores nuevos calculados después de la variación de las formas de onda del voltaje, corriente o ambas.

Se presentan pruebas y resultados del programa “SENSIPAR”, para varias mediciones. Es decir para diferentes formas de ondas de voltaje y de corriente, tanto en p.u y en valores reales y con distinto orden de armónicos.

- \* En el Capitulo 5 se presentan las conclusiones y recomendaciones acerca de los resultados obtenidos por el programa computacional “SENSIPAR”, apoyado por la metodología para el desarrollo de los modelos matemáticos de las cargas.

Además de lo anterior, se incluyen los siguientes apéndices:

- \* En el apéndice A se establece una técnica para la medición de armónicos en sistemas eléctricos industriales, el cual permite obtener resultados confiables para su aplicación al programa computacional “SENSIPAR”.
- \* En el Apéndice B se desarrolla el análisis de señales multifrecuencias de las ondas de voltaje y corriente, considerando las series y transformadas de Fourier, así como su transformada discreta y transformada rápida.

\* En el Apéndice C se muestra el listado del programa computacional “SENSIPAR”, así como las instrucciones para los datos de entrada y de salida del programa.

# **CAPITULO 2**

## **FUENTES DE ARMÓNICAS EN LOS SISTEMAS ELÉCTRICOS Y SU REPRESENTACIÓN CONVENCIONAL**

### **2.1 INTRODUCCIÓN**

#### **2.1.1 Conceptos preliminares. Calidad de la energía**

La calidad en el suministro de la energía eléctrica es un problema muy importante, que se divide en dos partes, el primero son los consumidores que en un momento dado requieren de calidad en la energía eléctrica y el segundo los consumidores que contribuyen a la distorsión del sistema. La tendencia principal es mejorar la economía tanto de los suministros como de los consumos. Para esto se deben evitar cortes en el suministro, bajo voltaje, bajo factor de potencia, picos y fuentes asociadas con las condiciones de transitorios, ya que unidos con los armónicos son adversos a los sistemas eléctricos, estos últimos son ocasionados por cargas no lineales.[21,26,27].

### **2.2 PRINCIPALES FUENTES DE ARMÓNICAS**

#### **2.2.1 Las cargas no lineales principales fuentes de armónicas**

La distorsión armónica es ocasionada por las cargas no lineales conectadas al sistema eléctrico, algunas de estas cargas son,[14,17,21,27,29,41,43]:

- 1) Saturación de un transformador
- 2) Corriente inrush del transformador
- 3) Conexiones del neutro del transformador
- 4) Distribución de F.M.M. en máquinas rotatorias de C.A
- 5) Hornos de arco eléctrico
- 6) Hornos de inducción

- 7) Lámparas fluorescentes
- 8) Cargadores de baterías
- 9) Compensadores estáticos de VAR's
- 10) Convertidores

### **2.2.1.1. Saturación de un transformador.**

La saturación y armónicas del transformador aparecen cuando una línea termina en un transformador y ésta es energizada con el interruptor de carga abierto. Cuando la línea es energizada, como se muestra en la figura 2.1, hay un alto voltaje transitorio en el transformador. El sobrevoltaje es causado por una combinación de dos efectos diferentes, [17,26,27]:

- a). El primero es el transitorio que dura algunos ciclos.
- b). El segundo es un sobrevoltaje de tiempo largo a través de la inductancia de la línea, conocida como efecto ferranti.

Éste alto voltaje fuerza al transformador a saturarse y demanda una gran corriente de excitación. Aparecen altas componentes armónicas en la forma de onda del voltaje, Durante el sobrevoltaje por efecto ferranti, altas corrientes armónicas aparecen en la forma de onda de la corriente de excitación hasta que el sobrevoltaje sostenido se reduce por el cierre del interruptor de carga.

Una condición más común de sobrevoltaje sostenido ocurre cuando el sistema está en demanda mínima o seguido de un disturbio donde se remueve un bloque importante de potencia reactiva, tal como un reactor en derivación. Esto podría causar sobrevoltaje en el sistema y fuerza al transformador a operar en saturación, incrementándose la generación de armónicas en algunas partes del sistema. Para el gran número de transformadores, si algunos están con baja carga, la corriente armónica total inyectada puede ser significativa.[29,34,43].

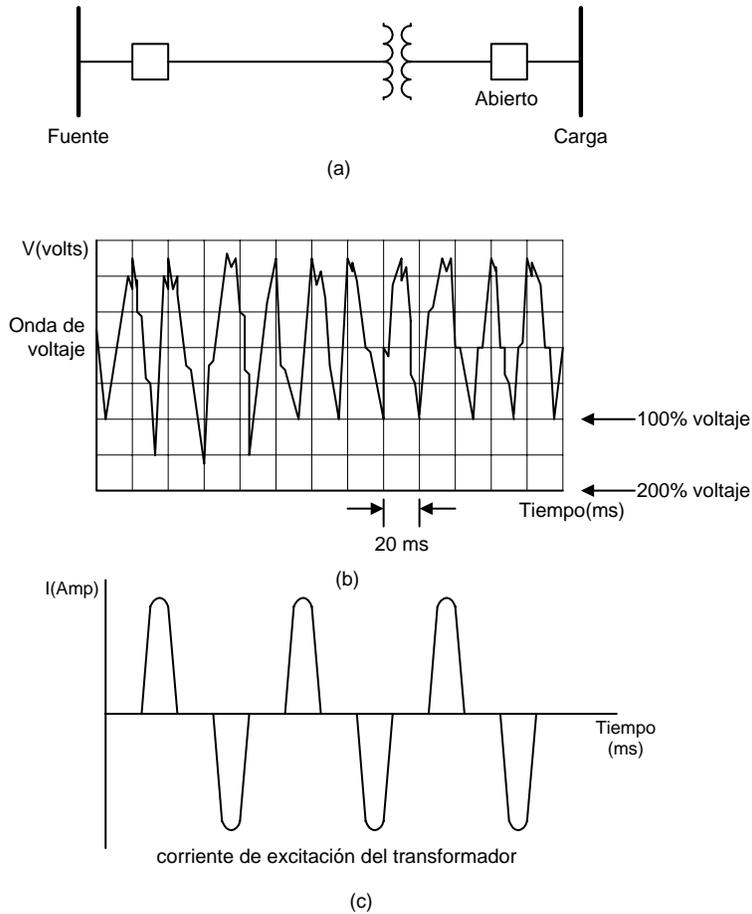


Figura 2.1. Saturación del transformador y armónicas: (a) Energizado de un transformador sin carga; (b) sobrevoltaje transitorio en el transformador; (c) corriente de excitación del transformador con alto contenido armónico.

### 2.2.1.2. Corriente inrush en un transformador

La corriente inrush se presenta en los transformadores cuando este se energiza, dichas corrientes tienen un alto contenido de componentes armónicos que tienen un periodo de duración cerca de un minuto. Si el sistema que alimenta el transformador tiene una resonancia próxima a la de la frecuencia de la corriente de inyección, lo cual da como resultado una condición dinámica de sobrevoltaje que puede causar corte de energía y problemas con equipos sensibles. Una forma de onda de sobrevoltaje dinámico causada por una resonancia con tercera armónica se muestra en la figura 2.2. [17,26,27,46].

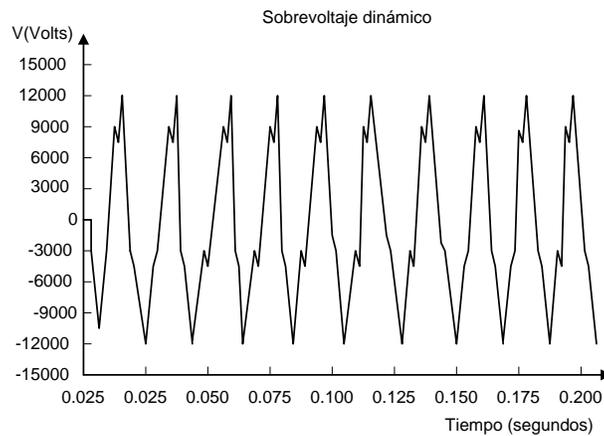
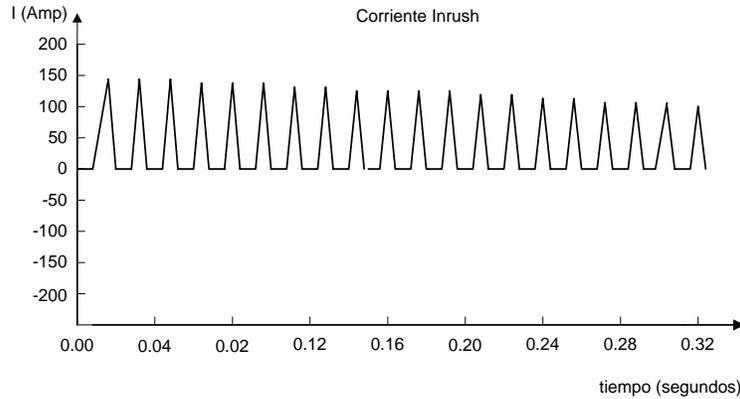


Figura 2.2. Sobrevoltaje dinámico durante el energizado de un transformador.

La disminución de la corriente inrush varía con el tiempo dependiendo de la resistencia del devanado primario. Para los grandes transformadores la corriente inrush puede durar varios segundos a causa de la baja resistencia de los devanados. La corriente inrush contiene armónicas pares e impares con la 2ª armónica dominante, pero como no es una excitación continua, no representa un problema armónico. [26,27,46].

### 2.2.1.3. Conexiones del neutro del transformador.

Las armónicas triples o múltiplos impares de la tercera armónica son un importante problema para el sistema con una conexión estrella aterrizada con una corriente fluyendo por el neutro. En este tipo de conexiones se presentan dos problemas típicos, que son, [17,26,27,29,43]:

- a). Sobrecarga del neutro.
- b). Interferencias en líneas telefónicas.

Para un sistema perfectamente balanceado, con cargas monofásicas, como el que se ilustran en la figura 2.3, la componente fundamental y la componente de la tercera armónica están presentes. Sumando las corrientes en el nodo N (neutro), la corriente de la componente fundamental en el neutro puede ser cero, pero la componente de la tercera armónica se da en tres tiempos de la corriente de tercer armónico de la corriente de fase, ya que coinciden en tiempo y fase.

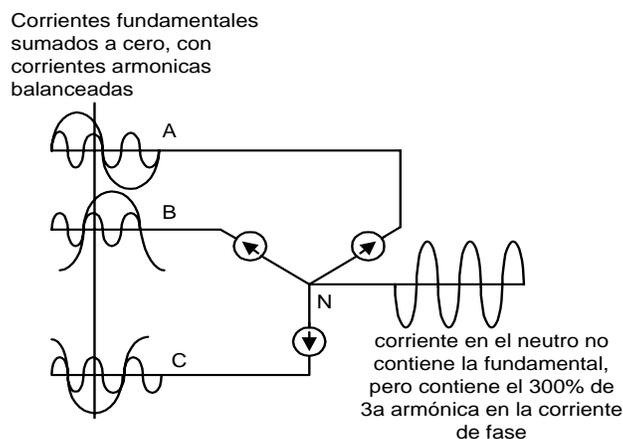


Figura 2.3. Alta corriente en el neutro en circuitos alimentando cargas monofásicas no lineales.

Las conexiones de los devanados de un transformador tienen un impacto significativo en los flujos de corrientes de tercera armónica para cargas monofásicas no lineales.[17,26,27].

Usando devanados en conexión estrella-tierra en ambos lados de los transformadores, permite balancear las armónicas triples para un flujo desde el sistema de bajo voltaje hasta el sistema de alto voltaje.[ 26,27].

En el caso de las industrias, generalmente no se tienen transformadores de gran capacidad, por lo tanto se considera a la conexión del neutro de los mismos como una fuente de armónicos insignificante para el análisis de la calidad de la energía.[ 26,27,43].

#### 2.2.1.4. Distribución de la fuerza magnetomotriz (fmm) en máquinas rotatorias de C.A.

Un motor de inducción requiere de una corriente de excitación (que contiene 3<sup>a</sup> armónica) del sistema para establecer un campo magnético en su núcleo, que será requerido para hacer girar el rotor de la máquina, debido a que la curva de saturación de los motores es mas lineal que la de los transformadores, así las armónicas generadas son menores. En la figura 2.4 se muestra una curva de saturación de un motor. [17,27,34,43].

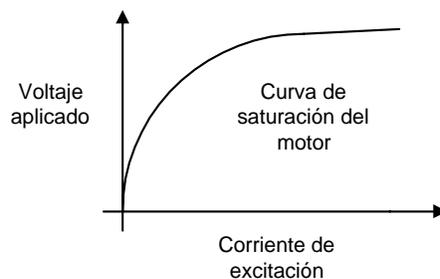


Figura 2.4. Curva típica de saturación de un motor.

Dependiendo del tipo de devanado del motor será la influencia de la generación de armónicas. Los devanados típicos del motor tienen 5 o 7 ranuras por polo, por lo tanto producen corrientes con la 5<sup>a</sup> y 7<sup>a</sup> armónica. [27,34].

Los armónicos también pueden generarse como resultado de la asimetría eléctrica que se presenta cuando se tiene un desbalance eléctrico en los devanados, los devanados del estator tienden a balancearse tal que la fuente de voltaje producirá un campo de rotación puro que viaja a la velocidad de la frecuencia fundamental. [27,34].

Las armónicas que se producen por los motores bajo condiciones de operación, no son significativas en comparación con la producción armónica total del sistema de potencia, es decir que es muy raro que una frecuencia armónica de un motor de gran capacidad llegue a excitar a un circuito resonante del sistema de potencia. [27,34].

#### 2.2.1.5 Los hornos de arco eléctrico

Los hornos de arco eléctrico se usan para fundir y refinar metales, principalmente el hierro en la producción de acero, a través de la reducción del metal desde un óxido o del sulfuro. En ambos casos, el horno de arco se usa para aplicar la mayor energía a través de una corriente muy grande.[17,26,27,29,34].

Existen dos tipos básicos de hornos de arco, en la producción del acero,[26,27,29,32,34]:

- a) Horno de arco de c.a.
- b) Horno de arco de c.d.

### 2.2.1.5.1. Horno de arco eléctrico de c.a.

En la figura 2.5 se muestra un horno de c.a simplificado en que solamente se representa una fase. Normalmente los hornos de arco eléctrico son unidades trifásicas. El voltaje típico aplicado se encuentra en el rango de 1 a 25 kV, este voltaje se desarrolla en un transformador que está diseñado para resistir altas pulsaciones de corriente. El recipiente puede retener 10 a 100 toneladas o más y el arco eléctrico tiene una potencia de entre 2 a 20 MVA. La corriente nominal del electrodo es de 1 a 4 kA, pero momentáneamente las corrientes son muy grandes, debido al alto arranque del horno,[17,27,34,43].

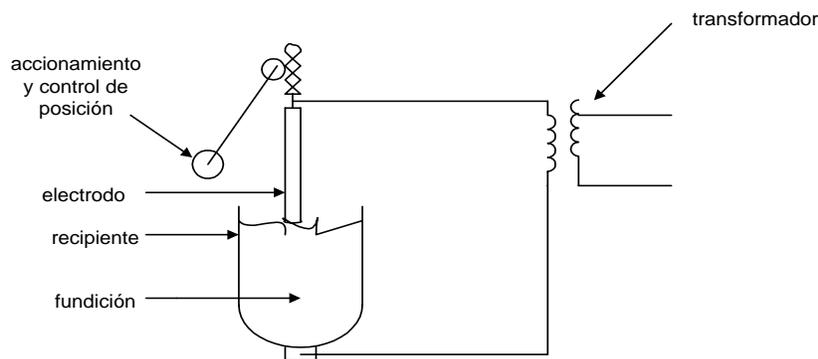


Figura 2.5. Horno de arco simplificado.

Desde el punto de vista de la forma de onda del lado de alta corriente del transformador, una observación es la fluctuación rápida y cambios erráticos en las magnitudes de la forma de onda, la alta frecuencia esta asociada con el cambio rápido de la corriente desde cero a un valor pico.

### 2.2.1.5.1 Horno de arco eléctrico de c.d.

El horno de arco eléctrico se usa cada vez más debido a su alta eficiencia y perfeccionamiento de las características de control. La figura 2.6, muestra un horno típico de C.D. El área de los efectos de los dispositivos, son usados en el circuito del electrodo, para censar la corriente y medir directamente el voltaje usado en el electrodo. Estas señales son usadas para accionar los controles de posición del electrodo como fuente de la señal de la compuerta en la conmutación forzada de la fuente de rectificación. La fuente del rectificado puede ser de 6 o 12 pulsos, el de 12 pulsos se requiere para hornos de gran potencia.[27].

Los circuitos de control de la compuerta del tiristor (SCR) del rectificador, ofrece atractivas ventajas sobre el control de la potencia reactiva de la fuente. También hay una considerable ventaja en el impacto de las armónicos del horno de C.D, que están concentrados en armónicos  $(6n \pm 1)\omega_0$ ,  $n = 0, 1, 2, \dots$  y el filtrado es más efectivo y de menor costo.[27,43].

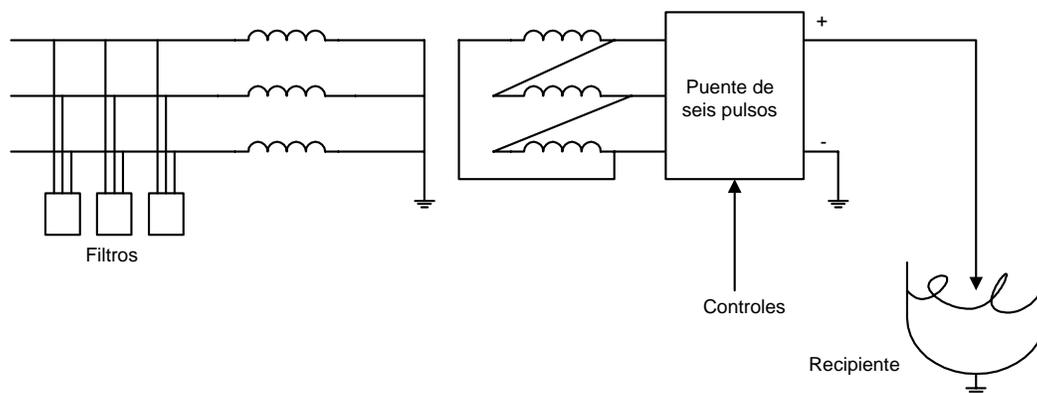


Figura 2.6. Configuración de un horno de C.D.

### 2.2.1.6. Hornos de inducción.

Los hornos de inducción se utilizan en la industria de manufactura. Este horno consiste en un rectificador e inversor, el cual controla la frecuencia de alimentación de una bobina. De esta manera la bobina mediante inducción calienta las piezas metálicas (como si fuera el núcleo de la bobina) las cuales alcanzan temperaturas muy altas y después pasan a ser moldeadas.[34,43].

La figura 2.7 muestra el contenido armónico durante la operación del horno de inducción.

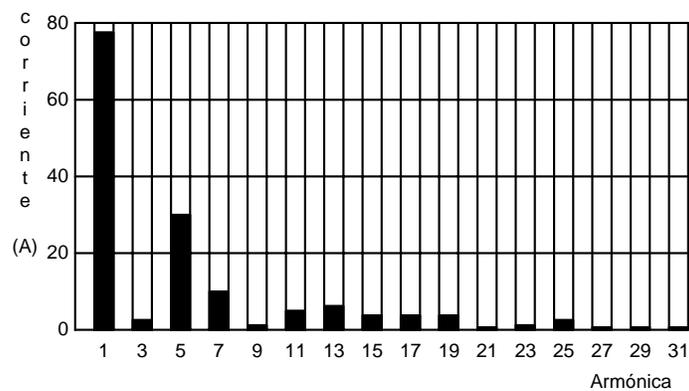


Figura 2.7. Contenido armónico de la corriente en un horno de inducción.

### 2.2.1.7. Lámparas fluorescentes

El alumbrado fluorescente, es una forma de alumbrado eléctrico que es muy usual en los comercios y en los edificios residenciales, debido a su gran eficiencia, de esta manera un gran porcentaje de la energía eléctrica que entra a la lámpara sale en forma de iluminación, estos tipos de lámparas no son fuente de alta intensidad luminosa, pero con la ayuda de otros elementos de tipo comercial ayudan a la lámpara a superar esta dificultad. La ventaja de alta eficiencia es un recurso que se aplica en lugares en donde el costo de la energía eléctrica es muy elevado. En estos lugares las principales ventajas de la lámpara fluorescente son,[11,17,26,27,34,43]:

- a) Larga vida útil de la lámpara
- b) El carácter frío de la luz que emite (no tiene mucho calentamiento).

La figura 2.8 muestra un circuito típico de aplicación de la lámpara fluorescente monofásica, pero las aplicaciones no son limitadas para alimentación monofásica, también se puede aplicar a una alimentación trifásica, como se muestra en la figura 2.9.

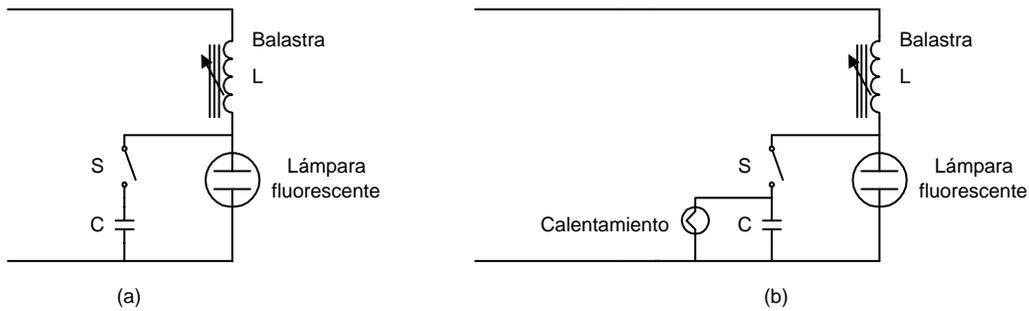


Figura 2.8. Conexión monofásica de una lámpara fluorescente.

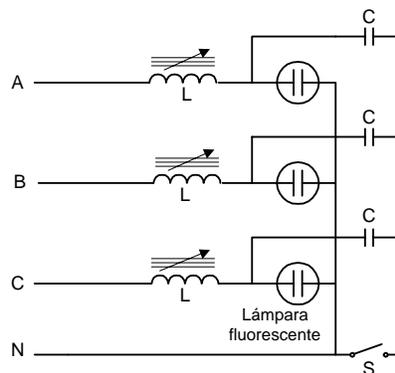


Figura 2.9. Conexión trifásica de lámparas fluorescentes.

La amplitud típica de las corrientes armónicas en circuitos monofásicos de lámparas fluorescente, se muestran en la tabla 2-1.

Armónico	Amplitud	Armónico	Amplitud
1	1.00	6	0.01
2	0.04	7	0.05
3	0.20	8	0.00
4	0.01	9	0.06
5	0.10	10	0.00

### Tabla 2-1. Corrientes armónicas en circuitos de lámparas fluorescentes.

El desarrollo mas importante en la tecnología de las lámparas fluorescentes en los últimos años, es el diseño y manufactura de lámparas compactas y balastos electrónicos.[11,27].

El balastro electrónico convierte la frecuencia de la alimentación de 50 o 60 Hz a una frecuencia de 45 kHz. que se le aplica a la lámpara para poder operar.[11,27].

El balastro electrónico, tiene un gran impacto de alta armónica en los sistemas de distribución comparado con las lámparas fluorescentes convencionales. Un balastro electrónico, es esencialmente un rectificador de onda completa monofásico y en varios de sus diseños la THD de la corriente excede el 100%. Los balastos electrónicos son fuentes de la corriente con la tercera armónica la cual excede la componente fundamental.[11,27].

#### 2.2.1.8. Los cargadores de batería.

Un cargador de batería, es esencialmente un rectificador con una batería conectada, como se muestra en la figura 2.10. La batería se carga en un rango controlado por un dispositivo colocado para limitar la corriente en un punto P. Esta limitación de corriente puede ser por medio de un transistor PNP con su emisor conectado a la terminal positiva del rectificador y el colector a la terminal positiva de la batería. La base del transistor se controla, para controlar el flujo de corriente que pasa por la batería.[17,27,36].

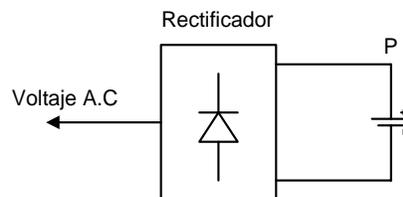


Figura 2.10. Cargador de batería.

En este circuito se puede ver que si el voltaje de c.a es bajo, la batería no se puede cargar, debido a la baja regulación del voltaje, que ocasiona que los diodos del rectificador que siempre estén hacia una sola preferencia. La fuente de voltaje es:

$$\sqrt{2}V_{ca} > V_{cd} \quad (2.1)$$

donde  $V_{ca}$  es la fuente de voltaje en r.m.s y  $V_{cd}$  es el voltaje de la batería. Los problemas por bajo voltaje de regulación, se presentan en el lado de C.A, si la ecuación 2.1 no se mantiene.

### **2.2.1.9. Compensador estático de VAR's.**

El compensador controla el voltaje por el ajuste de la cantidad de potencia reactiva suministrada o absorbida del sistema. El compensador usa reactores y capacitores controlados con tiristores. Lo cual puede cambiar rápidamente la dirección y magnitud en medio ciclo cuando mucho, en respuesta a la necesidad de la carga.[17,27,34,43].

Los compensadores estáticos de VAR's, tienen dos aplicaciones generales:

- a) En cargas industriales que varían rápida y significativamente, tales como los hornos eléctricos, en este caso se usa para suministrar potencia reactiva local a la carga.[27,43].
  
- b) En los sistemas eléctricos de potencia, donde se requiere que un compensador estático de VAR's opere continuamente para regular el voltaje y mejorar la capacidad de transferencia de potencia a través del sistema de transmisión. Además puede entrar en operación inmediatamente después de una falla para mantener la estabilidad, suministrando potencia reactiva y tener un mejor soporte de voltaje.[27,43].

Existen diversos diseños de compensadores estáticos de VAR's y variaciones. El diseño más común consiste de capacitores en derivación con un reactor controlado por tiristores conectado en paralelo, como se muestra en la figura 2.11.[27,43].

El propósito del compensador estático de VAR's, es suministrar continuamente potencia reactiva requerida por el horno. Estos reactivos son suministrados por los capacitores fijos en los filtros del compensador.

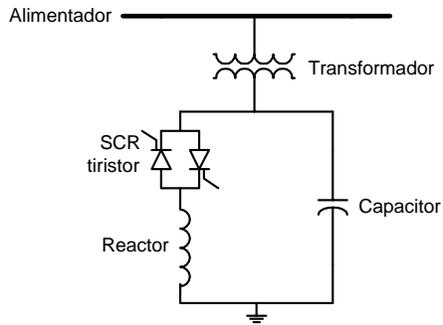


Figura 2.11. Configuración típica de un compensador estático de VAR's.

La aplicación industrial de los compensadores estáticos de VAR's, es principalmente en la industria siderúrgica, donde se tienen hornos de arco eléctrico, como se muestra en la figura 2.12. [27,34,43].

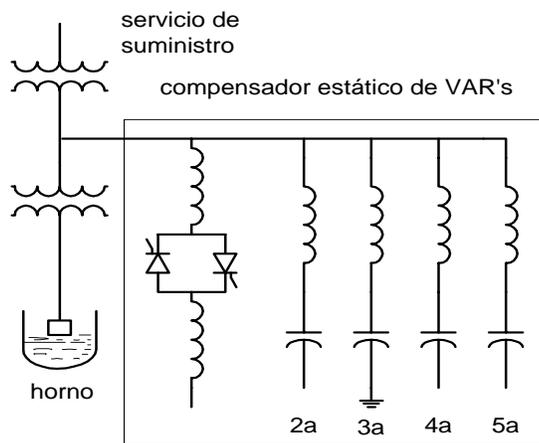


Figura 2.12. Compensador estático de VAR's en una aplicación industrial como es el horno de arco eléctrico.

Una de las desventajas del compensador estático de VAR's, es que producen armónicas debido al control de fase de los tiristores, estas armónicas son características de un convertidor estático. En el caso de la figura 2.12, debido a que el reactor es controlado por tiristores que tiene una configuración de un convertidor de seis pulsos, se generan la tercera, quinta y séptima armónicas, que se suman a las armónicas pares e impares del horno de arco. [27,34,43].

### 2.2.1.10. Los convertidores.

Las corrientes con contenido armónico también son producidos por convertidores estáticos de potencia, las cuales requieren de una información precisa de las formas de ondas de c.a en las terminales del convertidor, la configuración del convertidor, el tipo de control, la impedancia del sistema de c.a y los parámetros del circuito de c.d.[11,14,17,26,27,29,32,34,43].

Los convertidores tienen cuatro diferentes principios de control, que se utilizan para disparar un dispositivo electrónico de potencia para dar comienzo la conmutación, estos principios son[29]:

(a) Ángulo de fase constante, control producido consecutivamente por el disparo de un dispositivo electrónico espaciado igualmente con referencia a sus respectivos voltajes de conmutación.

(b) Disparo equidistante control producido por disparos consecutivos con iguales intervalos de la frecuencia de alimentación.

(c) Modulación del ángulo de fase, control producido por disparos con variación de tiempo, fase-modulación.

**(d) Ciclo integral, control seleccionado como número entero de ciclo completo o medio ciclo de la frecuencia de alimentación.**

El control del ángulo de fase es la técnica más usada para el control de los equipos en los sistemas industriales. Se utiliza para conmutación natural de convertidores estáticos y reguladores de voltaje de c.a.[29].

Los convertidores pueden ser rectificadores o inversores, los cuales pueden ser agrupados en cuatro grandes grupos con diferentes comportamientos de los armónicos,[26,29,43]:

(a) Convertidores de potencia grande.

(b) Convertidores de mediano tamaño.

(c) Convertidores en baja potencia.

(d) Convertidores monofásicos y trifásicos.

### 2.2.1.10.1. Convertidores de pequeña potencia.

Generalmente estos tipos de convertidores se usan en los circuitos de control para máquinas herramientas y circuitos para equipos de sonido, televisión, videocasetas y computadoras.

Los convertidores de potencia pequeña pueden ser de dos tipos[22,29,34,43]:

- a) Rectificadores de onda completa.
- b) Rectificadores de media onda.

#### 2.2.1.10.1.1 Rectificadores de onda completa

Este tipo de convertidores se utiliza en equipos electrónicos, generalmente monofásicos, como el que se muestra en la figura 2.13.[23,24,33,43].

Las armónicas generadas por el convertidor de onda completa monofásico, se obtiene utilizando la siguiente expresión general:

$$h = kq \pm 1$$

Donde:

h = es el orden del armónico

k = es un número entero, 1,2,3,...

q = número de pulsos del circuito.

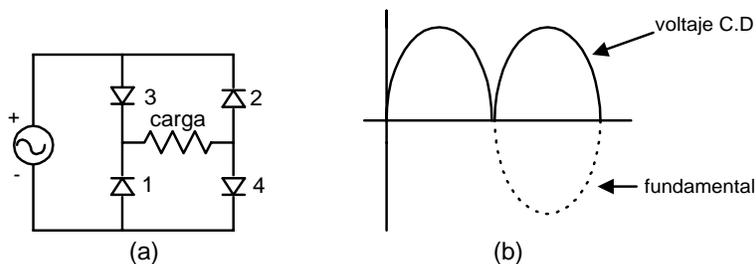


Figura 2.13. Convertidor de baja potencia: (a) rectificador de onda completa monofásico, (b) voltaje rectificado de onda completa.

El rectificador monofásico de onda completa esta compuesto por cuatro diodos, los cuales en la etapa de rectificación, únicamente conducen un par de ellos, por esta razón se les llama de dos pulsos. El rectificador monofásico genera todas las armónicas impares, con la tercera armónica dominante ( $3^a$ ,  $5^a$ ,  $7^a$ ,  $9^a$ ,  $11^a$ ,  $13^a$ ), incluyendo los múltiplos de tres.[22,23,26,29,33,34,37,43].

### 2.2.1.10.1.2 Rectificadores de media onda

Este tipo de rectificadores se utilizan en algunos equipos como televisores antiguos y en controladores de la intensidad de luz, esto se logra reduciendo el voltaje aplicado a la lámpara con el retardo en el encendido de un tiristor en el rectificador. El rectificador de media onda es un circuito de un pulso, ya que únicamente cuenta con un diodo en conducción en su etapa de rectificación, tal como se muestra en la figura 2.14. [22,23,26,29,33,34,37,43].

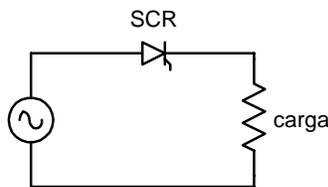


Figura 2.14. Rectificador de media onda o circuito de un pulso.

El rectificador monofásico de media onda producen armónicas dadas por:

$$h = kq \pm 1$$

Donde:

h = el orden armónico.

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

q = número de pulsos del circuito.

Como el circuito de media onda, es un circuito de un pulso, las armónicas incluyen a la componente cero (c.d), la segunda, tercera, cuarta, quinta, sexta,... Así la corriente que demanda el rectificador de media onda incluye armónicas pares y la componente de c.d. La componente de c.d y las armónicas pares generan ruido en la línea de c.a que puede saturar los núcleos magnéticos de los transformadores[22,23,26,33,43].

Los rectificadores de media onda son generalmente de baja capacidad y cuando alimentan cargas esporádicas, no ocasionan serios problemas de armónicos, sin embargo cuando se tienen diversos equipos de televisores y computadoras que están conectados a un mismo alimentador y son usados al mismo tiempo durante horas, pueden ocasionar problemas de distorsión armónica en los sistemas eléctricos de potencia, sobre todo durante los períodos picos de programación televisiva. [22,23,24,26,33,43].

#### **2.2.1.10.2. Convertidores de mediana potencia.**

Actualmente la mayoría de las plantas industriales, han empezado a modernizar sus instalaciones, entre estas se encuentra el control y automatización de los procesos industriales, aplicando electrónica de potencia. Muchos de estos procesos utilizan uno o varios motores eléctricos de c.a o c.d. Se han aplicado controladores de velocidad a base de convertidores estáticos de potencia los cuales proveen mayor eficiencia, un mejor control de la velocidad de los motores y menor costo de mantenimiento que otros tipos de controladores de velocidad[17,23,24,25,29].

El uso de estos convertidores estáticos de mediana capacidad, son utilizados en controladores de velocidad de motores de c.a y de c.d[21,24,26,29,33,43].

##### **2.2.1.10.2.1 Controladores de motores de c.d.**

Los motores de c.d se usan en las industrias para muchas aplicaciones, especialmente donde la carga del motor requiere de un alto par[23,24,25,33,37,38,39,43]. Estos motores operan a baja velocidad relativa y se aplican, en:

- a) Laminadoras,
- b) Grúas,
- c) Perforadoras,
- d) Propulsores de barco,
- e) Locomotoras eléctricas.

En todas las aplicaciones del motor de c.d, la velocidad es muy importante y se puede controlar utilizando dos métodos, que son:

- a) Control de armadura.
- b) Control de campo.

Para controlar la velocidad de los motores de c.d, se utiliza un controlador como el que se muestra en la figura 2.15, que representa un circuito típico de un rectificador estático de 6 pulsos, que alimenta voltaje de c.d a la armadura del motor.[23,24,25,29,33,37,38,39,43].

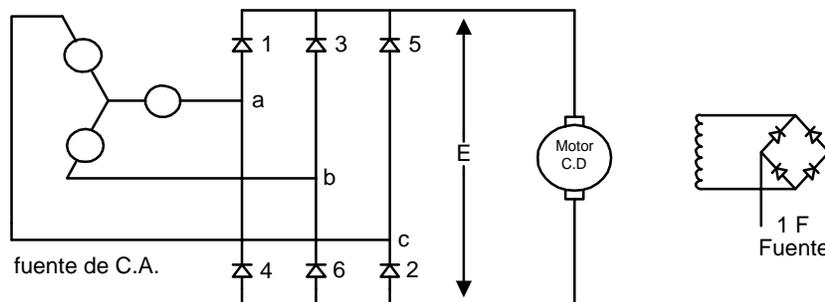


Figura. 2.15. Rectificador estático de seis pulsos que suministra voltaje de C.D. a la armadura del motor.

Una de las desventajas de los controladores de motores de c.d, es que estos generan corrientes armónicas, que son las mismas que las generadas por el convertidor estático de seis pulsos. La 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup> y 13<sup>a</sup> armónica predominan en las corrientes alternas del sistema.

#### 2.2.1.10.2 Controladores de motores de c.a.

Estos controladores también son utilizados en la industria, ya que con frecuencia se encuentran motores de inducción trifásicos en los procesos industriales. Estos motores se requieren en aplicaciones de alta velocidad, tales como,[22,43]:

- a) Bombas,
- c) Ventiladores,
- d) Compresores.

Los motores de inducción típicamente operan a velocidades de 1200, 1800, 3600 rpm y mayores y son más robustos, económicos y de menor mantenimiento comparados con los de c.d.

La velocidad de un motor de c.a, puede ser controlada por el ajuste de voltaje y ajuste de la frecuencia, esto se puede realizar con un controlador de c.a, de voltaje ajustable y frecuencia ajustable. El controlador básicamente esta compuesto por un rectificador, un inversor, un reactor de amortiguamiento y un filtro, estos últimos incluidos en el enlace de c.d. En la figura 2.16, se muestra un controlador trifásico de seis pulsos.[23,24,25,29,33,37,38,39,43].

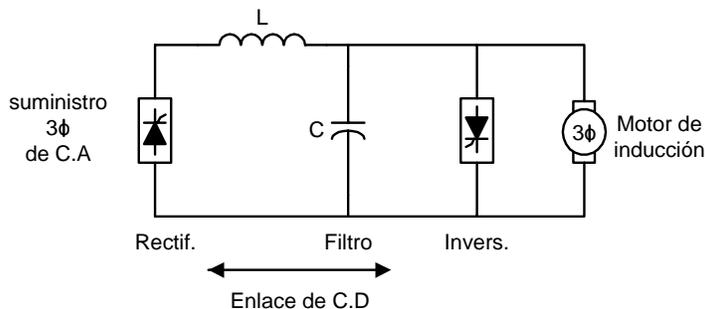


Figura 2.16. Arreglo típico de un controlador de c.a, voltaje ajustable, frecuencia ajustable.

El voltaje ajustable lo suministra el rectificador, mientras la frecuencia ajustable se logra con el inversor, como el que se muestra en la figura 2.17. El inversor es capaz de generar su propia frecuencia, porque que es un inversor de conmutación forzada.[29,33,37,38,39,43].

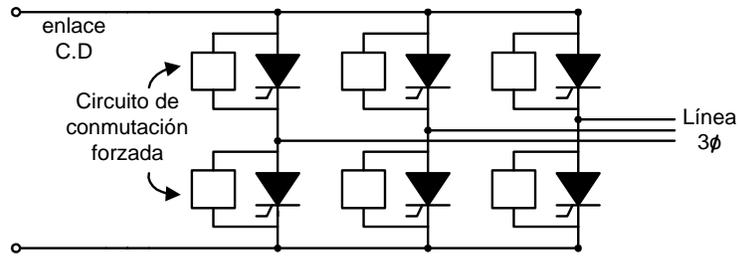


Figura 2.17. Frecuencia ajustable suministrada por un inversor de conmutación forzada.

### 2.2.1.10.2.3 Inversores de conmutación forzada.

En una conmutación forzada los tiristores son arreglados en un circuito tipo puente trifásico convencional, pero cada tiristor esta rodeado de un arreglo de capacitores, inductores, diodos y tiristores auxiliares. El propósito de estos diodos es forzar a que ciertos tiristores conduzcan y otros no, antes de que ellos lo hicieran normalmente. El principio de la conmutación forzada se ilustra en la figura 2.18, [29,33,43].

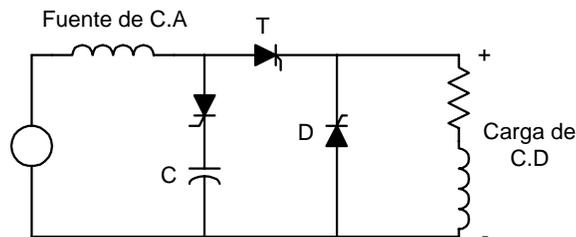


Figura 2.18. Arreglo típico de un circuito monofásico de conmutación forzada.

El inversor de conmutación forzada no requiere una fuente de alterna para conmutar esto se usa en controladores para motores de inducción. La frecuencia de salida del inversor de conmutación forzada se ajusta por el control de frecuencia al cual los pulsos de encendido son aplicados a las compuertas de varios tiristores. Cambiando la frecuencia del inversor se cambia también la velocidad del motor, ya que la frecuencia se relaciona con la velocidad síncrona de un motor de corriente alterna.[33,37,38,339].

Estos controladores se considera que generan armónicas similares al rectificador de seis pulsos y esas armónicas pueden ser: 5ª, 7ª, 11ª y 13ª y las armónicas de mayor orden, incluyendo todas las armónicas impares, excepto los múltiplos de tres.

#### 2.2.1.10.2.4. Controladores inversores alimentados con corriente.

El inversor alimentado con corriente, como el que se muestra en la figura 2.19, es otro tipo de controlador de velocidad para motores de c.a, similar al controlador inversor alimentado con voltaje, consiste de un rectificador e inversor conectados con un enlace de c.d. Es naturalmente conmutado (no forzada) por el motor que este controla. También se le llama como controlador inversor conmutado por la carga (LCI).[33,37,38,39,43].

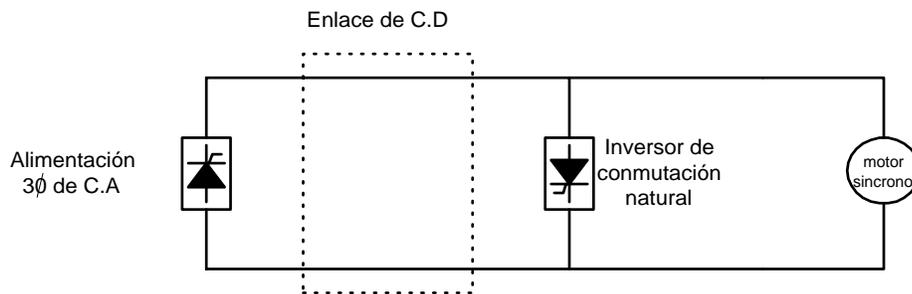


Figura 2.19. Inversor conmutado por la carga o alimentado con corriente para controlar la velocidad del motor de C.A.

Por su conmutación natural, el controlador LCI sólo puede ser usado con un motor síncrono. El LCI es muy eficiente, porque no cuenta con un circuito adicional para la conmutación forzada. Es disponible para controlar motores de c.a de gran capacidad, tales como bombas y ventiladores de plantas generadoras o de empresas manufactureras.[26,27,43].

Al igual que el controlador anterior, este genera la 5ª, 7ª, 11ª y 13ª armónicas, además las de mayor orden y todas las impares, excepto los múltiplos de tres.

#### 2.2.1.10.2.5. Controlador inversor por modulación de ancho de pulso (PWM).

El PWM mostrado en la figura 2.20, es otro controlador que está siendo ampliamente utilizado en la industria. Es un controlador con enlace de c.d que usa un rectificador y un inversor de conmutación forzada para controlar la velocidad de un motor de inducción. [26,27,33,37,38,39,43].

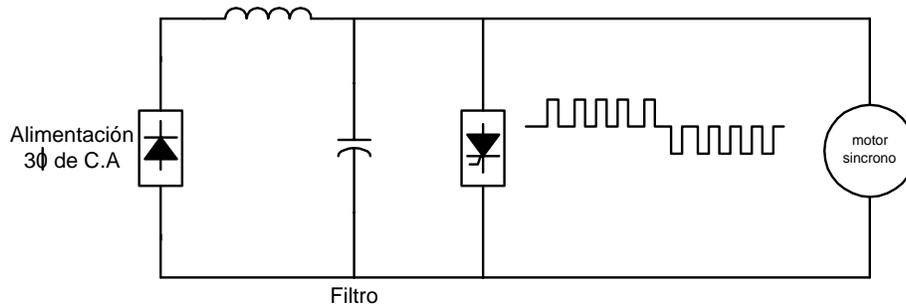


Figura 2.20. Controlador típico de modulación de ancho de pulso (PWM).

El PWM es un controlador de voltaje-frecuencia ajustables, sin embargo en este controlador el ajuste del voltaje y la frecuencia se realiza en la sección inversora por conmutación forzada. [33,37,38,39,43].

Estos dispositivos son considerados como rectificadores de 6 pulsos y generan las mismas armónicas que el rectificador de 6 pulsos. Las corrientes de línea de alterna son compuestas predominantemente con la 5ª, 7ª, 11ª y 13ª y armónicas de orden mayor, esto es todas las impares excepto los múltiplos de tres.

### 2.2.1.10.2.6. Cicloconvertidores.

El cicloconvertidor es un dispositivo que convierte la potencia de c.a de una frecuencia (60 Hz) a potencia de c.a de una frecuencia menor. El circuito de este cicloconvertidor se muestra en la figura 2.21.[33,37,38,39,43].



Figura 2.21. Representación de un cicloconvertidor.

En la figura 2.22, cada fase contiene dos grupos de tiristores arreglados con polaridad opuesta. En un cicloconvertidor trifásico de tres pulsos, cada uno de los seis grupos consiste de tres tiristores, para un total de 18 tiristores. Similarmente un cicloconvertidor trifásico de seis pulsos contiene 12 grupos de tiristores para un total de 36 tiristores.[33,43].

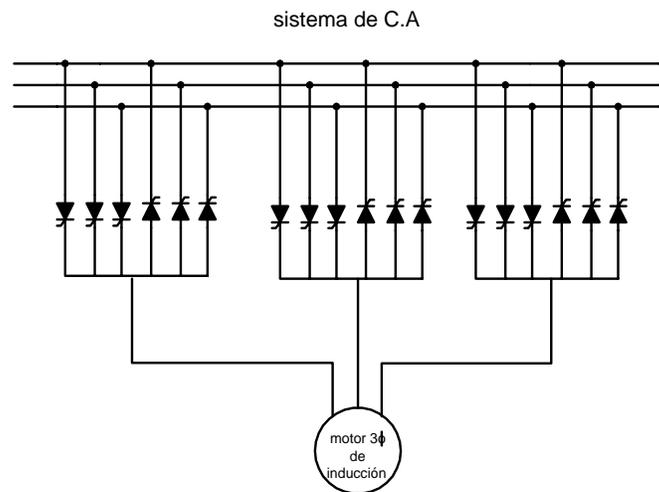


Figura 2.22. Circuito simplificado del cicloconvertidor.

Para cambiar la velocidad de un motor de inducción mientras desarrolla el par nominal, el cicloconvertidor ajusta el voltaje en proporción a la frecuencia, esto hace que cambie la velocidad del motor mientras se mantiene un flujo constante en la máquina.[33,37,38,43].

Las corrientes armónicas generadas por cicloconvertidores son bastante diferentes de los que genera el rectificador de 6 pulsos. Las frecuencias características generadas por un cicloconvertidor siguen la siguiente expresión:

$$f_h = f_i(k_1q \pm 1) \pm 6k_2f_0$$

Donde:

$f_h$  = frecuencia armónica de la corriente de línea (c.a) en Hz

$f_i$  = frecuencia de entrada (c.a) al cicloconvertidor en Hz

$q$  = número de pulsos del cicloconvertidor

$f_0$  = frecuencia de salida del cicloconvertidor en Hz

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

El primer termino de esta expresión especifica las armónicas de un convertidor estático convencional.

El segundo termino representa la banda lateral de cada armónica dominante. Las corrientes asociadas con la banda lateral de frecuencias son relativamente pequeñas y no causan problemas a menos que ocurra una resonancia a esa frecuencia.

### **2.2.1.10.3. Convertidores de potencia de gran capacidad.**

Los convertidores estáticos de potencia, son una fuente significativa de armónicas en los sistemas eléctricos de potencia, los convertidores son del orden de los MW e incluyen las estaciones convertidoras de transmisión de corriente directa en alta tensión, grandes rectificadores utilizados en las industrias electroquímica y electrometalúrgica y controladores de velocidad de motores de gran capacidad usados en una gran variedad de aplicaciones industriales.[29,43].

#### **2.2.1.10.3.1. Rectificadores eléctricos y metalúrgicos.**

La aplicación de este tipo de controladores de gran potencia tiene su origen en las industrias electroquímicas y electrometalúrgicas. Los rectificadores son usados para reducir el aluminio, refinamiento del cobre, producción química y otros procesos industriales.[29.43].

En la aplicación de convertidores estáticos, las industrias electroquímicas utilizan configuraciones de mayores pulsos para limitar la inyección de corrientes armónicas al sistema de potencia. Por ejemplo un arreglo de 24 pulsos, como lo muestra la figura 2.23 utiliza cuatro transformadores convertidores, operando con un desfaseamiento de  $15^\circ$  uno del otro. Cada transformador alimenta a un puente rectificador de 6 pulsos.

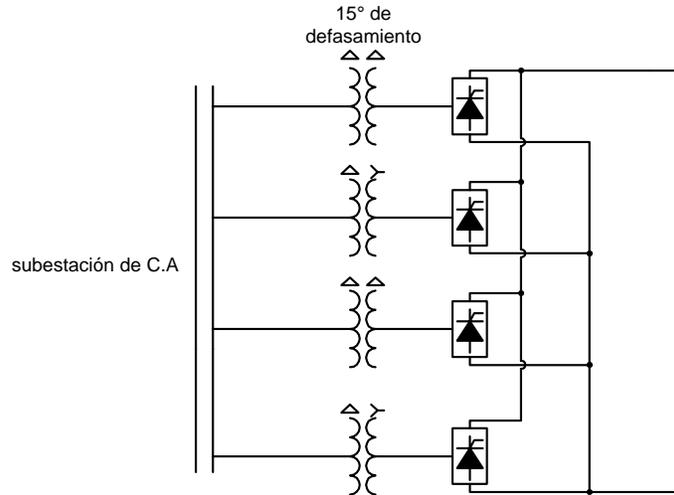


Figura 2.23. Rectificador típico de 24 pulsos que utiliza cuatro transformadores.

La corriente que fluye por cada rectificador de 6 pulsos tiene una forma de onda con aproximadamente 20% de corriente de quinta armónica, estas corrientes son desfasadas por  $15^\circ$  en cada rectificador de 6 pulsos, así que la corriente total demandada por el rectificador de 24 pulsos, esta muy cerca de una onda senoidal. La corriente de quinta armónica es típicamente reducida alrededor del 2%. En algunos otros procesos más grandes se usan arreglos de 24, 36 o 48 pulsos para una efectiva mitigación de armónicas, esta técnica se le denomina “multifaseo”. [27,33,43].

### 2.2.1.10.3.2. Controladores de motores de c.d de gran capacidad.

Otra de las aplicaciones de los convertidores de potencia de gran capacidad son los controladores de velocidad de motores grandes de c.d, como se muestra en la figura 2.24. Estos motores de c.d son ampliamente utilizados en maquinarias pesadas, ya que proveen un alto par a la carga sobre un amplio rango de velocidades, la potencia de estos motores pueden llegar hasta 6000 h.p [29,33,43].

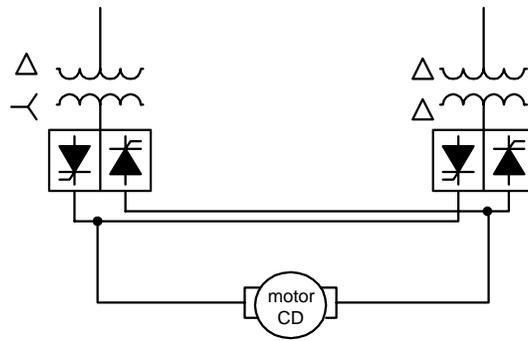


Figura 2.24. Convertidores de potencia usados como controladores de velocidad para grandes motores.

El controlador consiste de un rectificador estático típico de 12 pulsos que suministra un voltaje ajustable a la armadura del motor. La velocidad del motor se incrementa o disminuye con el ajuste del voltaje en la armadura.[29,33,43].

Estos arreglos ayudan a limitar las armónicas de menor orden, especialmente la quinta y séptima, lo cual de otra manera tendrían grandes magnitudes.[29,33,43].

---

*Libre, y para mi sagrado, es el derecho de pensar, la educación es fundamental para la felicidad social, es el principio en el que descansan la libertad y el engrandecimiento de los pueblos.*

***Benito Juárez***

---

## **Esta Tesis la dedico a:**

### **Dios**

Por darme la oportunidad vivir y por la fe que tengo,  
por todas la cosas hermosas que en hay en este mundo  
y por darme la luz de la esperanza para seguir adelante.

### **A mis padres**

José Cruz Gómez Rasgado (+)

Que en el lugar que se encuentre, este viendo  
el fruto de la semilla que alguna ves sembró.

Ofelia Vásquez Vásquez

Por todo el apoyo y la confianza que tuvo en mi,  
pese a todas las adversidades que pasamos juntos.

Los quiero mucho.

### **A mi familia**

A todos mis tíos y primos que forman parte  
de las familias Gómez y Vásquez

Y a todas las personas que me han brindado  
su apoyo de manera incondicional.

---

## AGRADECIMIENTOS

Al Instituto Politécnico Nacional y a la Sección de Estudios de posgrado e Investigación de la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica por brindarme su apoyo durante mi estancia en ella.

Al M. en C. Gilberto Enríquez Harper por su amistad, por su gran carácter humano, por sus consejos, sugerencias y su asesoría para la realización de este trabajo.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología por brindarme el apoyo económico para la realización de esta tesis.

Al Dr. José Alberto Gómez Hernández por las sugerencias dadas para el desarrollo de este trabajo y por su amistad.

A todos los profesores de la SEPI-ESIME por su excelente nivel de enseñanza.

A mis compañeros por brindarme su amistad y apoyo en cada momento y en especial a los de mi generación:

José Antonio Aquino, José Dolores Becerra, Carlos Becerril, Dora Luz Galicia, Godofredo Hernández, Jaime López, Gabriel López, Juan Gabriel Moreno, y demás compañeros con los cuales compartí momentos difíciles pero con el mismo humor de siempre logramos salir adelante.

---

## RESUMEN

En este trabajo se presenta una técnica generalizada para obtener el modelo matemático de los diferentes tipos de cargas que existen en un Sistema Eléctrico Industrial. Esta técnica se desarrolla en el dominio del tiempo y puede modelar cargas monofásicas y trifásicas, lineales y no lineales, en presencia o ausencia de distorsión armónica en las formas de onda del voltaje y la corriente de la carga. Las variables de entrada para desarrollar esta técnica, son las formas de ondas del voltaje y la corriente medidas en terminales de la carga, dichas formas de ondas deben ser discretizadas y presentadas en forma de Series de Fourier.

También se presenta una metodología para evaluar la sensibilidad de los parámetros del modelo de carga (R, L y C), a partir de una variación de las componentes armónicas de las formas de onda del voltaje y la corriente.

Después de obtener los resultados del estudio de sensibilidad para diferentes mediciones reales, se comparan los resultados de cada parámetro y se determina el rango de variación de cada uno de ellos, con la finalidad de evitar sobrecalentamiento y pérdida de vida útil de las cargas, debido a la falta de algún parámetro del modelo de la misma por el efecto de la distorsión armónica en la red eléctrica industrial.

También se ELABORO un programa computacional en lenguaje Fortran para obtener los modelos de las cargas y el estudio de sensibilidad de los parámetros (R, L y C).

---

## ABSTRACT

This work presents a generalized technique to get the mathematic model of the different types of loads that exist in a Industrial electric system. This technique is developed in the domain of time and can modeling in single and three phases, lineal an non lineal, in presence o absence of harmonic distortion in the voltages and load current waveforms. The input variables to develop this technique are the forms of voltages and load current waveforms measured in load terminals, such waves forms must be discretized and presented in Fourier Trigonometry Series form.

Also is presented a methodology to evaluate the parameters sensitivity of the model load ( R, L and C), from a variation voltages and current waveforms of the harmonics components.

After obtain the results of the sensitivity study for different real measures, the results are compared in each parameter and determinate the variation range, with the purpose of avoiding overheat and lost of useful life of load, due to the lack of some parameter of load model for the effect of the harmonic distortion in the industrial electric network.

Also elaborate a computing program in the Fortran language to obtain the load model and the study sensitivity of the parameters (R, L and C).

---

## LISTA DE FIGURAS

		<b>Página</b>
Figura 2.1	Saturación del transformador y armónicas	9
Figura 2.2	Sobrevoltaje dinámico durante el energizado de un transformador	10
Figura 2.3	Alta corriente en el neutro de circuitos alimentando cargas monofásicas no lineales	11
Figura 2.4	Curva típica de saturación de un motor	12
Figura 2.5	Horno de arco simplificado	13
Figura 2.6	Configuración de un horno de c.d	14
Figura 2.7	Contenido armónico de la corriente en un horno de inducción	15
Figura 2.8	Conexión monofásica de una lámpara fluorescente	16
Figura 2.9	Conexión trifásica de lámparas fluorescentes	16
Figura 2.10	Cargador de batería	17
Figura 2.11	Configuración típica de un compensador estático de VAR's	19
Figura 2.12	Compensador estático de VAR's en una aplicación industrial	19
Figura 2.13	Rectificador de onda completa de baja potencia	22
Figura 2.14	Rectificador de media onda	22
Figura 2.15	Rectificador estático de seis pulsos	24
Figura 2.16	Arreglo típico de un controlador de C.A, voltaje ajustable, frecuencia ajustable	25
Figura 2.17	Frecuencia ajustable suministrada por un inversor de conmutación forzada	26
Figura 2.18	Arreglo típico de un circuito monofásico de conmutación forzada	26
Figura 2.19	Inversor conmutado por la carga o alimentado con corriente para controlar la velocidad de un motor de c.a	27
Figura 2.20	Controlador típico de modulación de ancho de pulso (PWM)	28
Figura 2.21	Representación de un cicloconvertidor	29
Figura 2.22	Circuito simplificado de un cicloconvertidor	29
Figura 2.23	Rectificador típico de 24 pulsos que utiliza cuatro transformadores	31
Figura 2.24	Convertidores de potencia usados como controladores de velocidad para grandes motores	32

---

Figura 3.1	Función de transferencia	34
Figura 3.2	Circuito equivalente general y componentes de corriente	38
Figura 3.3	Voltaje y corriente en una resistencia	39
Figura 3.4	Voltaje y corriente en una capacitancia	41
Figura 3.5	Voltaje y corriente en una inductancia	44
Figura 4.1	Fallas y mal funcionamiento en componentes y equipos	50
Figura 4.2	Característica de componente de vida útil (I)	51
Figura 4.3	Característica de componente de vida útil (II)	51
Figura 4.4	Gráfica de la forma onda de voltaje medido en terminales de la carga para la medición uno.	54
Figura 4.5	Gráfica de la forma de onda de la corriente medida en terminales de la carga para la medición uno.	55
Figura 4.6	Circuito RL. Representa los parámetros de la carga, medición uno.	56
Figura 4.7	Grafica de la forma de onda de la corriente a través de la resistencia para la medición uno.	56
Figura 4.8	Grafica de la forma de onda de la corriente a través de la inductancia para las medición uno	57
Figura 4.9	Grafica de la forma de onda de voltaje de la carga con tercer armónico, para la medición dos.	58
Figura 4.10	Grafica de la forma de onda del voltaje de la carga con su componente fundamental y su componente de tercer armónico, para la medición dos.	59
Figura 4.11	Grafica de la forma de onda de la corriente de carga con tercer armónico, para la medición dos.	60
Figura 4.12	Grafica de la forma de onda de las componentes fundamental y de tercer armónico de la corriente total de la carga, para la medición dos.	60
Figura 4.13	Circuito RL con componente de corriente residual, medición dos.	61
Figura 4.14	Grafica de la forma de onda de la corriente en la resistencia para la medición dos.	62
Figura 4.15	Grafica de las componentes fundamental y de tercer armónico de la corriente en la resistencia de la carga, medición dos.	62
Figura 4.16	Grafica de la forma de onda de la corriente en la inductancia de la carga, para la medición dos.	63

---

---

Figura 4.17	Grafica de las componentes fundamental y con tercer armónico de la corriente en la inductancia de la carga, medición dos.	64
Figura 4.18	Grafica de la forma de onda de la corriente residual de la carga para la medición dos.	64
Figura 4.19	Grafica de las formas de ondas de las componentes fundamental y con tercer armónico de la corriente residual de la carga, medición dos.	65
Figura 4.20	Sensibilidad de la resistencia, caso I, variación positiva para la medición dos.	67
Figura 4.21	Sensibilidad de la resistencia, caso I, variación negativa para la medición dos.	67
Figura 4.22	Sensibilidad de la inductancia, caso I, variación positiva para la medición dos.	68
Figura 4.23	Sensibilidad de la inductancia, caso I, variación negativa para la medición dos.	68
Figura 4.24	Sensibilidad de la resistencia, caso II, variación positiva para la medición dos.	70
Figura 4.25	Sensibilidad de la resistencia, caso II, variación negativa para la medición dos.	70
Figura 4.26	Sensibilidad de la inductancia, caso II, variación positiva para la medición dos.	71
Figura 4.27	Sensibilidad de la inductancia, caso II, variación negativa para la medición dos.	71
Figura 4.28	Sensibilidad de la resistencia, caso III, variación positiva para la medición dos.	73
Figura 4.29	Sensibilidad de la resistencia, caso III, variación negativa para la medición dos.	73
Figura 4.30	Sensibilidad de la inductancia, caso III, variación positiva para la medición dos.	74
Figura 4.31	Sensibilidad de la inductancia, caso III, variación negativa para la medición dos.	74
Figura 4.32	Grafica de la forma de onda del voltaje de la carga, para la medición tres.	75
Figura 4.33	Grafica de las componentes fundamental y con tercer armónico del voltaje de la carga, para la medición tres.	76

---

---

Figura 4.34	Grafica de la forma de onda de la corriente total de la carga para la medición tres.	77
Figura 4.35	Grafica de las componentes, fundamental, con tercer y quinto armónico de la corriente total de la carga, medición tres.	77
Figura 4.36	Circuito equivalente de la carga, para la medición tres.	78
Figura 4.37	Grafica de la forma de onda de la corriente de la resistencia de la carga con presencia de tercer armónico, medición tres.	79
Figura 4.38	Grafica de las componentes fundamental y de tercer armónico de la corriente de la resistencia de la carga, medición tres.	80
Figura 4.39	Grafica de la forma de onda de la corriente de la capacitancia de la carga, para la medición tres.	81
Figura 4.40	Gráfica de las componentes fundamental y de tercer armónico de la corriente de la capacitancia de la carga, medición tres.	81
Figura 4.41	Grafica de la forma de onda de la corriente de la inductancia de la carga para la medición tres.	82
Figura 4.42	Grafica de las componentes fundamental y de tercer armónico de la corriente de la inductancia de la carga, medición tres.	83
Figura 4.43	Grafica de la forma de onda de la corriente residual de la carga para la medición tres.	83
Figura 4.44	Grafica de las componentes fundamental y de tercer armónico de la corriente residual de la carga, para la medición tres.	84
Figura 4.45	Sensibilidad de la resistencia, caso I, variación positiva para la medición tres.	86
Figura 4.46	Sensibilidad de la resistencia, caso I, variación negativa para la medición tres.	86
Figura 4.47	Sensibilidad de la inductancia, caso I, variación positiva para la medición tres.	87
Figura 4.48	Sensibilidad de la inductancia, caso I, variación negativa para la medición tres.	87
Figura 4.49	Sensibilidad de la capacitancia, caso I, variación positiva para la medición tres.	88
Figura 4.50	Sensibilidad de la capacitancia, caso I, variación negativa para la medición tres.	88

---

---

Figura 4.51	Sensibilidad de la resistencia, caso II, variación positiva para la medición tres.	90
Figura 4.52	Sensibilidad de la resistencia, caso II, variación negativa para la medición tres.	90
Figura 4.53	Sensibilidad de la inductancia, caso II, variación positiva para la medición tres.	91
Figura 4.54	Sensibilidad de la inductancia, caso II, variación negativa para la medición tres.	91
Figura 4.55	Sensibilidad de la capacitancia, caso II, variación positiva para la medición tres.	92
Figura 4.56	Sensibilidad de la capacitancia, caso II, variación negativa para la medición tres.	92
Figura 4.57	Sensibilidad de la inductancia, caso III, variación positiva para la medición tres.	94
Figura 4.58	Sensibilidad de la inductancia, caso III, variación negativa para la medición tres.	94
Figura 4.59	Sensibilidad de la capacitancia, caso III, variación positiva para la medición tres.	95
Figura 4.60	Sensibilidad de la capacitancia, caso III, variación negativa para la medición tres.	95
Figura A.1	Medición en sistemas eléctricos distribución.	106
Figura A.2	Medición en sistemas eléctricos industriales.	106
Figura A.3	Diagramas unifilares que muestran el punto de acoplamiento.	108
Figura A.4	Medición de corriente.	110
Figura A.5	Curva de la respuesta de la frecuencia del circuito de medición de corriente.	111
Figura A.6	Transformador de potencial, burden y analizador de armónicos.	112
Figura A.7	Curva de la respuesta de la frecuencia de un transformador de potencial con analizador de armónicos y burden.	113
Figura A.8	Diagrama de conexión monofásica de un analizador de armónicos marca Dranetz Power Platform modelo 4300-PQLite.	116
Figura A.9	Diagrama de conexión trifásica de un analizador de armónicos marca Dranetz Power Platform modelo 4300-PQLite.	117
Figura B.1	Función impar	126

---

---

Figura B.2	Función par	127
Figura C.1	Algoritmo del programa principal	132
Figura C.2	Algoritmo de la subrutina	133
Figura C.3	Datos en el archivo de entrada del programa	136

---

# LISTA DE TABLAS

		<b>Página</b>
Tabla 2-1	Corrientes armónicas en circuitos de lámparas fluorescentes	16
Tabla 4-1	Sensibilidad de cargas en calidad de la energía	48
Tabla 4-2	Modelo de carga para la medición uno	55
Tabla 4-3	Modelo de carga para la medición dos	61
Tabla 4-4	Sensibilidad de los parámetros de la carga, caso I, medición dos	66
Tabla 4-5	Sensibilidad de los parámetros de la carga, caso II, medición dos	69
Tabla 4-6	Sensibilidad de los parámetros de la carga, caso III, medición dos	72
Tabla 4-7	Modelo de carga para la medición tres	78
Tabla 4-8	Sensibilidad de los parámetros de la carga, caso I, medición tres	85
Tabla 4-9	Sensibilidad de los parámetros de la carga, caso II, medición tres	89
Tabla 4-10	Sensibilidad de los parámetros de la carga, caso III., medición tres	93
Tabla C.1	Resultados del archivo de salida “ORI.SAL”	137
Tabla C-2	Resultados del archivo de salida “CHIS1.SAL”	138
Tabla C-3	Resultados del archivo de salida “CHIS2.SAL”	138
Tabla C-4	Resultados del archivo de salida “CHIS3.SAL”	139

---

## GLOSARIO DE TÉRMINOS

A	Amperes
ADC	Convertidor de analógico a digital
C	Capacitancia
C.A	Corriente alterna
C.D	Corriente directa
dB	Decibeles
F	Frecuencia
F.E.M	Fuerza electromotriz
F.F.T	Transformada Rápida de Fourier (Fast Fourier Transform)
F.M.M	Fuerza magnetomotriz
G.T.O	Tiristor de desactivación por compuerta (Gate Turn Off Thiristor)
H	Henrios
H.P	Caballos de fuerza (Horse Power)
I	Intensidad de la corriente eléctrica
I.E.E.E	Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (Institute of Electrical and Electronics Engineers)
KHz	kilohertz
KV	Kilovolt
KVA	Kilovoltamperes
L	Inductancia
L.C.I	Inversor conmutado por la carga (
MW	Megawatts
MVA	Megavoltanperes
N	Neutro de la conexión estrella de un transformador
$\eta$ F	Nano Faradios
PWM	Modulación de ancho de pulso
R	Resistencia eléctrica
RCF	Rango del Factor de Corrección
RPM	Revoluciones por minuto
SCR	Tiristor (Rectificador controlado de silicio)

---

T.C	Transformador de corriente
T.P	Transformador de potencial
VAR	Volts-Amper-Reactivos

---

# ÍNDICE:

	<b>Página</b>
<b>RESUMEN</b>	i
<b>ABSTRACT</b>	ii
<b>ÍNDICE</b>	iii
<b>LISTA DE FIGURAS</b>	viii
<b>LISTA DE TABLAS</b>	xiv
<b>GLOSARIO DE TÉRMINOS</b>	xv

## **CAPITULO 1 INTRODUCCIÓN.**

<b>1.1. GENERALIDADES</b>	1
<b>1.2 ANTECEDENTES</b>	2
<b>1.3 OBJETIVO DE LA TESIS</b>	3
<b>1.4 JUSTIFICACIÓN</b>	3
<b>1.5 LIMITACIONES Y ALCANCES</b>	4
<b>1.6 APORTACIONES</b>	4
<b>1.7 CONTENIDO DE LA TESIS</b>	4

## **CAPITULO 2 FUENTES DE ARMÓNICOS EN LOS SISTEMAS ELÉCTRICOS INDUSTRIALES Y SU REPRESENTACIÓN CONVENCIONAL.**

<b>2.1.-INTRODUCCIÓN.</b>	7
<b>2.2 PRINCIPALES FUENTES DE ARMÓNICAS.</b>	7
2.2.1 Las cargas no lineales principales fuentes de armónicas.	7
2.2.1.1. Saturación de un transformador.	8
2.2.1.2. Corriente inrush en un transformador.	9
2.2.1.3. Conexiones del neutro del transformador.	10

---

2.2.1.4. Distribución de la fuerza magnetomotriz (fmm) en máquinas rotatorias de C.A.	12
2.2.1.5 Los hornos de arco eléctrico.	13
2.2.1.5.1. Horno de arco eléctrico de C.A.	13
2.2.1.5.1 Horno de arco eléctrico de C.D.	14
2.2.1.6. Hornos de inducción.	15
2.2.1.7. Lámparas fluorescentes.	15
2.2.1.8. Los cargadores de batería.	17
2.2.1.9. Compensador estático de VAR's.	18
2.2.1.10. Los convertidores.	20
2.2.1.10.1. Convertidores de pequeña potencia.	21
2.2.1.10.1.1 Rectificadores de onda completa.	21
2.2.1.10.1.2 Rectificadores de media onda.	22
2.2.1.10.2. Convertidores de mediana potencia.	23
2.2.1.10.2.1 Controladores de motores de c.d.	24
2.2.1.10.2.2 Controladores de motores de c.a.	25
2.2.1.10.2.3 Inversores de conmutación forzada.	26
2.2.1.10.2.4. Controladores inversores alimentados con corriente.	27
2.2.1.10.2.5. Controlador inversor por modulación de ancho de pulso (PWM).	28
2.2.1.10.2.6. Cicloconvertidores.	28
2.2.1.10.3. Convertidores de potencia de gran capacidad.	30
2.2.1.10.3.1. Rectificadores eléctricos y metalúrgicos.	30
2.2.1.10.3.2. Controladores de motores de c.d de gran capacidad.	31

### **CAPITULO 3. EL MODELADO DE LAS PRINCIPALES CARGAS PRODUCTORAS DE ARMÓNICAS Y SU EFECTO EN LOS ESTUDIOS.**

<b>3.1. INTRODUCCIÓN.</b>	33
<b>3.2. TÉCNICAS PARA EL MODELADO DE CARGAS.</b>	34
3.2.1. Técnica de modelado en el dominio del tiempo.	35
3.2.2. Técnica de modelado en el dominio de la frecuencia.	35

---

<b>3.3. EL MODELADO DE CARGAS EN UN SISTEMA ELÉCTRICO INDUSTRIAL.</b>	36
3.3.1. Conceptos básicos del modelado de cargas.	36
3.3.2. Modelado generalizado para cargas armónicas en el dominio del tiempo.	52
3.3.2.1. Calculo de la resistencia de la carga.	39
3.3.2.2. Cálculo de la capacitancia de la carga.	41
3.3.2.3. Calculo de la inductancia de la carga.	43
3.3.2.4. Determinación de la corriente residual.	46

## **CAPITULO IV. ANÁLISIS DE SENSIBILIDAD DE LOS PARÁMETROS DE CARGA.**

<b>4.1. INTRODUCCIÓN.</b>	47
<b>4.2.- SENSIBILIDAD DE LOS PARÁMETROS DE CARGA.</b>	48
4.2.1. Variación de los parámetros para casos de estudios.	52
<b>4.3. MODELADO DE CARGAS Y ANÁLISIS DE SENSIBILIDAD PARA CADA MEDICIÓN.</b>	53
4.3.1. Análisis de modelado de carga y sensibilidad de la medición número uno.	54
4.3.2. Análisis de modelado de carga y sensibilidad para la medición número dos.	57
4.3.2.1 .Análisis de sensibilidad de los parámetros de la medición dos.	66
4.3.3. Análisis de modelado de carga y sensibilidad para la medición número tres.	75
4.3.3.1. Análisis de modelado de carga y sensibilidad para la medición número tres.	84

## **CAPITULO V. . CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.**

<b>5.1. INTRODUCCIÓN.</b>	96
<b>5.2. CONCLUSIONES.</b>	96
<b>5.3. RECOMENDACIONES PARA TRABAJOS FUTUROS.</b>	97
<b>REFERENCIAS.</b>	99

## **APÉNDICE A. TÉCNICA DE MEDICIÓN DE ARMÓNICOS.**

<b>A.1. MEDICIÓN DE ARMÓNICOS.</b>	104
------------------------------------	-----

---

A.1.1. Puntos de medición de armónicas en un sistema eléctrico.	105
A.1.1.1. En sistemas eléctricos de distribución.	105
A.1.1.2. En sistemas eléctricos industriales.	106
<b>A.2. TÉCNICA DE MEDICIÓN DE ARMÓNICOS.</b>	<b>108</b>
A.2.1. Los transductores.	108
A.2.1.1. Los transformadores de corriente.	109
A.2.1.2. Los transformadores de potencial.	111
<b>A.3. EQUIPO UTILIZADOS PARA MEDICIÓN DE ARMÓNICOS.</b>	<b>113</b>
A.3.1. Equipos para prueba	113
A.3.1.1. Probadores de corriente.	114
A.3.1.2. Probadores de voltaje.	114
A.3.2. Interfase de entrada de instrumento.	115
A.3.2.1. Impedancia.	115
A.3.2.2. Voltaje.	115
A.3.3. Analizador de armónicos.	115
A.3.3.1. Analizador de espectros.	117
A.3.3.2. Computadoras portátiles.	118
A.3.3.3. Analizador de armónicos para sistemas de potencia.	118
<b>A.4. ESPECIFICACIONES MÍNIMAS.</b>	<b>118</b>
A.4.1. Rango de frecuencias.	118
A.4.2. Precisión.	119
A.4.3. Ruido.	119
A.4.4. Rango dinámico.	119
<b>APÉNDICE B. ANÁLISIS DE LAS SEÑALES ARMÓNICAS.</b>	
<b>B.1. INTRODUCCIÓN.</b>	<b>120</b>
B.1.1. Transformada de Fourier.	120
B.1.2. Series de Fourier.	121
B.1.3. Forma trigonométrica.	122
B.1.3.1. Cálculo de los coeficientes de Fourier.	122

---

---

B.1.4. Forma compleja de la serie de Fourier.	123
B.1.5. Simetría de las formas de onda.	125
B.1.5.1. Simetría impar.	126
B.1.5.2. Simetría par.	126
B.1.5.3. Simetría de media onda.	127
B.1.6. Transformada discreta de Fourier.	129
B.1.6.1. Transformada rápida de Fourier.	130

## **APÉNDICE C. DESCRIPCIÓN Y APLICACIÓN DEL PROGRAMA DIGITAL.**

<b>C.1. DESCRIPCIÓN DEL PROGRAMA DIGITAL.</b>	131
<b>C.2. APLICACIÓN DEL PROGRAMA DIGITAL.</b>	135
C.2.1. Datos para ejecutar el programa digital.	134
C.2.1.1. Ejemplo de cómo se introducen los datos.	135
C.2.2. Resultados del programa.	136
<b>C.3. LISTADO DEL PROGRAMA.</b>	140

# CAPITULO 1

## INTRODUCCIÓN.

### 1.1. GENERALIDADES.

Las plantas industriales con la finalidad de obtener una mayor eficiencia del sistema eléctrico y un producto final de alta calidad y de mayor competitividad en el mercado se han automatizado incrementado el uso de dispositivos electrónicos de potencia, microelectrónica y algunos equipos que funcionan por inducción, arco eléctrico o por descarga de gases los cuales en su gran mayoría son fuentes generadoras de armónicos de diferentes ordenes. La presencia de armónicos de diferentes ordenes en el sistema ocasionan mala operación en las protecciones, equipos sensibles (electrónicos), a las máquinas eléctricas e incluso afectan a las otras industrias conectadas al mismo nodo de voltaje. Por otra parte los usuarios de tipo industrial en el afán de corregir el bajo factor de potencia, aplican bancos de capacitores los cuales puede mejorar el factor de potencia pero el efecto colateral es el incremento de los niveles de armónicas en el sistema eléctrico, [1,3,7].

Los altos índices de armónicos generados en un sistema eléctrico industrial, repercuten en el mal funcionamiento de los equipos, debido a la variación de los parámetros eléctricos que componen a cada tipo de carga existente, ocasionados por las altas frecuencias a las cuales operan dichas cargas. En la mayoría de los casos los parámetros tienen un limite o un rango en el cual pueden operar sin llegar a sufrir daño alguno, para esto es necesario obtener el modelo matemático de cada tipo de carga. Con el modelo de la carga se pueden realizar estudios de sensibilidad de cada uno de los parámetros de la carga, apoyados con una herramienta computacional, [1,3,6,8,9].

Para poder obtener estas sensibilidades es necesario obtener una buena medición real de las formas de onda de voltaje y de corriente en las terminales de la carga y discretizarlas para

representarlas en forma de series de Fourier. Los resultados que se obtengan serán tan reales como exactas sean las mediciones de campo que se tenga, [6,15,18,35,36].

## **1.2. ANTECEDENTES.**

La perspectiva histórica de los armónicos se remonta al siglo XVIII y XIX, cuando J.B.J. Fourier propone las bases para el calculo de las componentes armónicas. En los años 20's y 30's aparece la distorsión armónica en Alemania debida a los convertidores estáticos utilizados para obtener c.d, esto sirvió para que en esa época se publicará un libro sobre la teoría de los convertidores estáticos, escrito por Rissik[29].

En 1971 Kimbark publica un libro con artículos recopilados y 60 referencias del área de los armónicos en los sistemas eléctricos de potencia[29].

En 1969 y 1972 ingenieros de la compañía IBM(International Bussines Machines), dirigidos por Allen y Segall realizan un monitoreo en equipos, posteriormente entre 1977 y 1979 otro grupo de ingenieros encabezados por Goldstein y Speranza realizaron un estudio basado en monitoreo que demostró los principales fenómenos en la calidad de la energía[43].

En los años 30's se desarrollan los modelos de carga sin considerar el efecto de las armónicas, ya que se consideraba a cada carga como una potencia pequeña individual, pero varias cargas comúnmente concentradas en partes o en toda la red eléctrica industrial y que en gran cantidad se deben considerar para efectos de estudios de armónicos a nivel industrial, por tal razón en la década de los años 70's y 80's se desarrollan modelos de cargas considerando el efecto de las armónicas, esto se debe al gran incremento de cargas no lineales en las instalaciones de los consumidores[29,43].

Actualmente se siguen desarrollando estos tipos de modelos de cargas con algunas variantes, según la aplicación que se les vaya a dar, los investigadores que trabajan más acerca de este tema son: P. Kundur, N.W. Ross, J. Arrillaga, C.P. Arnold, R. Yacamini, J.C. Oliveira, M. McGranaghram, M.F. Dugan, Elham B. Makram, Srinivas Varadan entre otros[29].

### **1.3. OBJETIVO DE LA TESIS.**

El objetivo del presente trabajo de tesis es desarrollar los modelos matemáticos de las cargas existentes en los Sistemas Eléctricos Industriales, utilizando una técnica generalizada de modelado de cargas en el dominio del tiempo para evaluar la sensibilidad de los parámetros de las cargas ante variaciones de las formas de ondas de voltaje y corriente armónicos, utilizando una herramienta computacional para simular y definir los rangos de variaciones de los parámetros de las cargas.

### **1.4. JUSTIFICACIÓN.**

La distorsión de las formas de ondas del voltaje y la corriente debido a la presencia de armónicos, es un fenómeno llamado distorsión armónica, que afecta de manera directa a los parámetros de las cargas conectados al sistema en estudio. En el ámbito industrial, estos efectos se manifiestan como pérdidas en los equipos por efecto Joule, con el consecuente aumento de temperatura, mala operación de los dispositivos de protección, envejecimiento de los devanados de las maquinas eléctricas, resolución incorrecta de los instrumentos de medición, mala operación de los bancos de capacitores debido al incremento de su impedancia al incrementarse su frecuencia de operación y esto puede provocar que entren en resonancia el sistema de alimentación de la industria con el capacitor causando grandes corrientes y voltajes [11,12,13,14,32].

Para ello se deben modelar las cargas considerando la distorsión armónica de las formas de onda del voltaje y la corriente, y proponer los rangos permisibles de variación de los parámetros de cargas para obtener un buen funcionamiento de las cargas existentes en una industria, con esto se puede evitar que la planta quede fuera de servicio debido a la pérdida de algún equipo y mantener el factor de potencia dentro del rango establecido por la compañía suministradora de energía eléctrica, evitando así sanciones económicas por bajo factor de potencia

## **1.5.LIMITACIONES Y ALCANCES.**

Los modelos de cargas obtenidas en este trabajo son en estado permanente y no consideran el efecto de la saturación de los núcleos de las máquinas, simplemente se desarrollan en base al comportamiento físico de cada parámetro del modelo de la carga.

El análisis de la sensibilidad de los parámetros del modelo de carga considera únicamente la variación de las componentes armónicas del voltaje y la corriente de la carga, considerando constante la componente fundamental, esto es con la finalidad de analizar el efecto de los armónicos en los equipos sensibles.

## **1.6. APORTACIONES**

- Desarrollo de una metodología para determinar los modelos matemáticos de cada tipo de carga y la sensibilidad de sus parámetros, en base a la información proporcionada por mediciones realizadas a diversas cargas de tipo industrial.

- Desarrollo del programa computacional “SENSIPAR”, el cual determina los modelos de carga y las sensibilidades de los parámetros, siguiendo los pasos de la metodología utilizada.

## **1.7. CONTENIDO DE LA TESIS.**

Este trabajo consta de cinco capítulos:

\* En el Capítulo 1 se plantea el problema que ocasionan las armónicas en los parámetros de las cargas de un sistema eléctrico industrial. Además se justifica la tesis.

\* En el Capítulo 2 se analizan las diferentes fuentes generadoras de armónicas y se nombran las más características. Estas consideraciones se utilizan para clasificar a las cargas según su grado de severidad sobre la red eléctrica, y en base a esto se toman las más significativas para

calcular sus parámetros y obtener su estudio de sensibilidad, con la ayuda del programa computacional “SENSIPAR”.

- \* En el Capítulo 3 se desarrolla una técnica para obtener el modelo matemático para cualquier tipo de cargas (generalizado), tanto lineales, no lineales, monofásicas, trifásicas en el dominio del tiempo, utilizando datos actuales de medición de voltaje y de corriente medida en terminales de la carga. Este método calcula los valores de resistencia (R), inductancia (L), capacitancia (C) y sus respectivas corrientes, además calcula la corriente residual debida a la presencia de armónicos en las formas de onda de voltaje y corriente.
- \* En el Capítulo 4 se desarrolla un método para obtener la sensibilidad de los parámetros de carga. Esta sensibilidad se obtiene en términos de la desviación desde el valor original de cada parámetro comparado con los valores nuevos calculados después de la variación de las formas de onda del voltaje, corriente o ambas.

Se presentan pruebas y resultados del programa “SENSIPAR”, para varias mediciones. Es decir para diferentes formas de ondas de voltaje y de corriente, tanto en p.u y en valores reales y con distinto orden de armónicos.

- \* En el Capítulo 5 se presentan las conclusiones y recomendaciones acerca de los resultados obtenidos por el programa computacional “SENSIPAR”, apoyado por la metodología para el desarrollo de los modelos matemáticos de las cargas.

Además de lo anterior, se incluyen los siguientes apéndices:

- \* En el apéndice A se establece una técnica para la medición de armónicos en sistemas eléctricos industriales, el cual permite obtener resultados confiables para su aplicación al programa computacional “SENSIPAR”.

- \* En el Apéndice B se desarrolla el análisis de señales multifrecuencias de las ondas de voltaje y corriente, considerando las series y transformadas de Fourier, así como su transformada discreta y transformada rápida.
- \* En el Apéndice C se muestra el listado del programa computacional “SENSIPAR”, así como las instrucciones para los datos de entrada y de salida del programa.

## CAPITULO 2

# FUENTES DE ARMÓNICAS EN LOS SISTEMAS ELÉCTRICOS Y SU REPRESENTACIÓN CONVENCIONAL

## 2.1 INTRODUCCIÓN

### 2.1.1 Conceptos preliminares. Calidad de la energía

La calidad en el suministro de la energía eléctrica es un problema muy importante, que se divide en dos partes, el primero son los consumidores que en un momento dado requieren de calidad en la energía eléctrica y el segundo los consumidores que contribuyen a la distorsión del sistema. La tendencia principal es mejorar la economía tanto de los suministros como de los consumos. Para esto se deben evitar cortes en el suministro, bajo voltaje, bajo factor de potencia, picos y fuentes asociadas con las condiciones de transitorios, ya que unidos con los armónicos son adversos a los sistemas eléctricos, estos últimos son ocasionados por cargas no lineales.[21,26,27].

## 2.2 PRINCIPALES FUENTES DE ARMÓNICAS

### 2.2.1 Las cargas no lineales principales fuentes de armónicas

La distorsión armónica es ocasionada por las cargas no lineales conectadas al sistema eléctrico, algunas de estas cargas son,[14,17,21,27,29,41,43]:

- 1) Saturación de un transformador
- 2) Corriente inrush del transformador
- 3) Conexiones del neutro del transformador
- 4) Distribución de F.M.M. en máquinas rotatorias de C.A

- 5) Hornos de arco eléctrico
- 6) Hornos de inducción
- 7) Lámparas fluorescentes
- 8) Cargadores de baterías
- 9) Compensadores estáticos de VAR's
- 10) Convertidores

### **2.2.1.1. Saturación de un transformador.**

La saturación y armónicas del transformador aparecen cuando una línea termina en un transformador y ésta es energizada con el interruptor de carga abierto. Cuando la línea es energizada, como se muestra en la figura 2.1, hay un alto voltaje transitorio en el transformador. El sobrevoltaje es causado por una combinación de dos efectos diferentes, [17,26,27]:

- a). El primero es el transitorio que dura algunos ciclos.
- b). El segundo es un sobrevoltaje de tiempo largo a través de la inductancia de la línea, conocida como efecto ferranti.

Éste alto voltaje fuerza al transformador a saturarse y demanda una gran corriente de excitación. Aparecen altas componentes armónicas en la forma de onda del voltaje, Durante el sobrevoltaje por efecto ferranti, altas corrientes armónicas aparecen en la forma de onda de la corriente de excitación hasta que el sobrevoltaje sostenido se reduce por el cierre del interruptor de carga.

Una condición más común de sobrevoltaje sostenido ocurre cuando el sistema está en demanda mínima o seguido de un disturbio donde se remueve un bloque importante de potencia reactiva, tal como un reactor en derivación. Esto podría causar sobrevoltaje en el sistema y fuerza al transformador a operar en saturación, incrementándose la generación de armónicas en algunas partes del sistema. Para el gran número de transformadores, si algunos están con baja carga, la corriente armónica total inyectada puede ser significativa.[29,34,43].

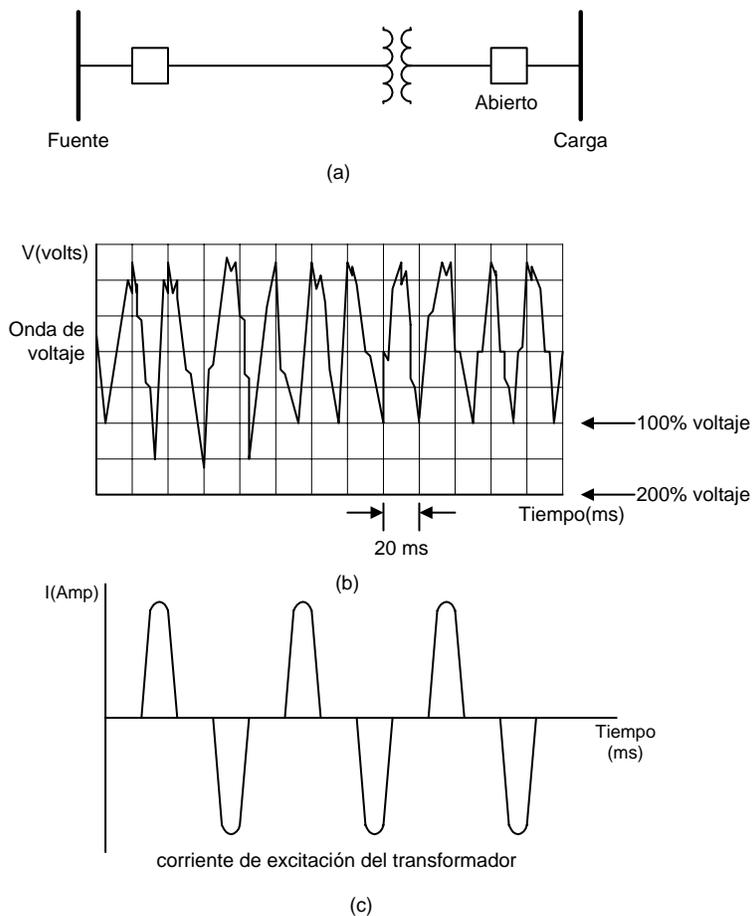


Figura 2.1. Saturación del transformador y armónicas: (a) Energizado de un transformador sin carga; (b) sobrevoltaje transitorio en el transformador; (c) corriente de excitación del transformador con alto contenido armónico.

### 2.2.1.2. Corriente inrush en un transformador

La corriente inrush se presenta en los transformadores cuando este se energiza, dichas corrientes tienen un alto contenido de componentes armónicos que tienen un periodo de duración cerca de un minuto. Si el sistema que alimenta el transformador tiene una resonancia próxima a la de la frecuencia de la corriente de inyección, lo cual da como resultado una condición dinámica de sobrevoltaje que puede causar corte de energía y problemas con equipos sensibles. Una forma de onda de sobrevoltaje dinámico causada por una resonancia con tercera armónica se muestra en la figura 2.2. [17,26,27,46].

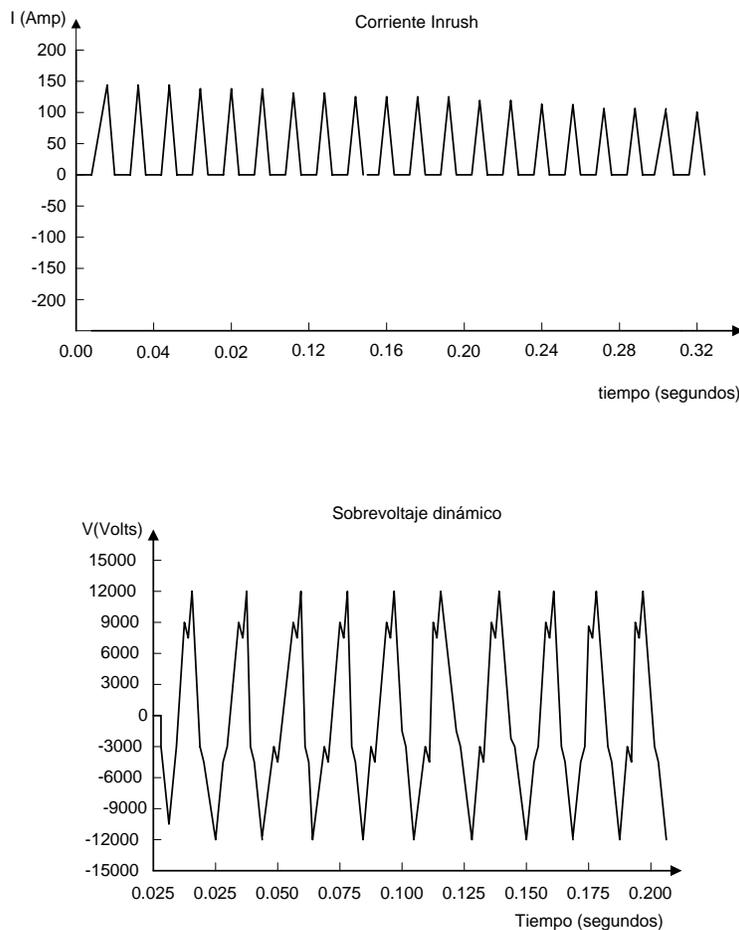


Figura 2.2. Sobrevoltaje dinámico durante el energizado de un transformador.

La disminución de la corriente inrush varia con el tiempo dependiendo de la resistencia del devanado primario. Para los grandes transformadores la corriente inrush puede durar varios segundos a causa de la baja resistencia de los devanados. La corriente inrush contiene armónicas pares e impares con la 2<sup>a</sup> armónica dominante, pero como no es una excitación continua, no representa un problema armónico. [26,27,46].

### 2.2.1.3. Conexiones del neutro del transformador.

Las armónicas triples o múltiplos impares de la tercera armónica son un importante problema para el sistema con una conexión estrella aterrizada con una corriente fluyendo por el neutro. En este tipo de conexiones se presentan dos problemas típicos, que son, [17,26,27,29,43]:

- a). Sobrecarga del neutro.
- b). Interferencias en líneas telefónicas.

Para un sistema perfectamente balanceado, con cargas monofásicas, como el que se ilustran en la figura 2.3, la componente fundamental y la componente de la tercera armónica están presentes. Sumando las corrientes en el nodo N (neutro), la corriente de la componente fundamental en el neutro puede ser cero, pero la componente de la tercera armónica se da en tres tiempos de la corriente de tercer armónico de la corriente de fase, ya que coinciden en tiempo y fase.

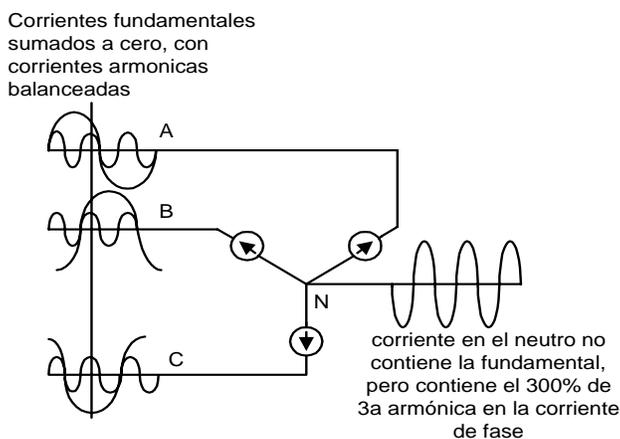


Figura 2.3. Alta corriente en el neutro en circuitos alimentando cargas monofásicas no lineales.

Las conexiones de los devanados de un transformador tienen un impacto significativo en los flujos de corrientes de tercera armónica para cargas monofásicas no lineales.[17,26,27].

Usando devanados en conexión estrella-tierra en ambos lados de los transformadores, permite balancear las armónicas triples para un flujo desde el sistema de bajo voltaje hasta el sistema de alto voltaje.[ 26,27].

En el caso de las industrias, generalmente no se tienen transformadores de gran capacidad, por lo tanto se considera a la conexión del neutro de los mismos como una fuente de armónicos insignificante para el análisis de la calidad de la energía.[ 26,27,43].

#### 2.2.1.4. Distribución de la fuerza magnetomotriz (fmm) en máquinas rotatorias de C.A.

Un motor de inducción requiere de una corriente de excitación (que contiene 3<sup>a</sup> armónica) del sistema para establecer un campo magnético en su núcleo, que será requerido para hacer girar el rotor de la máquina, debido a que la curva de saturación de los motores es mas lineal que la de los transformadores, así las armónicas generadas son menores. En la figura 2.4 se muestra una curva de saturación de un motor. [17,27,34,43].

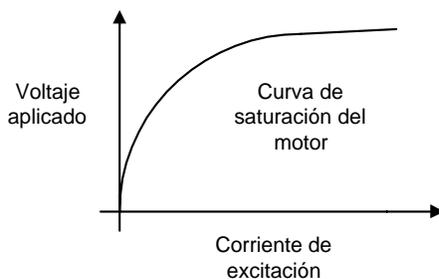


Figura 2.4. Curva típica de saturación de un motor.

Dependiendo del tipo de devanado del motor será la influencia de la generación de armónicas. Los devanados típicos del motor tienen 5 o 7 ranuras por polo, por lo tanto producen corrientes con la 5<sup>a</sup> y 7<sup>a</sup> armónica. [27,34].

Los armónicos también pueden generarse como resultado de la asimetría eléctrica que se presenta cuando se tiene un desbalance eléctrico en los devanados, los devanados del estator tienden a balancearse tal que la fuente de voltaje producirá un campo de rotación puro que viaja a la velocidad de la frecuencia fundamental. [27,34].

Las armónicas que se producen por los motores bajo condiciones de operación, no son significativas en comparación con la producción armónica total del sistema de potencia, es decir que es muy raro que una frecuencia armónica de un motor de gran capacidad llegue a excitar a un circuito resonante del sistema de potencia. [27,34].

### 2.2.1.5 Los hornos de arco eléctrico

Los hornos de arco eléctrico se usan para fundir y refinar metales, principalmente el hierro en la producción de acero, a través de la reducción del metal desde un óxido o del sulfuro. En ambos casos, el horno de arco se usa para aplicar la mayor energía a través de una corriente muy grande.[17,26,27,29,34].

Existen dos tipos básicos de hornos de arco, en la producción del acero,[26,27,29,32,34]:

- a) Horno de arco de c.a.
- b) Horno de arco de c.d.

#### 2.2.1.5.1. Horno de arco eléctrico de c.a.

En la figura 2.5 se muestra un horno de c.a simplificado en que solamente se representa una fase. Normalmente los hornos de arco eléctrico son unidades trifásicas. El voltaje típico aplicado se encuentra en el rango de 1 a 25 kV, este voltaje se desarrolla en un transformador que está diseñado para resistir altas pulsaciones de corriente. El recipiente puede retener 10 a 100 toneladas o más y el arco eléctrico tiene una potencia de entre 2 a 20 MVA. La corriente nominal del electrodo es de 1 a 4 kA, pero momentáneamente las corrientes son muy grandes, debido al alto arranque del horno,[17,27,34,43].

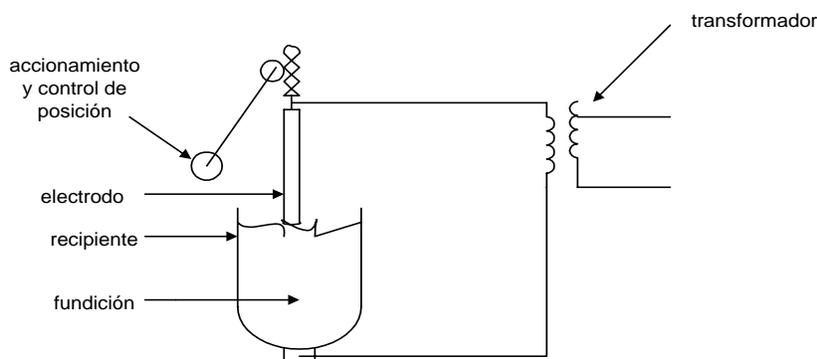


Figura 2.5. Horno de arco simplificado.

Desde el punto de vista de la forma de onda del lado de alta corriente del transformador, una observación es la fluctuación rápida y cambios erráticos en las magnitudes de la forma de onda, la alta frecuencia esta asociada con el cambio rápido de la corriente desde cero a un valor pico.

### 2.2.1.5.1 Horno de arco eléctrico de c.d.

El horno de arco eléctrico se usa cada vez más debido a su alta eficiencia y perfeccionamiento de las características de control. La figura 2.6, muestra un horno típico de C.D. El área de los efectos de los dispositivos, son usados en el circuito del electrodo, para censar la corriente y medir directamente el voltaje usado en el electrodo. Estas señales son usadas para accionar los controles de posición del electrodo como fuente de la señal de la compuerta en la conmutación forzada de la fuente de rectificación. La fuente del rectificado puede ser de 6 o 12 pulsos, el de 12 pulsos se requiere para hornos de gran potencia.[27].

Los circuitos de control de la compuerta del tiristor (SCR) del rectificador, ofrece atractivas ventajas sobre el control de la potencia reactiva de la fuente. También hay una considerable ventaja en el impacto de las armónicos del horno de C.D, que están concentrados en armónicos  $(6n \pm 1)\omega_0$ ,  $n = 0, 1, 2, \dots$  y el filtrado es más efectivo y de menor costo.[27,43].

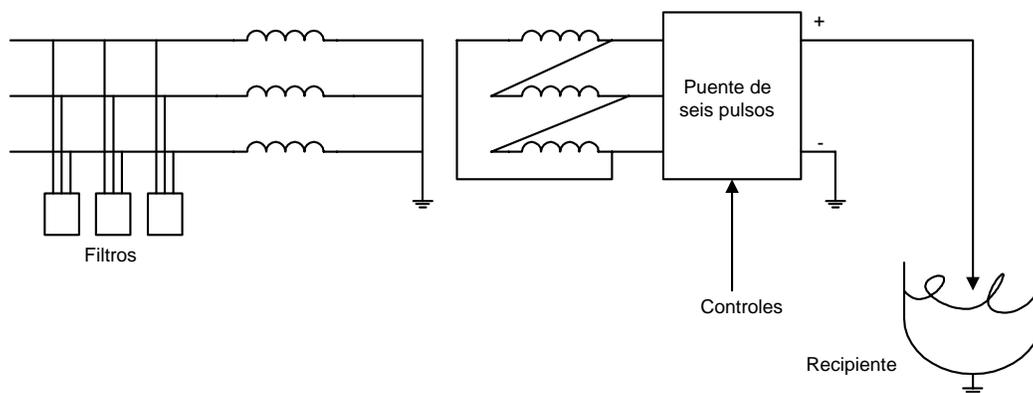


Figura 2.6. Configuración de un horno de C.D.

### 2.2.1.6. Hornos de inducción.

Los hornos de inducción se utilizan en la industria de manufactura. Este horno consiste en un rectificador e inversor, el cual controla la frecuencia de alimentación de una bobina. De esta manera la bobina mediante inducción calienta las piezas metálicas (como si fuera el núcleo de la bobina) las cuales alcanzan temperaturas muy altas y después pasan a ser moldeadas.[34,43].

La figura 2.7 muestra el contenido armónico durante la operación del horno de inducción.

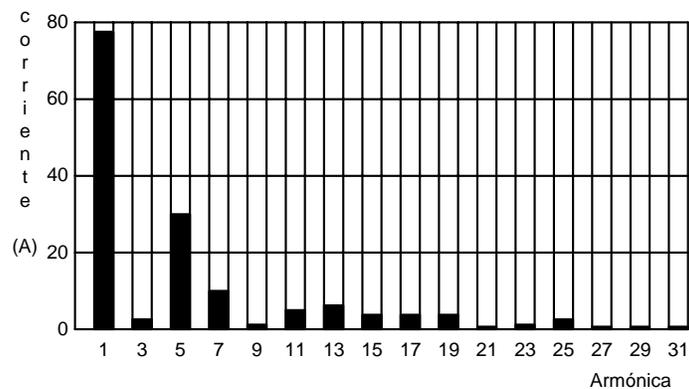


Figura 2.7. Contenido armónico de la corriente en un horno de inducción.

### 2.2.1.7. Lámparas fluorescentes

El alumbrado fluorescente, es una forma de alumbrado eléctrico que es muy usual en los comercios y en los edificios residenciales, debido a su gran eficiencia, de esta manera un gran porcentaje de la energía eléctrica que entra a la lámpara sale en forma de iluminación, estos tipos de lámparas no son fuente de alta intensidad luminosa, pero con la ayuda de otros elementos de tipo comercial ayudan a la lámpara a superar esta dificultad. La ventaja de alta eficiencia es un recurso que se aplica en lugares en donde el costo de la energía eléctrica es muy elevado. En estos lugares las principales ventajas de la lámpara fluorescente son,[11,17,26,27,34,43]:

- a) Larga vida útil de la lámpara
- b) El carácter frío de la luz que emite (no tiene mucho calentamiento).

La figura 2.8 muestra un circuito típico de aplicación de la lámpara fluorescente monofásica, pero las aplicaciones no son limitadas para alimentación monofásica, también se puede aplicar a una alimentación trifásica, como se muestra en la figura 2.9.

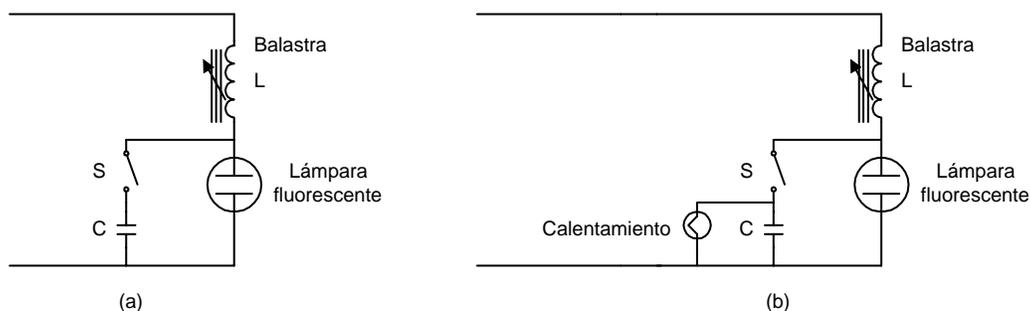


Figura 2.8. Conexión monofásica de una lámpara fluorescente.

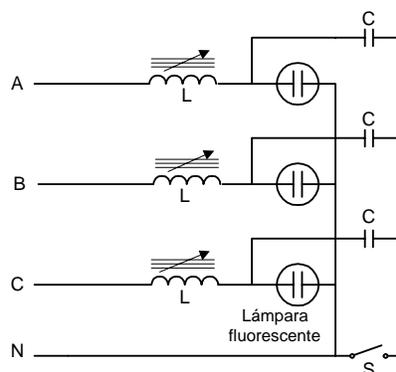


Figura 2.9. Conexión trifásica de lámparas fluorescentes.

La amplitud típica de las corrientes armónicas en circuitos monofásicos de lámparas fluorescente, se muestran en la tabla 2-1.

Armónico	Amplitud	Armónico	Amplitud
1	1.00	6	0.01
2	0.04	7	0.05
3	0.20	8	0.00
4	0.01	9	0.06
5	0.10	10	0.00

Tabla 2-1. Corrientes armónicas en circuitos de lámparas fluorescentes.

El desarrollo mas importante en la tecnología de las lámparas fluorescentes en los últimos años, es el diseño y manufactura de lámparas compactas y balastos electrónicos.[11,27].

El balastro electrónico convierte la frecuencia de la alimentación de 50 o 60 Hz a una frecuencia de 45 kHz. que se le aplica a la lámpara para poder operar.[11,27].

El balastro electrónico, tiene un gran impacto de alta armónica en los sistemas de distribución comparado con las lámparas fluorescentes convencionales. Un balastro electrónico, es esencialmente un rectificador de onda completa monofásico y en varios de sus diseños la THD de la corriente excede el 100%. Los balastos electrónicos son fuentes de la corriente con la tercera armónica la cual excede la componente fundamental.[11,27].

#### 2.2.1.8. Los cargadores de batería.

Un cargador de batería, es esencialmente un rectificador con una batería conectada, como se muestra en la figura 2.10. La batería se carga en un rango controlado por un dispositivo colocado para limitar la corriente en un punto P. Esta limitación de corriente puede ser por medio de un transistor PNP con su emisor conectado a la terminal positiva del rectificador y el colector a la terminal positiva de la batería. La base del transistor se controla, para controlar el flujo de corriente que pasa por la batería.[17,27,36].

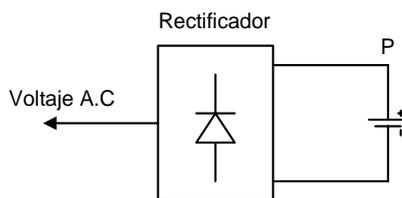


Figura 2.10. Cargador de batería.

En este circuito se puede ver que si el voltaje de c.a es bajo, la batería no se puede cargar, debido a la baja regulación del voltaje, que ocasiona que los diodos del rectificador que siempre estén hacia una sola preferencia. La fuente de voltaje es:

$$\sqrt{2}V_{ca} > V_{cd} \quad (2.1)$$

donde  $V_{ca}$  es la fuente de voltaje en r.m.s y  $V_{cd}$  es el voltaje de la batería. Los problemas por bajo voltaje de regulación, se presentan en el lado de C.A, si la ecuación 2.1 no se mantiene.

### 2.2.1.9. Compensador estático de VAR's.

El compensador controla el voltaje por el ajuste de la cantidad de potencia reactiva suministrada o absorbida del sistema. El compensador usa reactores y capacitores controlados con tiristores. Lo cual puede cambiar rápidamente la dirección y magnitud en medio ciclo cuando mucho, en respuesta a la necesidad de la carga.[17,27,34,43].

Los compensadores estáticos de VAR's, tienen dos aplicaciones generales:

- a) En cargas industriales que varían rápida y significativamente, tales como los hornos eléctricos, en este caso se usa para suministrar potencia reactiva local a la carga.[27,43].
- b) En los sistemas eléctricos de potencia, donde se requiere que un compensador estático de VAR's opere continuamente para regular el voltaje y mejorar la capacidad de transferencia de potencia a través del sistema de transmisión. Además puede entrar en operación inmediatamente después de una falla para mantener la estabilidad, suministrando potencia reactiva y tener un mejor soporte de voltaje.[27,43].

Existen diversos diseños de compensadores estáticos de VAR's y variaciones. El diseño más común consiste de capacitores en derivación con un reactor controlado por tiristores conectado en paralelo, como se muestra en la figura 2.11.[27,43].

El propósito del compensador estático de VAR's, es suministrar continuamente potencia reactiva requerida por el horno. Estos reactivos son suministrados por los capacitores fijos en los filtros del compensador.

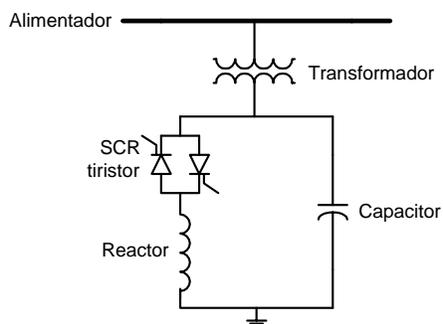


Figura 2.11. Configuración típica de un compensador estático de VAR's.

La aplicación industrial de los compensadores estáticos de VAR's, es principalmente en la industria siderúrgica, donde se tienen hornos de arco eléctrico, como se muestra en la figura 2.12. [27,34,43].

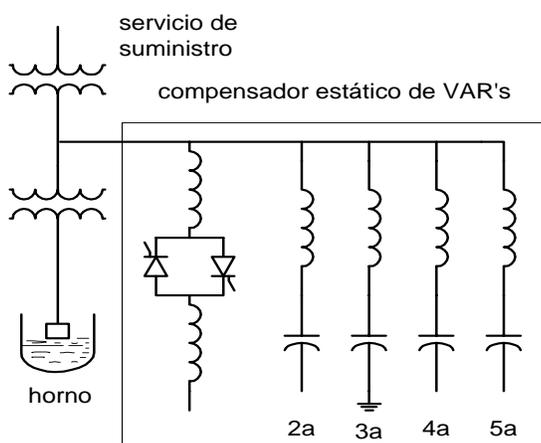


Figura 2.12. Compensador estático de VAR's en una aplicación industrial como es el horno de arco eléctrico.

Una de las desventajas del compensador estático de VAR's, es que producen armónicas debido al control de fase de los tiristores, estas armónicas son características de un convertidor estático. En el caso de la figura 2.12, debido a que el reactor es controlado por tiristores que tiene una configuración de un convertidor de seis pulsos, se generan la tercera, quinta y séptima armónicas, que se suman a las armónicas pares e impares del horno de arco. [27,34,43].

### 2.2.1.10. Los convertidores.

Las corrientes con contenido armónico también son producidos por convertidores estáticos de potencia, las cuales requieren de una información precisa de las formas de ondas de c.a en las terminales del convertidor, la configuración del convertidor, el tipo de control, la impedancia del sistema de c.a y los parámetros del circuito de c.d.[11,14,17,26,27,29,32,34,43].

Los convertidores tienen cuatro diferentes principios de control, que se utilizan para disparar un dispositivo electrónico de potencia para dar comienzo la conmutación, estos principios son[29]:

- (a) Ángulo de fase constante, control producido consecutivamente por el disparo de un dispositivo electrónico espaciado igualmente con referencia a sus respectivos voltajes de conmutación.
- (b) Disparo equidistante control producido por disparos consecutivos con iguales intervalos de la frecuencia de alimentación.
- (c) Modulación del ángulo de fase, control producido por disparos con variación de tiempo, fase-modulación.
- (d) Ciclo integral, control seleccionado como número entero de ciclo completo o medio ciclo de la frecuencia de alimentación.

El control del ángulo de fase es la técnica más usada para el control de los equipos en los sistemas industriales. Se utiliza para conmutación natural de convertidores estáticos y reguladores de voltaje de c.a.[29].

Los convertidores pueden ser rectificadores o inversores, los cuales pueden ser agrupados en cuatro grandes grupos con diferentes comportamientos de los armónicos,[26,29,43]:

- (a) Convertidores de potencia grande.
- (b) Convertidores de mediano tamaño.
- (c) Convertidores en baja potencia.
- (d) Convertidores monofásicos y trifásicos.

#### **2.2.1.10.1. Convertidores de pequeña potencia.**

Generalmente estos tipos de convertidores se usan en los circuitos de control para máquinas herramientas y circuitos para equipos de sonido, televisión, videocaseteras y computadoras.

Los convertidores de potencia pequeña pueden ser de dos tipos[22,29,34,43]:

- a) Rectificadores de onda completa.
- b) Rectificadores de media onda.

##### **2.2.1.10.1.1 Rectificadores de onda completa**

Este tipo de convertidores se utiliza en equipos electrónicos, generalmente monofásicos, como el que se muestra en la figura 2.13.[23,24,33,43].

Las armónicas generadas por el convertidor de onda completa monofásico, se obtiene utilizando la siguiente expresión general:

$$h = kq \pm 1$$

Donde:

h = es el orden del armónico

k = es un número entero, 1,2,3,...

q = número de pulsos del circuito.

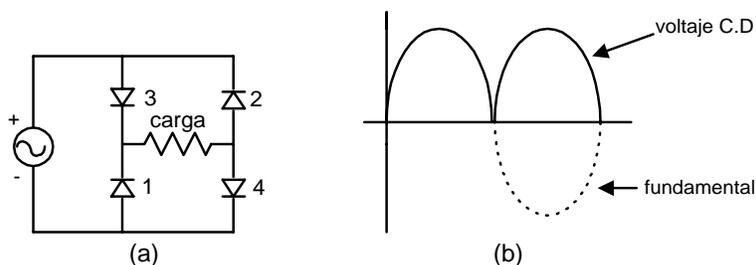


Figura 2.13. Convertidor de baja potencia: (a) rectificador de onda completa monofásico, (b) voltaje rectificado de onda completa.

El rectificador monofásico de onda completa esta compuesto por cuatro diodos, los cuales en la etapa de rectificación, únicamente conducen un par de ellos, por esta razón se les llama de dos pulsos. El rectificador monofásico genera todas las armónicas impares, con la tercera armónica dominante ( $3^a$ ,  $5^a$ ,  $7^a$ ,  $9^a$ ,  $11^a$ ,  $13^a$ ), incluyendo los múltiplos de tres.[22,23,26,29,33,34,37,43].

#### 2.2.1.10.1.2 Rectificadores de media onda

Este tipo de rectificadores se utilizan en algunos equipos como televisores antiguos y en controladores de la intensidad de luz, esto se logra reduciendo el voltaje aplicado a la lámpara con el retardo en el encendido de un tiristor en el rectificador. El rectificador de media onda es un circuito de un pulso, ya que únicamente cuenta con un diodo en conducción en su etapa de rectificación, tal como se muestra en la figura 2.14. [22,23,26,29,33,34,37,43].

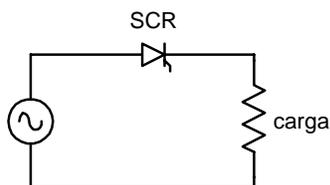


Figura 2.14. Rectificador de media onda o circuito de un pulso.

El rectificador monofásico de media onda producen armónicas dadas por:

$$h = kq \pm 1$$

Donde:

$h$  = el orden armónico.

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

$q$  = número de pulsos del circuito.

Como el circuito de media onda, es un circuito de un pulso, las armónicas incluyen a la componente cero (c.d), la segunda, tercera, cuarta, quinta, sexta,.... Así la corriente que demanda el rectificador de media onda incluye armónicas pares y la componente de c.d. La componente de c.d y las armónicas pares generan ruido en la línea de c.a que puede saturar los núcleos magnéticos de los transformadores[22,23,26,33,43].

Los rectificadores de media onda son generalmente de baja capacidad y cuando alimentan cargas esporádicas, no ocasionan serios problemas de armónicos, sin embargo cuando se tienen diversos equipos de televisores y computadoras que están conectados a un mismo alimentador y son usados al mismo tiempo durante horas, pueden ocasionar problemas de distorsión armónica en los sistemas eléctricos de potencia, sobre todo durante los períodos picos de programación televisiva. [22,23,24,26,33,43].

#### **2.2.1.10.2. Convertidores de mediana potencia.**

Actualmente la mayoría de las plantas industriales, han empezado a modernizar sus instalaciones, entre estas se encuentra el control y automatización de los procesos industriales, aplicando electrónica de potencia. Muchos de estos procesos utilizan uno o varios motores eléctricos de c.a o c.d. Se han aplicado controladores de velocidad a base de convertidores estáticos de potencia los cuales proveen mayor eficiencia, un mejor control de la velocidad de los motores y menor costo de mantenimiento que otros tipos de controladores de velocidad[17,23,24,25,29].

El uso de estos convertidores estáticos de mediana capacidad, son utilizados en controladores de velocidad de motores de c.a y de c.d[21,24,26,29,33,43].

### 2.2.1.10.2.1 Controladores de motores de c.d.

Los motores de c.d se usan en las industrias para muchas aplicaciones, especialmente donde la carga del motor requiere de un alto par[23,24,25,33,37,38,39,43]. Estos motores operan a baja velocidad relativa y se aplican, en:

- a) Laminadoras,
- b) Grúas,
- c) Perforadoras,
- d) Propulsores de barco,
- e) Locomotoras eléctricas.

En todas las aplicaciones del motor de c.d, la velocidad es muy importante y se puede controlar utilizando dos métodos, que son:

- a) Control de armadura.
- b) Control de campo.

Para controlar la velocidad de los motores de c.d, se utiliza un controlador como el que se muestra en la figura 2.15, que representa un circuito típico de un rectificador estático de 6 pulsos, que alimenta voltaje de c.d a la armadura del motor.[23,24,25,29,33,37,38,39,43].

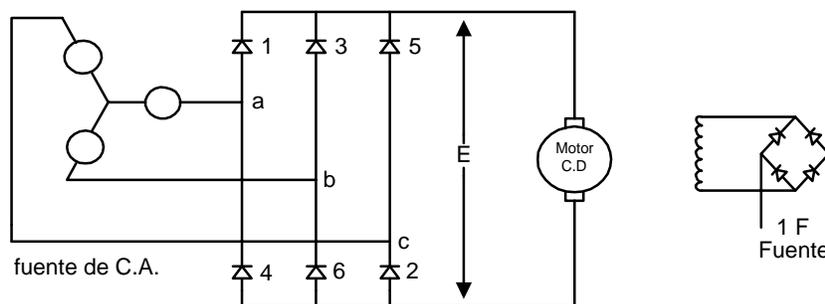


Figura. 2.15. Rectificador estático de seis pulsos que suministra voltaje de C.D. a la armadura del motor.

Una de las desventajas de los controladores de motores de c.d, es que estos generan corrientes armónicas, que son las mismas que las generadas por el convertidor estático de seis pulsos. La 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup> y 13<sup>a</sup> armónica predominan en las corrientes alternas del sistema.

### 2.2.1.10.2 Controladores de motores de c.a.

Estos controladores también son utilizados en la industria, ya que con frecuencia se encuentran motores de inducción trifásicos en los procesos industriales. Estos motores se requieren en aplicaciones de alta velocidad, tales como,[22,43]:

- a) Bombas,
- c) Ventiladores,
- d) Compresores.

Los motores de inducción típicamente operan a velocidades de 1200, 1800, 3600 rpm y mayores y son más robustos, económicos y de menor mantenimiento comparados con los de c.d.

La velocidad de un motor de c.a, puede ser controlada por el ajuste de voltaje y ajuste de la frecuencia, esto se puede realizar con un controlador de c.a, de voltaje ajustable y frecuencia ajustable. El controlador básicamente esta compuesto por un rectificador, un inversor, un reactor de amortiguamiento y un filtro, estos últimos incluidos en el enlace de c.d. En la figura 2.16, se muestra un controlador trifásico de seis pulsos.[23,24,25,29,33,37,38,39,43].

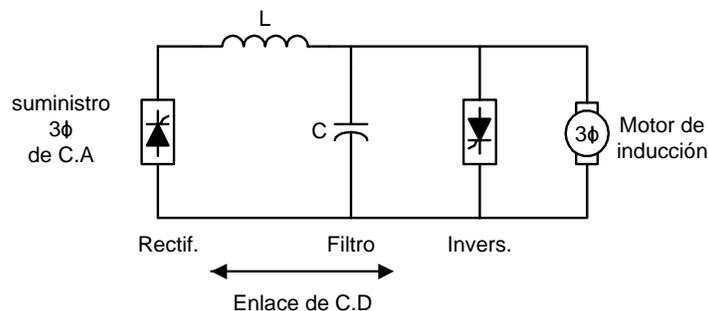


Figura 2.16. Arreglo típico de un controlador de c.a, voltaje ajustable, frecuencia ajustable.

El voltaje ajustable lo suministra el rectificador, mientras la frecuencia ajustable se logra con el inversor, como el que se muestra en la figura 2.17. El inversor es capaz de generar su propia frecuencia, porque que es un inversor de conmutación forzada.[29,33,37,38,39,43].

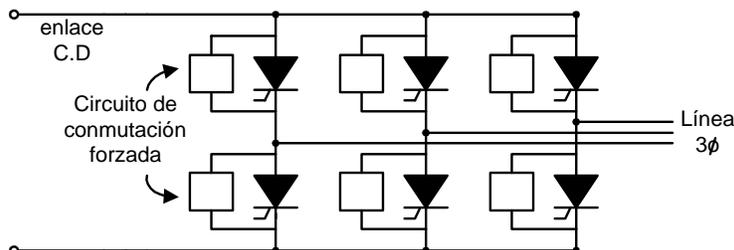


Figura 2.17. Frecuencia ajustable suministrada por un inversor de conmutación forzada.

### 2.2.1.10.2.3 Inversores de conmutación forzada.

En una conmutación forzada los tiristores son arreglados en un circuito tipo puente trifásico convencional, pero cada tiristor esta rodeado de un arreglo de capacitores, inductores, diodos y tiristores auxiliares. El propósito de estos diodos es forzar a que ciertos tiristores conduzcan y otros no, antes de que ellos lo hicieran normalmente. El principio de la conmutación forzada se ilustra en la figura 2.18, [29,33,43].

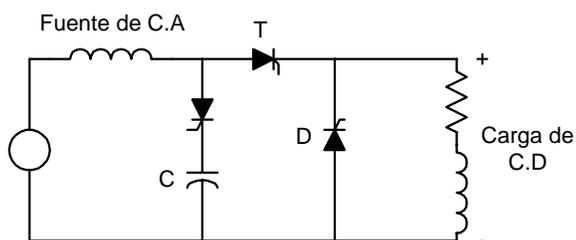


Figura 2.18. Arreglo típico de un circuito monofásico de conmutación forzada.

El inversor de conmutación forzada no requiere una fuente de alterna para conmutar esto se usa en controladores para motores de inducción. La frecuencia de salida del inversor de conmutación forzada se ajusta por el control de frecuencia al cual los pulsos de encendido son aplicados a las compuertas de varios tiristores. Cambiando la frecuencia del inversor se cambia

también la velocidad del motor, ya que la frecuencia se relaciona con la velocidad síncrona de un motor de corriente alterna.[33,37,38,339].

Estos controladores se considera que generan armónicas similares al rectificador de seis pulsos y esas armónicas pueden ser: 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup> y 13<sup>a</sup> y las armónicas de mayor orden, incluyendo todas las armónicas impares, excepto los múltiplos de tres.

#### 2.2.1.10.2.4. Controladores inversores alimentados con corriente.

El inversor alimentado con corriente, como el que se muestra en la figura 2.19, es otro tipo de controlador de velocidad para motores de c.a, similar al controlador inversor alimentado con voltaje, consiste de un rectificador e inversor conectados con un enlace de c.d. Es naturalmente conmutado (no forzada) por el motor que este controla. También se le llama como controlador inversor conmutado por la carga (LCI).[33,37,38,39,43].

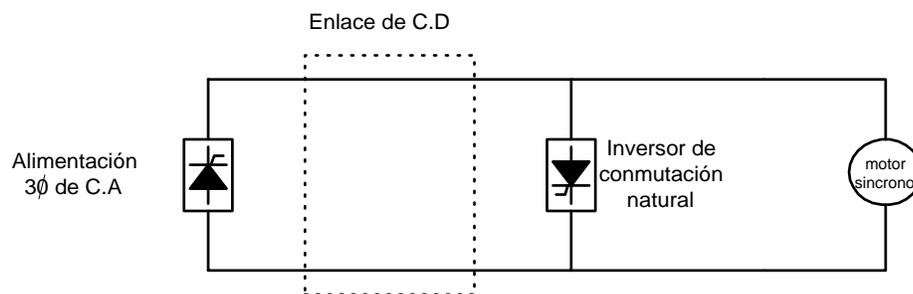


Figura 2.19. Inversor conmutado por la carga o alimentado con corriente para controlar la velocidad del motor de C.A.

Por su conmutación natural, el controlador LCI sólo puede ser usado con un motor síncrono. El LCI es muy eficiente, porque no cuenta con un circuito adicional para la conmutación forzada. Es disponible para controlar motores de c.a de gran capacidad, tales como bombas y ventiladores de plantas generadoras o de empresas manufactureras.[26,27,43].

Al igual que el controlador anterior, este genera la 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup> y 13<sup>a</sup> armónicas, además las de mayor orden y todas las impares, excepto los múltiplos de tres.

### 2.2.1.10.2.5. Controlador inversor por modulación de ancho de pulso (PWM).

El PWM mostrado en la figura 2.20, es otro controlador que está siendo ampliamente utilizado en la industria. Es un controlador con enlace de c.d que usa un rectificador y un inversor de conmutación forzada para controlar la velocidad de un motor de inducción. [26,27,33,37,38,39,43].

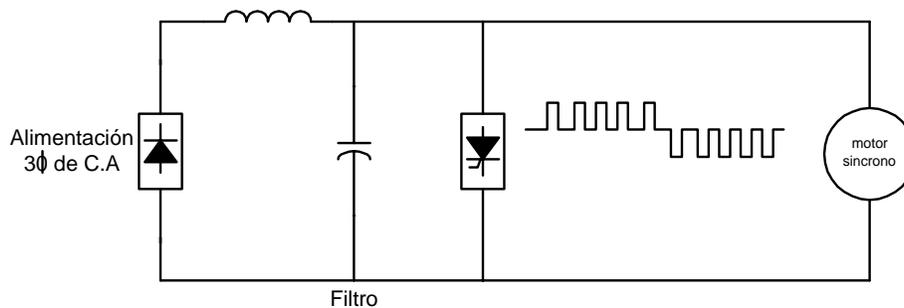


Figura 2.20. Controlador típico de modulación de ancho de pulso (PWM).

El PWM es un controlador de voltaje-frecuencia ajustables, sin embargo en este controlador el ajuste del voltaje y la frecuencia se realiza en la sección inversora por conmutación forzada. [33,37,38,39,43].

Estos dispositivos son considerados como rectificadores de 6 pulsos y generan las mismas armónicas que el rectificador de 6 pulsos. Las corrientes de línea de alterna son compuestas predominantemente con la 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup> y 13<sup>a</sup> y armónicas de orden mayor, esto es todas las impares excepto los múltiplos de tres.

### 2.2.1.10.2.6. Cicloconvertidores.

El cicloconvertidor es un dispositivo que convierte la potencia de c.a de una frecuencia (60 Hz) a potencia de c.a de una frecuencia menor. El circuito de este cicloconvertidor se muestra en la figura 2.21.[33,37,38,39,43].

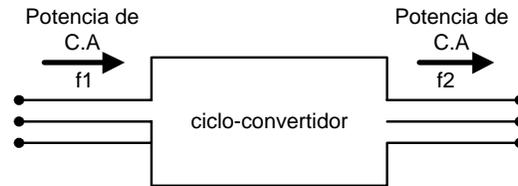


Figura 2.21. Representación de un cicloconvertidor.

En la figura 2.22, cada fase contiene dos grupos de tiristores arreglados con polaridad opuesta. En un cicloconvertidor trifásico de tres pulsos, cada uno de los seis grupos consiste de tres tiristores, para un total de 18 tiristores. Similarmente un cicloconvertidor trifásico de seis pulsos contiene 12 grupos de tiristores para un total de 36 tiristores.[33,43].

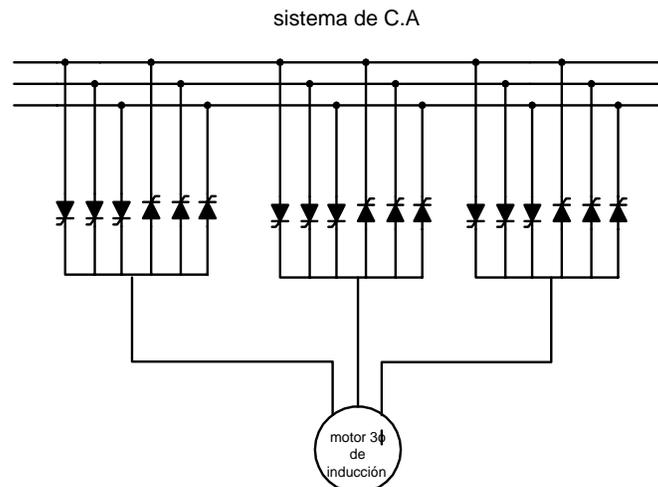


Figura 2.22. Circuito simplificado del cicloconvertidor.

Para cambiar la velocidad de un motor de inducción mientras desarrolla el par nominal, el cicloconvertidor ajusta el voltaje en proporción a la frecuencia, esto hace que cambie la velocidad del motor mientras se mantiene un flujo constante en la máquina.[33,37,38,43].

Las corrientes armónicas generadas por cicloconvertidores son bastante diferentes de los que genera el rectificador de 6 pulsos. Las frecuencias características generadas por un cicloconvertidor siguen la siguiente expresión:

$$f_h = f_i (k_1 q \pm 1) \pm 6k_2 f_0$$

Donde:

$f_h$  = frecuencia armónica de la corriente de línea (c.a) en Hz

$f_i$  = frecuencia de entrada (c.a) al cicloconvertidor en Hz

$q$  = número de pulsos del cicloconvertidor

$f_0$  = frecuencia de salida del cicloconvertidor en Hz

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

El primer termino de esta expresión especifica las armónicas de un convertidor estático convencional.

El segundo termino representa la banda lateral de cada armónica dominante. Las corrientes asociadas con la banda lateral de frecuencias son relativamente pequeñas y no causan problemas a menos que ocurra una resonancia a esa frecuencia.

### **2.2.1.10.3. Convertidores de potencia de gran capacidad.**

Los convertidores estáticos de potencia, son una fuente significativa de armónicas en los sistemas eléctricos de potencia, los convertidores son del orden de los MW e incluyen las estaciones convertidoras de transmisión de corriente directa en alta tensión, grandes rectificadores utilizados en las industrias electroquímica y electrometalúrgica y controladores de velocidad de motores de gran capacidad usados en una gran variedad de aplicaciones industriales.[29,43].

#### **2.2.1.10.3.1. Rectificadores eléctricos y metalúrgicos.**

La aplicación de este tipo de controladores de gran potencia tiene su origen en las industrias electroquímicas y electrometalúrgicas. Los rectificadores son usados para reducir el aluminio, refinamiento del cobre, producción química y otros procesos industriales.[29.43].

En la aplicación de convertidores estáticos, las industrias electroquímicas utilizan configuraciones de mayores pulsos para limitar la inyección de corrientes armónicas al sistema de potencia. Por ejemplo un arreglo de 24 pulsos, como lo muestra la figura 2.23 utiliza cuatro

transformadores convertidores, operando con un desfaseamiento de  $15^\circ$  uno del otro. Cada transformador alimenta a un puente rectificador de 6 pulsos.

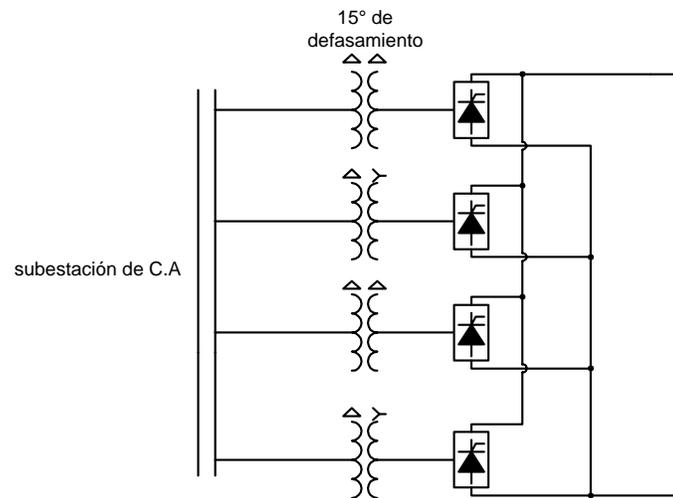


Figura 2.23. Rectificador típico de 24 pulsos que utiliza cuatro transformadores.

La corriente que fluye por cada rectificador de 6 pulsos tiene una forma de onda con aproximadamente 20% de corriente de quinta armónica, estas corrientes son desfasadas por  $15^\circ$  en cada rectificador de 6 pulsos, así que la corriente total demandada por el rectificador de 24 pulsos, esta muy cerca de una onda senoidal. La corriente de quinta armónica es típicamente reducida alrededor del 2%. En algunos otros procesos más grandes se usan arreglos de 24, 36 o 48 pulsos para una efectiva mitigación de armónicas, esta técnica se le denomina “multifaseo”. [27,33,43].

### 2.2.1.10.3.2. Controladores de motores de c.d de gran capacidad.

Otra de las aplicaciones de los convertidores de potencia de gran capacidad son los controladores de velocidad de motores grandes de c.d, como se muestra en la figura 2.24. Estos motores de c.d son ampliamente utilizados en maquinarias pesadas, ya que proveen un alto par a la carga sobre un amplio rango de velocidades, la potencia de estos motores pueden llegar hasta 6000 h.p [29,33,43].

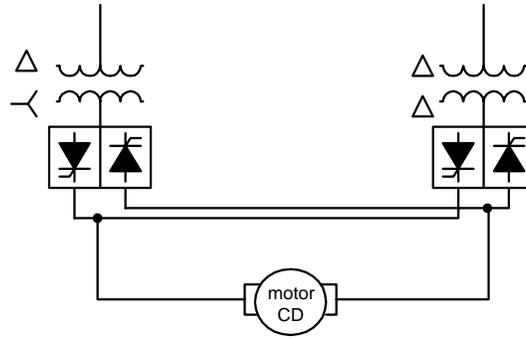


Figura 2.24. Convertidores de potencia usados como controladores de velocidad para grandes motores.

El controlador consiste de un rectificador estático típico de 12 pulsos que suministra un voltaje ajustable a la armadura del motor. La velocidad del motor se incrementa o disminuye con el ajuste del voltaje en la armadura.[29,33,43].

Estos arreglos ayudan a limitar las armónicas de menor orden, especialmente la quinta y séptima, lo cual de otra manera tendrían grandes magnitudes.[29,33,43].

## **CAPITULO 3.**

### **EL MODELADO DE LAS PRINCIPALES CARGAS PRODUCTORAS DE ARMÓNICAS Y SU EFECTO EN LOS ESTUDIOS.**

#### **3.1. INTRODUCCIÓN.**

Una posible definición de la calidad de la energía, esta relacionado directamente con el concepto y la operación de la carga. A menudo las grandes cargas industriales son las únicas que se consideraban para los estudios de flujos de armónicos, pero actualmente se incluyen todos los tipos de cargas, pequeñas, medianas, grandes, lineales y no lineales[1,3,5]. Para el estudio de flujos de armónicos y de sensibilidad de los parámetros de las cargas, para la cual se utilizan modelos de las cargas involucradas en los estudios. Un modelo de carga expresa las características de la carga en cualquier instante de tiempo como una función algebraica de la magnitud del voltaje y la frecuencia en un instante dado, sin considerar el efecto de los armónicos existentes en el sistema eléctrico. En los últimos años se han desarrollado modelos de cargas en el cual se considera el efecto de los armónicos. Esto se debe al incremento de cargas no lineales en las instalaciones de los consumidores que incrementan la sensibilidad de lo modernos equipos electrónicos debido a la presencia de armónicos en la red[1,3,5].

Los modelos de las cargas se pueden clasificar en pasivos y activos. Los elementos pasivos son sólo impedancias, los elementos activos incluyen además de la impedancia, una fuente de corriente o voltaje.

Los modelos pasivos se clasifican como modelos lineales, debido a que la corriente en las terminales del elemento depende linealmente del voltaje de alimentación. Los modelos activos se

clasifican como modelos no lineales, donde la inyección de corriente depende de los voltajes terminales, y éstos a su vez dependen de la fuente activa del elemento[2,3].

La estructura de los modelos armónicos de carga de elementos pasivos es similar a la de los modelos para la frecuencia fundamental. Los modelos activos que son las fuentes de armónicas se representan a través de circuitos equivalentes Norton, donde la fuente de corriente modela la inyección de armónicas al circuito[1,2,3].

### 3.2. TÉCNICAS PARA EL MODELADO DE CARGAS.

Las técnicas para el modelado de cargas se clasifican como métodos en [1,2,3,4,5]:

- a) El dominio del tiempo
- b) El dominio de la frecuencia

En los dos casos, la impedancia de la carga se describe por una función de transferencia entre el voltaje y la corriente de la carga, como se muestra en la figura 3.1. La ecuación que relaciona el voltaje y la corriente de la carga a través de la función de transferencia, es la admitancia de la carga.

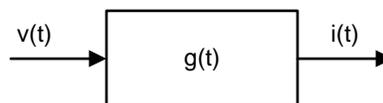


Figura 3.1. Función de transferencia.

La ecuación que relaciona el voltaje y la corriente de la carga a través de la función de transferencia, es la admitancia de la carga.

$$i(t) = g(t)v(t) \quad (3.1)$$

Donde  $i(t)$  es la corriente,  $v(t)$  es el voltaje y  $g(t)$  es la admitancia de la carga.

Con el voltaje y la corriente de la carga, se obtiene una función de transferencia que puede ser descrita parametricamente o no parametricamente.

### **3.2.1. Técnica de modelado en el dominio del tiempo.**

Este generalmente vincula la construcción de modelos con ecuaciones diferenciales de los procesos y la solución de estas ecuaciones. Estas ecuaciones diferenciales pueden ser de orden  $n$ . Se usa para obtener la solución de modelos complicados utilizando datos reales (en este caso las mediciones de  $v(t)$  e  $i(t)$ ). Y pueden ser procesadas para dar un espectro aplicado una FFT (Transformada Rápida de Fourier), dando como resultado una grafica de voltaje, corriente o algunos de los parámetros del modelo de carga.

El método del modelado en el dominio del tiempo es muy ventajoso para evaluar las variaciones en el tiempo de los parámetros de la carga en la misma función de transferencia y no esta limitada para un solo tipo de carga[1,2,18].

Para el desarrollo de este trabajo se considera esta técnica, ya que facilita obtener los datos directos del equipo de medición, debido a que los equipos de medición aplican directamente una FFT (Transformada Rápida de Fourier) al espectro de voltaje y corriente, lo cual es ventajoso, evitando así integrar una subrutina de FFT (Transformada Rápida de Fourier) al programa principal[18,35,36].

### **3.2.2. Técnica de modelado en el dominio de la frecuencia.**

El uso de los modelos en el *dominio de la frecuencia* que usa la transformada o series de Fourier en orden para hacer el modelo con ecuaciones algebraicas. Las ecuaciones algebraicas se resuelven y los resultados que se obtienen se les aplica la transformada inversa para obtener el resultado en el dominio del tiempo[1,18,35,36].

### 3.3. EL MODELADO DE CARGAS EN UN SISTEMA ELÉCTRICO INDUSTRIAL.

#### 3.3.1. Conceptos básicos del modelado de cargas.

Una de las grandes dificultades asociadas con la evaluación de propagación de armónicos en los sistemas industriales es el modelado de las cargas del sistema. A pesar de que son de pequeñas potencias individuales de diferentes cargas, que en gran cantidad son significantes y por lo tanto se deben de considerar[1,3,4,6].

Las formas de onda no senoidales, según la teoría de Fourier se pueden expresar en términos de ondas senoidales de diferentes frecuencias. Por lo tanto, algunas corrientes y voltajes se pueden descomponer en algunas componentes de onda senoidal pura, el cual multiplica la integral de la frecuencia de la potencia fundamental que se llaman armónicos. La distorsión ocasionada por superposición o suma de armónicos sobre la forma de onda fundamental no se determina solamente por esas frecuencias, sino también por sus amplitudes y su tiempo o “relación” de fase con la fundamental[1,2,3].

#### 3.3.2. Técnica de modelado generalizado para cargas armónicas en el dominio del tiempo.

La técnica que se utiliza, es un método desarrollado en el dominio del tiempo, para modelar cargas de tipo industrial monofásicas y trifásicas, lineales y no lineales en ausencia o presencia de la distorsión armónica en las formas de onda del voltaje y la corriente de la carga[1,2,3,4,5].

Se tiene un alimentador con un voltaje periódico que se considera como nodo de carga, el cual se puede representar con la siguiente ecuación:

$$V(t) = \sum_{n=1}^N V_n(t) = \sum_{n=1}^N V_{nm} \cos(n\omega t) = \sqrt{2} \sum_{n=1}^N V_n \cos(n\omega t) \quad (3.2)$$

donde:

$N$  es un número finito del voltaje armónico de orden  $n$

$V_{nm}$  y  $V_n$  son el valor máximo y RMS del fasor de  $V_n$ , respectivamente, que se aplica a una carga lineal o no lineal para producir una corriente total que se da por:

$$i(t) = \sum_{k=1}^{NI} i_k(t) = \sum_{k=1}^{NI} I_{km} \cos(k\omega t \pm \phi_k) = \sqrt{2} \sum_{k=1}^{NI} I_k \cos(k\omega t \pm \phi_k) \quad (3.3)$$

donde

$NI$  es un número finito de la corriente armónica de orden  $k$

$I_{km}$  e  $I_k$  son los fasores del valor máximo y rms de  $i_k$ , respectivamente

$\phi_k$  es el ángulo de fase entre  $i_k$  y  $v_k$

La corriente  $i_T(t)$  se divide en dos componentes importantes: El primero es  $i(t)$  que representa la parte principal de la corriente total que corresponde a los armónicos comunes o característicos del el voltaje de la carga y el otro es  $i_u(t)$  para armónicos no comunes. La corriente  $i(t)$  se divide en  $i_R(t)$  ( componente activa o resistiva),  $i_s(t)$  (componente residual o dispersa) y la corriente reactiva  $i_q(t)$ . La corriente reactiva  $i_q(t)$  se divide a su vez en  $i_L$  ( componente reactiva inductiva) e  $i_C$  (componente reactiva capacitiva)[1,2,3].

Por lo tanto:

$$i_T(t) = i(t) + i_u(t) \quad (3.4a)$$

$$i(t) = i_R(t) + i_q(t) + i_s(t) \quad (3.4b)$$

$$i_q(t) = i_L(t) + i_C(t) \quad (3.4c)$$

$$i(t) = \sqrt{2} \sum_{n=1}^N I_n \cos(n\omega t \pm \phi_n) \quad (3.4d)$$

Las relaciones entre las fuentes de voltaje y las diversas componentes de cada corriente clasificadas en el circuito, se muestran en la figura 3.2, donde R, L y C son los parámetros de la carga a determinarse[1,2,3,4,5].

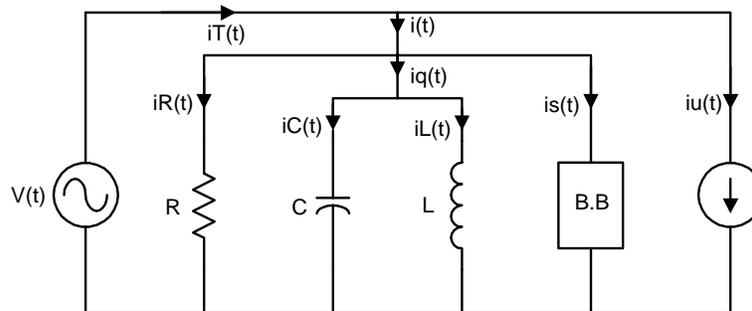


Figura 3.2. Circuito equivalente general y componentes de la corriente.

De la figura se tiene que:

- 1.-  $I_T(t)$ , es la corriente total inyectada a la carga. Esta se obtiene de una medición en forma discreta e incluye a las componentes de corriente armónica.
- 2.-  $V(t)$ , es la alimentación o fuente de voltaje. Se obtiene de una medición, conteniendo a sus componentes armónicas.
- 3.-  $i(t)$ , es la componente de corriente que se inyecta a la carga sin considerar la corriente armónica
- 4.-  $i_q(t)$ , es la componente de corriente reactiva, debido a los parámetros capacitivos e inductivos de la carga.
- 5.-  $i_R(t)$ , es la componente de corriente que pasa a través de la resistencia R de la carga y esta en fase con el voltaje.
- 6.-  $i_C(t)$ , es la componente ortogonal de la corriente que pasa a través del capacitor C.

- 7.-  $i_L(t)$ , es la componente ortogonal de la corriente que pasa a través del inductor L.
- 8.-  $i_s(t)$ , es la corriente residual que existe cuando la extracción de los componentes ortogonales no se pueden determinar
- 9.-  $i_u(t)$ , es la componente de corriente, que corresponde a las corrientes armónicas que no son comunes entre el voltaje y la corriente de la carga.

### 3.3.2.1. Cálculo de la resistencia de la carga.

La resistencia en los circuitos de c.a, limita la corriente y origina una caída de tensión, cuando se le aplica una f.e.m fluirá una corriente a través de ella que variará inversamente a su resistencia. En una resistencia el voltaje y la corriente están en fase, por lo tanto el ángulo entre ellos es cero y el factor de potencia es unitario, tal como se muestra en la figura 3.3[1,2,3,4,5,27,43].

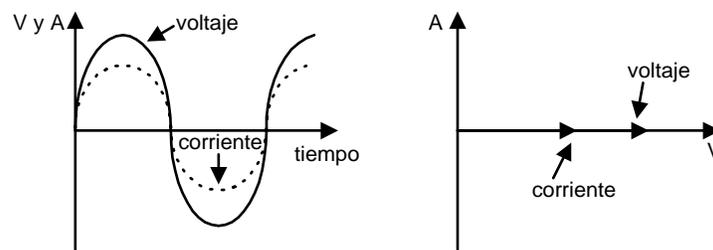


Figura 3.3. Voltaje y corriente en una resistencia.

La resistencia equivalente  $R$  de la carga ( o conductancia  $G_e$ ), se obtiene con la ecuación:

$$R = \frac{V_{rms}^2}{P_R} \quad \text{y} \quad G_e = \frac{P_R}{V^2} \quad (3.5)$$

Donde  $V_{rms}$  es el valor rms del voltaje de la fuente se calcula con la ecuación (3.7) y  $P_R$  es la potencia activa total.

Si un voltaje de corriente alterna contiene varios armónicos, aplicado a un circuito monofásico con elementos de circuito lineales, entonces la corriente por tanto produce contenidos armónicos. Cada voltaje armónico producirá su propia corriente independiente de otros[1,2,17,18]. La corriente resistiva combinada  $i_R(t)$  se puede obtener como:

$$i_R(t) = \frac{V(t)}{R} = \sqrt{2} \sum_{n=1}^N \frac{V_n}{R} \cos(n\omega t) \quad (3.6a)$$

$$i_R(t) = G_e V(t) = \sqrt{2} \sum_{n=1}^N G_e V_n \cos(n\omega t) \quad (3.6b)$$

Lo que prueba que  $i_R(t)$  es la corriente mínima de  $i(t)$  que puede ser alcanzado cuando  $V$  y  $P_R$  son invariantes,  $i_R$  es la corriente equivalente cuando todas las conductancias de las componentes armónicas de la carga son iguales e  $i_R$  y  $V$  tienen forma de onda similar[1,17,18].

El valor rms del voltaje ( $V_{rms}$ ) de la fuente se calcula como:

$$V_{rms} = [\text{valor promedio de } [V(t)^2] \text{ sobre todo un ciclo}]^{1/2}$$

$$V_{rms} = \left[ \sum_{n=1}^N V_n^2 \right]^{1/2} \quad (3.7)$$

La potencia activa total,  $P_R$ , se da en una forma compleja y es la suma de los suministros de potencia promedio para cada componente armónico actuando independientemente y se obtiene por:

$$P_R = \frac{1}{T} \int_0^T V(t)i(t)dt = \sum_{n=1}^N V_n I_n \cos \phi_n \quad (3.8)$$

Donde  $\phi_n$  es el ángulo de fase entre  $V_n$  e  $I_n$ .

### 3.3.2.2. Cálculo de la capacitancia de la carga.

En un circuito de C.A el voltaje invierte su sentido periódicamente y cambia constantemente de valor. Si en el circuito se tiene una capacitancia conectada, esta producirá una corriente de desplazamiento (de carga). La corriente de desplazamiento o de carga es cero, en el instante que el voltaje es máximo. En cualquier ciclo, la corriente de desplazamiento alcanza su intensidad máxima a  $90^\circ$  antes de que el voltaje aplicado alcance su valor máximo. Por lo que la corriente adelanta  $90^\circ$  con respecto a la tensión aplicada[1,17,18]. Esto se ilustra en la figura 3.4.

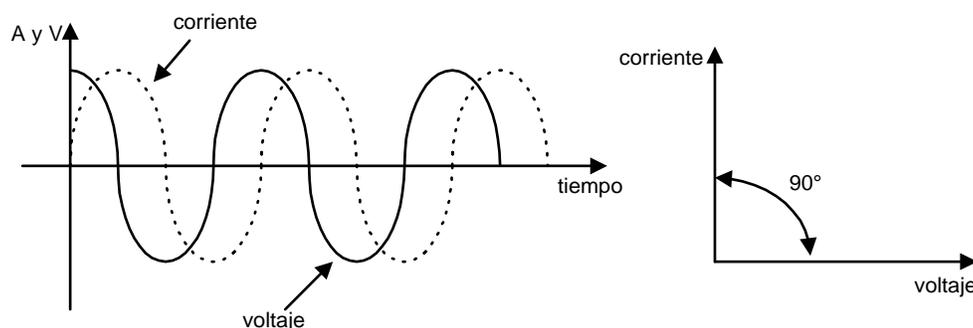


Figura 3.4. Voltaje y corriente en una capacitancia.

La corriente capacitiva de una carga se calcula con la ecuación:

$$i_c = C \frac{dV(t)}{dt} \quad (3.9)$$

La capacitancia de la carga  $C$  se expresa en función del voltaje de la carga y la corriente  $[i(t) - i_r(t)]$ . Multiplicando por ambos lados por  $(dV/dt)$  e integrando sobre todo el periodo, se tiene[1,2,3]:

$$C = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T [i(t) - i_r(t)] \frac{dV(t)}{dt} .dt}{\frac{1}{T} \int_0^T \frac{dV(t)^2}{dt} .dt} \quad (3.10)$$

De las ecuaciones 3.2, 3.4d y 3.6a se tiene:

$$\frac{dV}{dt} = \sqrt{2} \sum_{n=1}^N n\omega V_n \cos(n\omega t + \Pi/2) \quad (3.11)$$

$$i(t) - i_R(t) = \sqrt{2} \sum_{n=1}^N \sqrt{\alpha_n^2 + \beta_n^2} \cos(n\omega t \pm \theta_n) \quad (3.12)$$

donde:

$$\alpha_n = I_n \cos \phi_n - V_n/R, \quad \beta_n = I_n \text{sen} \phi_n \quad \text{y} \quad \theta_n = \tan^{-1} \left( \frac{\beta_n}{\alpha_n} \right)$$

de la ecuación 3.11 se tiene la siguiente expresión:

$$\frac{1}{T} \int_0^T \left[ \frac{dV}{dt} \right]^2 dt = \omega \sum_{n=1}^N n^2 V_n^2 \quad (3.13)$$

del mismo modo, se tiene lo siguiente:

$$\frac{1}{T} \int_0^T [i(t) - i_R(t)] \frac{dV}{dt} dt = \sum_{n=1}^N n V_n I_n \text{sen}(\pm \phi_n) \quad (3.14)$$

sustituyendo en las ecuaciones 3.13 y 3.14 en la ecuación 3.10 se tiene:

$$C = \frac{\left[ \sum_{n=1}^N n V_n I_n \text{sen}(\pm \phi_n) \right]}{\left[ \omega \sum_{n=1}^N n^2 V_n^2 \right]} \quad (3.15)$$

entonces la corriente capacitiva, es:

$$i_c(t) = \omega C \sum_{n=1}^N \sqrt{2} n V_n \cos(n\omega t + \Pi/2) \quad \text{para } C > 0 \quad (3.16a)$$

$$i_c(t) = 0 \quad \text{si } C \leq 0 \quad (3.16b)$$

La potencia reactiva capacitiva, se obtiene de:

$$Q_C = VI_C \quad (3.17)$$

Donde  $I_C$  es el valor rms de  $i_C(t)$ .

De la ecuación 3.15, es claro que  $C$  puede ser negativo o positivo. Es positivo si todo  $\phi_n (n=1, -N)$  tiene signo positivo o  $\sum n V_n I_n \text{sen} \phi_n$  es grande

$$n \in N^+$$

$\sum n V_n I_n \text{sen} \phi_n$  donde  $N^+$  y  $N^-$  son escenarios armónicos  $n \in N$  en que  $\phi_n$  es positivo y negativo respectivamente. Por lo tanto  $C$  es negativo o cero.

### 3.3.2.3. Cálculo de la inductancia de la carga.

La fuerza contraelectromotriz de autoinducción atrasa en  $90^\circ$  con respecto a la corriente, es decir, el efecto de la inductancia está  $90^\circ$  atrás o perpendicular con respecto a la corriente. Por tal razón la corriente en la inductancia esta atrasada  $90^\circ$  con respecto al voltaje aplicado, como se muestra en al figura 3.5[1,2,20,46].

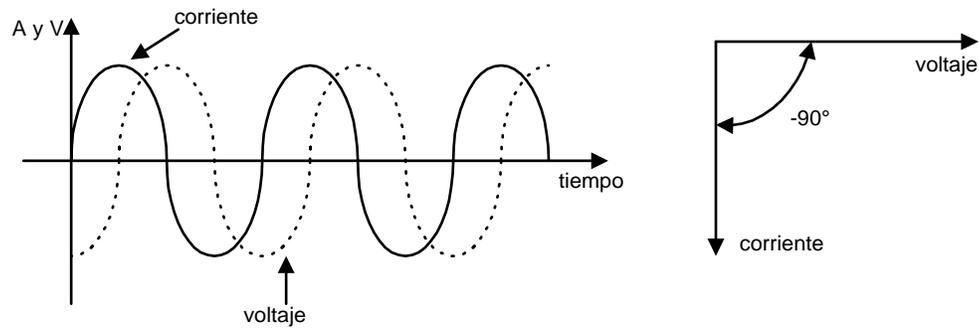


Figura 3.5. Voltaje y corriente en una inductancia.

El análisis de la potencia reactiva inductiva es similar al análisis de la potencia reactiva capacitiva. La corriente inductiva  $i_L(t)$  se obtiene con la siguiente ecuación:

$$i_L(t) = \frac{1}{T} \int_0^t V(t) dt \quad (3.18)$$

La inductancia L de la carga se calcula como:

$$L = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T [Y(t)]^2 dt}{\frac{1}{T} \int_0^T [i(t) - i_R(t) - i_C(t)] Y(t) dt} \quad (3.19)$$

donde  $Y(t) = \int_0^t V(t) dt$  excluyendo su parte constante.

De la ecuación 2 se obtiene:

$$Y(t) = \sqrt{2} \sum_{n=1}^N \frac{V_n \text{sen}(n\omega t)}{n\omega} \quad (3.20)$$

sustituyendo la ecuación 3.20 en la ecuación 3.19 se tiene:

$$\frac{1}{T} \int_0^T [Y(t)]^2 dt = \sum_{n=1}^N \left( \frac{V_n^2}{n\omega^3} \right) \quad (3.21)$$

de manera similar:

$$\frac{1}{T} \int_0^T [i(t) - i_R(t) - i_C(t)] Y(t) dt = \frac{1}{\omega^2} \sum_{n=1}^N \frac{V_n I_n}{n} \text{sen}(\mp \phi_n) \quad (3.22)$$

sustituyendo las ecuaciones 3.21 y 3.22 en la ecuación 3.19 se tiene:

$$L = \frac{\left[ \sum_{n=1}^N \frac{V_n^2}{n^2} \right]}{\left[ \frac{\omega \sum_{n=1}^N V_n I_n \text{sen}(\mp \phi_n)}{n} \right]} \quad (3.23)$$

donde L puede ser positivo o negativo para condiciones opuestas como se indica en la sección 3.3.2.2 del calculo de la capacitancia C.

Por lo tanto la corriente reactiva inductiva se obtiene con la siguiente ecuación:

$$i_L(t) = \sqrt{2} \sum \frac{V_n}{n\omega L} \cos(n\omega t - \Pi/2) \quad (3.24)$$

entonces la potencia reactiva inductiva se calcula como:

$$Q_L = VI_L$$

donde  $Q_L$  e  $I_L$  son la potencia reactiva inductiva y el valor RMS de  $i_L(t)$ , respectivamente.

### 3.3.2.4. Determinación de la corriente residual.

De las secciones previas y utilizando las ecuaciones 3.6, 3.16 y 3.24 se obtiene:

$$i_s(t) = i(t) - i_R(t) - i_C(t) - i_L(t) \quad (3.25)$$

$$i_s(t) = \sqrt{2} \sum I_n \cos(n\omega t \pm \phi_n) - \sqrt{2} \sum \frac{V_n}{R} \cos(n\omega t) - \sqrt{2} \sum n\omega CV_n \cos\left(n\omega t + \frac{\pi}{2}\right) - \sqrt{2} \sum \frac{V_n}{n\omega L} \cos\left(n\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$$

$$i_s(t) = \sqrt{2} \sum_{n=1}^N J_n \cos(n\omega t) + K_n \text{sen}(n\omega t) \quad (3.26)$$

$$i_s(t) = \sqrt{2} \sum_{n=1}^N I_{an} \cos(n\omega t - \gamma_n) \quad (3.27)$$

donde  $J_n = I_n \cos \phi_n - \frac{V_n}{R}$

$$K_n = n\omega CV_n - \frac{V_n}{n\omega L} \mp I_n \text{sen} \phi_n \quad \text{para } L \text{ y } C > 0$$

$$K_n = -\frac{V_n}{n\omega L} \mp I_n \text{sen} \phi_n \quad \text{para } L > 0 \text{ y } C \leq 0$$

$$K_n = n\omega CV_n \mp I_n \text{sen} \phi_n \quad \text{para } L < 0 \text{ y } C > 0$$

$$K_n = \mp I_n \text{sen} \phi_n \quad \text{para } L \text{ y } C < 0$$

donde  $I_{an} = \sqrt{J_n^2 + K_n^2}$  y  $\gamma_n = \tan^{-1}\left(\frac{K_n}{J_n}\right)$

## CAPITULO 4

### ANÁLISIS DE SENSIBILIDAD DE LOS PARÁMETROS DE CARGA.

#### 4.1. INTRODUCCIÓN.

La sensibilidad se define como la razón  $\Delta_x / \Delta_y$  que relaciona pequeños cambios de alguna variable dependiente ( $\Delta_x$ ), con pequeños cambios de alguna variable independiente o de control ( $\Delta_y$ ). El análisis de sensibilidad se puede realizar utilizando modelos matemáticos de simulación (estudios de flujos), donde ante un pequeño cambio de una variable de control se observa el cambio de otras variables. Los coeficientes de sensibilidad en este caso se obtienen mediante la relación[37]:

$$S_{ij} = \frac{\Delta x_i}{\Delta y_j} \quad (4.1)$$

En los sistemas eléctricos de potencia existen diversos tipos de relaciones de sensibilidad:

- 1.- La sensibilidad entre variables eléctricas; como la variación del voltaje en el nodo  $i$  para un cambio de la potencia reactiva en el nodo  $j$  ( $\Delta C / \Delta P_j$ ).
- 2.- La sensibilidad de los parámetros de carga; cuando se presenta una variación en la forma de onda del voltaje debido a la distorsión ocasionado por armónicos.
- 3.- La sensibilidad de costos de operación o inversión respecto a variables eléctricas.

#### 4.2.- SENSIBILIDAD DE LOS PARÁMETROS DE CARGA.

La sensibilidad de cargas ante problemas de calidad de la energía, depende de la carga y el tipo de problema de la calidad de la energía. La sensibilidad de carga se relaciona con problemas frecuentemente originados. Desde el punto de vista de la vulnerabilidad de la carga, pueden existir dos tipos de cargas: aquellos que son sensibles a la calidad de la energía; y el otro que son insensibles [3,6,10]. La sensibilidad de cargas se muestran en la tabla 4-1.[6,20].

Tipo	Características	Ejemplos
Semiconductores	Avería del semiconductor debido al voltaje pico inverso	Diodos, FET's y unión de los transistores
Dispositivos digitales y temporizadores	Fallas en el tiempo de señales, interferencia con flujo de datos	Interferencia computacional
Tierra común para acceso de datos	Modo común de producción de voltaje en el conductor de tierra. Modo común de producción de voltaje de referencia a tierra.	Interferencia de datos analógicos y digitales.
sensibilidad por bajo voltaje	Drop out de relevadores mecánicos por bajo voltaje. Disparo de sensores por bajo voltaje. Los cargadores de batería no pueden operar debido a bajo voltaje e invierte la conducción en el diodo del cargador.	Relevadores de bajo voltaje. Cargadores de batería.
sensibilidad RF	Capacidad de acoplamiento de señales RF en equipos de comunicaciones. Calentamiento de semiconductores por señales RF.	Equipos de comunicaciones. Televisores de recepción.
Relevadores de protección	Mala operación de los relevadores de protección del sistema eléctrico.	Relevadores de sistemas eléctricos.
Audio analógico	Capacidad de acoplamiento en los circuitos de audio analógicos. Acoplamiento magnético de la interferencia en circuitos de audio analógico.	Equipos de comunicaciones. Amplificadores de audio. Interferencia telefónica.

Tabla 4-1. Sensibilidad de cargas en calidad de la energía.

La sensibilidad de carga en la calidad de la energía, es altamente variable, dentro de un nivel de una categoría de carga específica. Esto se debe al suspenso de la operación correcta de la carga y a la pérdida eléctrica de componentes son indeseables y no planeados y es difícil obtener mediciones y una descripción total de los niveles alrededor de estas pérdidas. El mal funcionamiento de las protecciones de las cargas y la pérdida de componentes se traduce en costo.

Existen dos elementos distintos en la sensibilidad de una carga en el estudio de la calidad de la energía. El primero relaciona el mal funcionamiento de la carga. El otro es la pérdida de uno o más componentes de la carga. El mal funcionamiento de la carga, puede ocurrir con un sobre voltaje, un bajo voltaje, un impulso o corte en la alimentación de voltaje, o distorsión de la forma de onda del bus de voltaje. En algunos casos el mal funcionamiento es detectable con un método automático. La salida de componentes por fallas es muy compleja, ya que la calidad de la energía puede resultar de una componente fallada con algún tiempo largo que ocasione problema a la calidad de la energía.

La figura 4.1 muestra la falla y el mal funcionamiento de los componentes eléctricos individuales y cargas debido al voltaje aplicado. Para bajo voltaje, generalmente el objetivo son los diodos, en el cual el principal punto de falla es la unión. Esto ocurre en una banda de voltaje relativamente angosta y la banda no es considerado para la ideal (es decir para altos voltajes) como elevar el rango de voltaje del diodo. Para fallas en la carga, el mecanismo de falla es grande como el sobrecalentamiento. El calentamiento disipado en una carga lineal incrementa el voltaje propio ( $V^2$ ).[6,20].

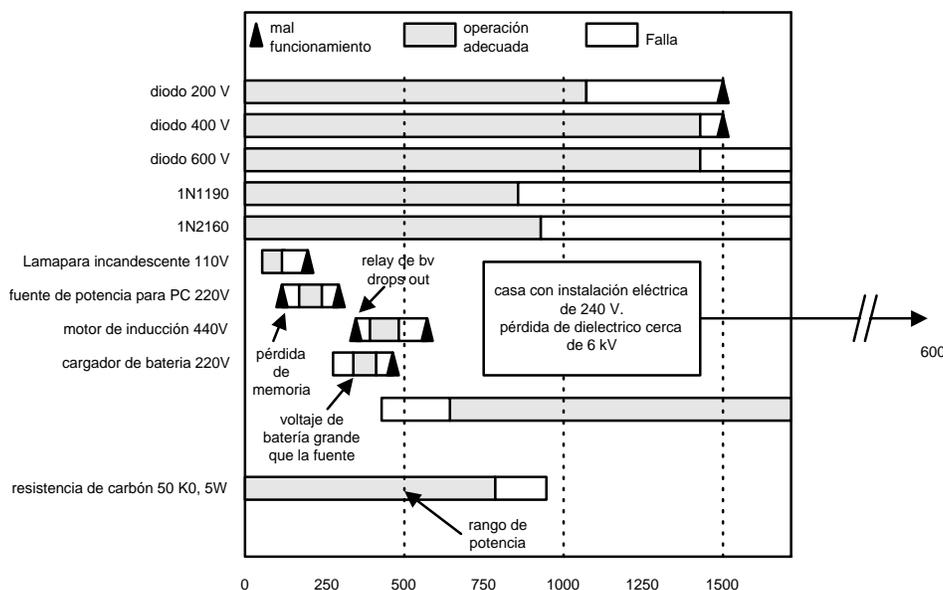


Figura 4.1. Fallas y mal funcionamiento en varias componentes y equipos.

La pérdida de memoria en circuitos digitales generalmente ocurre en el rango de 80 a 85% del voltaje. Las cargas rotatorias son protegidos frecuentemente por relevadores de bajo voltaje para rangos de pérdida cerca de 70 a 80% del voltaje.

Los daños de componentes y cargas debido a sobrecalentamiento depende de la conducción de calor siempre de las componentes sobrecalentadas y las propiedades del material usado en la componente.

En algunos casos, la operación con una sobre estimación en los niveles de potencia, ocasiona una lenta degradación del material dieléctrico y cambios en los componentes de los parámetros, como son oxidación del metal. Algunos de estos factores se traducen en un decrecimiento principalmente de tiempo de falla y pérdida de vida útil. La relación entre el decrecimiento principalmente del tiempo de falla y la unidad de vida útil es altamente dependiente de las especificaciones del diseño y su aplicación. Debido a altos costos de reparación de los dispositivos, muchos de ellos no se reparan, por ejemplo una falla al final de la vida útil del dispositivo. Por tal razón, se considera que los diseños modernos tienen las características del nivel de operación de potencia de vida útil mostrada en la figura 4.2. Este es una característica

generalizada que varía considerablemente con la carga o equipo en cuestión. Esta figura es representativa de dispositivos que tienen una vida útil indefinida (diodos de propósito general).

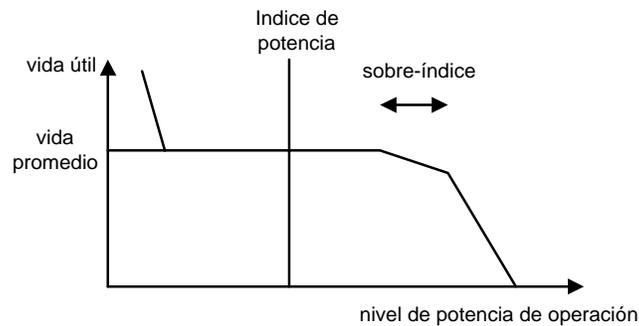


Figura 4.2. Componente característica de vida útil (I).

La figura 4.3 muestra más características diferentes para dispositivos con una vida útil finita (capacitor electrolítico).

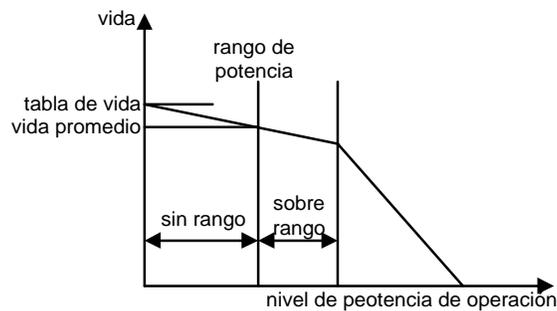


Figura 4.3. Componente característica de vida útil (II).

El análisis de sensibilidad se realiza por medio de un estudio de flujos, o utilizando desarrollos y expresiones analíticas para obtener los coeficientes de sensibilidad. Las ecuaciones que definen el comportamiento de cada una de las cargas son no lineales, por lo tanto los coeficientes de sensibilidad depende del punto de operación y es necesario recalcularlos al tener cambios en los voltajes que alimentan a la carga, debidos a la distorsión armónica de las formas de onda de los voltajes.[6,7,8,9,20,37].

La aplicación de los índices de sensibilidad proporciona una ayuda adicional para evaluar de manera rápida y sencilla los efectos de un cambio en los parámetros de la carga, debida a variaciones de las formas de onda del voltaje, lo cual permite conocer el comportamiento de las cargas.

La sensibilidad de los parámetros del modelo de carga (R, L y C), se expresa en términos de una desviación relativa del valor original obtenido de la medición de voltaje y corriente, como:

$$\delta X = \frac{X - X_0}{X_0} \times 100\% \quad (4.2)$$

donde X es el valor calculado de R, L y C siguiendo el cambio en la forma de onda de la entrada y  $X_0$  es el valor original.[7].

#### 4.2.1. Variación de los parámetros para los casos de estudios.

La sensibilidad de los parámetros del modelo de carga se puede obtener con la variación severa de las formas de onda de voltaje y corriente en la entrada de la carga, para estos se consideran cuatro casos principalmente [6,7,8], que son:

a). Caso 1: “ Las magnitudes de voltajes armónicos varían entre  $\pm 20\%$ , y las magnitudes de las corrientes fundamental y armónicas y los ángulos de fase, se consideran constantes ”, en este caso los valores de R, L y C se comparan con los resultados de los parámetros del caso original de la carga.

En este caso únicamente se varían las magnitudes de los voltajes armónicos un  $\pm 20\%$ , excepto la magnitud de la componente fundamental. Se mantiene constante las magnitudes de las corrientes armónicas y fundamental, además también se considera constante los ángulos de fases.

b). Caso 2: “ Las magnitudes de corrientes armónicas varían entre  $\pm 20\%$  y las magnitudes de voltajes fundamental y armónicos y los ángulos de fase constantes “. Esta variación se aplica

sobre los valores originales medidos, es decir sobre las magnitudes del caso original. Y a partir de ellos se obtienen sus sensibilidades.

En este caso se varían las magnitudes de las componentes de corrientes armónicas un  $\pm 20\%$ , sin considerar a la componente fundamental. Se consideran constantes las magnitudes de las componentes del voltaje y los ángulos de fase.

c). Caso 3: Las magnitudes de voltajes armónicos y corriente armónicos varían entre  $\pm 20\%$  y los ángulos de fase constantes.

En este caso se considera la condición más drástica en la operación de las cargas, debido a la variación de la impedancia de la carga, . Se varían las magnitudes de las componentes armónicas de voltaje y de corriente, sin considerar la componente fundamental. Y se consideran constantes los ángulos de fases.

En cada caso, se calculan nuevamente los parámetros de las cargas, es decir calculo de resistencia (R), inductancia (L) y capacitancia (C) y los resultados se comparan con los valores originales, por medio de la ecuación (4.2)

En el caso original se calculan los parámetros y sus respectivas corrientes. En los tres casos siguientes únicamente se calculan los parámetros mencionados.

### **4.3. MODELADO DE CARGAS Y ANÁLISIS DE SENSIBILIDAD PARA CADA MEDICIÓN.**

A continuación se realizan los cálculos de los modelos de carga y se obtienen sus sensibilidades, en base a las mediciones de la onda de voltaje y de corriente para diferentes tipos de cargas.

### 4.3.1. Análisis de modelado de carga y sensibilidad de la medición número uno.

Se tienen las siguientes formas de onda del voltaje y de la corriente medidas en las terminales de un motor de inducción de 1 h.p.

$$v(t) = \sqrt{2}[\cos(\omega t)]p.u$$

$$i_t(t) = \sqrt{2}[\cos(\omega t - 30)]p.u$$

En la figura 4.4 se muestra las gráfica de las forma de onda del voltaje y en la figura 4.5 se muestra la gráfica de la forma de onda de la corriente desfasada  $30^\circ$  (atrasado) con respecto al voltaje, es decir con factor de potencia fundamental de 0.86. En estas mediciones se puede observar que no existen voltajes y corrientes armónicos, ya que no tienen componentes armónicos las mediciones del voltaje y la corriente.

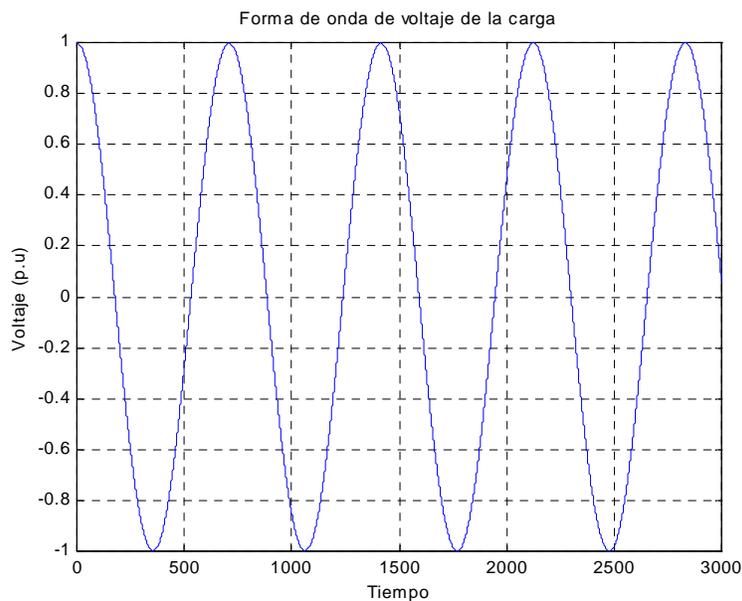


Figura 4.4. Gráfica de la forma onda de voltaje medido en las terminales de la carga.

En la forma de onda del voltaje se puede observar que no existe distorsión debida a armónicos, por lo tanto no tiene componentes en diferentes armónicos. Y por lo tanto, no se puede aplicar el criterio para el análisis de sensibilidad de los parámetros de carga.

Únicamente se pueden obtener los valores de los parámetros que modelan la carga con sus respectivas corrientes, excepto la corriente residual, ya que no se tienen armónicos.

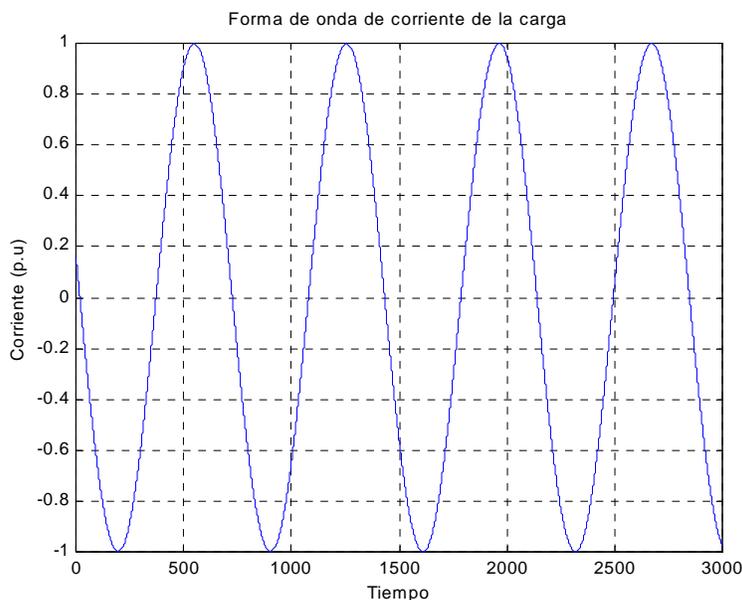


Figura 4.5. Gráfica de la forma de onda de la corriente medida en las terminales de la carga.

La gráfica de la forma de onda de la corriente no presenta distorsión armónica, pero si esta desfasado un ángulo de  $30^\circ$  (atrasado) con respecto al voltaje.

En la tabla 4-2 se muestran los valores de los parámetros obtenidos de la carga con sus respectivas corrientes, es decir se tiene el modelo de la carga.

Parámetros de cargas y sus corrientes	Valores en p.u
Resistencia (R)	1.1547
Inductancia (L)	0.0053
Capacitancia (C)	0.0
Corriente en la resistencia, $i_R(t)$ .	$1.224745 \cos(\omega t)$
Corriente en la inductancia, $i_L(t)$	$0.707115 \cos(\omega t - 90^\circ)$
Corriente en la capacitancia, $i_C(t)$	0
Corriente residual, $i_S(t)$	0

Tabla 4-2. Resultados obtenidos para la medición 1.

De acuerdo con los parámetros obtenidos, que son resistencia e inductancia, podemos decir que la carga es de tipo RL, esto indica que su modelo matemático del motor de inducción esta compuesto de una resistencia y una inductancia y no tiene distorsión armónica, porque no cuenta con una fuente de corriente residual en su modelo. La figura 4.6 muestra el circuito de la carga con los parámetros de su modelo. Además muestra las corrientes para cada parámetro de la carga.

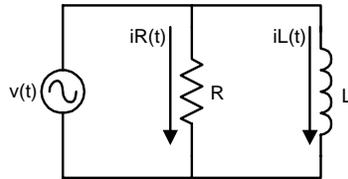


Figura 4.6. Circuito RL. Representa los parámetros de la carga.

Las formas de onda de corriente en la resistencia y en la inductancia de la carga, se muestran en la figuras 4.7 y 4.8, respectivamente.

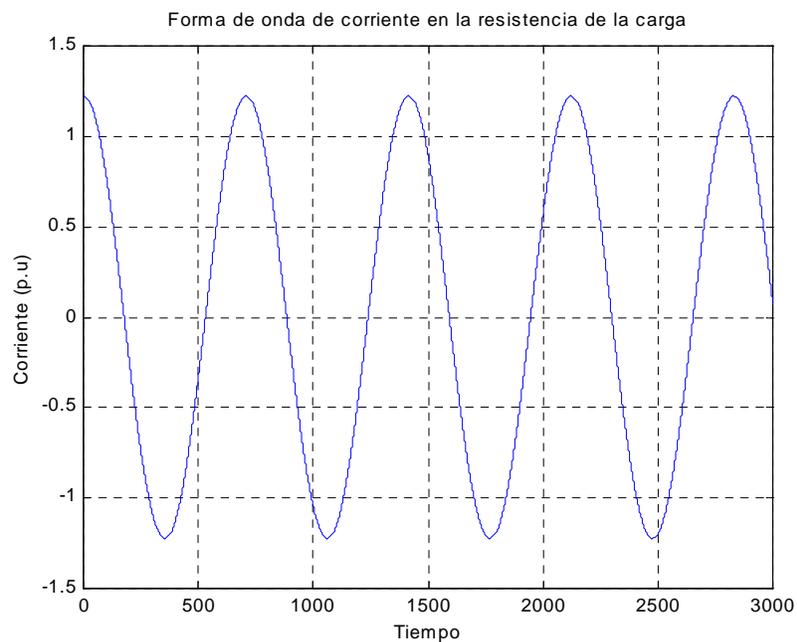


Figura 4.7. Gráfica de la forma de onda de la corriente a través de la resistencia.

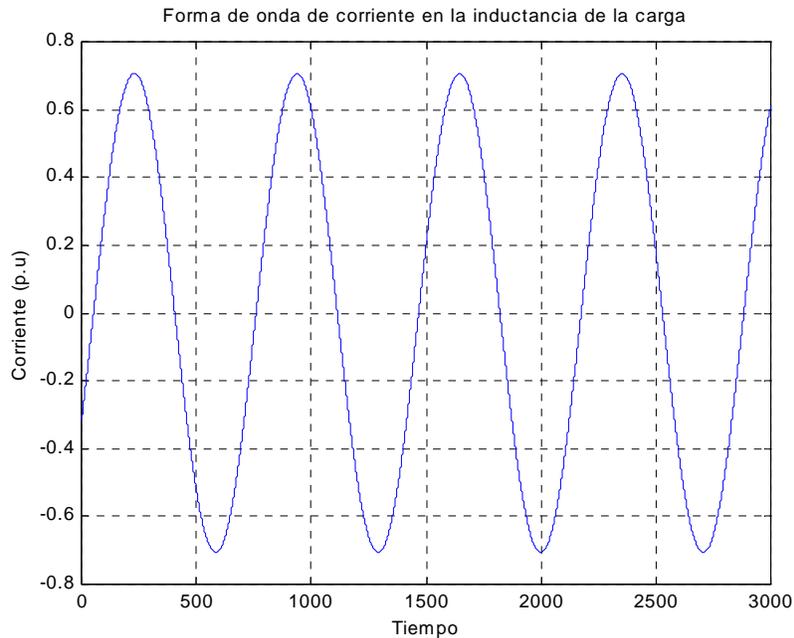


Figura 4.8. Gráfica de la forma de onda de la corriente a través de la inductancia.

Analizando las graficas de la corriente en la resistencia, se observa que está en fase con el voltaje medido en las terminales de la carga, aunque la corriente tiene mayor amplitud que el voltaje.

En el caso de la corriente en la inductancia comparada con el voltaje de la carga, se observa que están desfasados 90° en retraso.

En este caso se nota que no existe una corriente residual en la carga, por lo tanto se dice que no hay distorsión armónica en la carga, ya que la corriente residual nos representa la medición directa de la distorsión armónica en la carga.

#### 4.3.2. Análisis de modelado de carga y sensibilidad para la medición número dos.

Se tienen las siguientes formas de ondas medidas en las terminales de una conexión trifásica de lámparas fluorescentes en operación.

$$v(t) = \sqrt{2}[\cos(\omega t) + 0.6 \cos(3\omega t)] \text{ p.u}$$

$$i_T(t) = \sqrt{2}[\cos(\omega t - 30^\circ) + 0.25 \cos(3\omega t + 60^\circ)] \text{ p.u}$$

La medición del voltaje y de la corriente indica que existe una distorsión armónica con contenido de tercer armónico, esto se puede ver en la figura 4.9 que nos muestra el espectro de la forma de onda de voltaje total medido en terminales de la carga. En la figura 4.10 se muestra la misma medición de voltaje pero expresado en términos de su componente fundamental (forma de onda en color azul) y su componente de tercer armónico (forma de onda en color rojo), esto se obtiene al aplicar una transformada rápida de Fourier al espectro del voltaje medido.

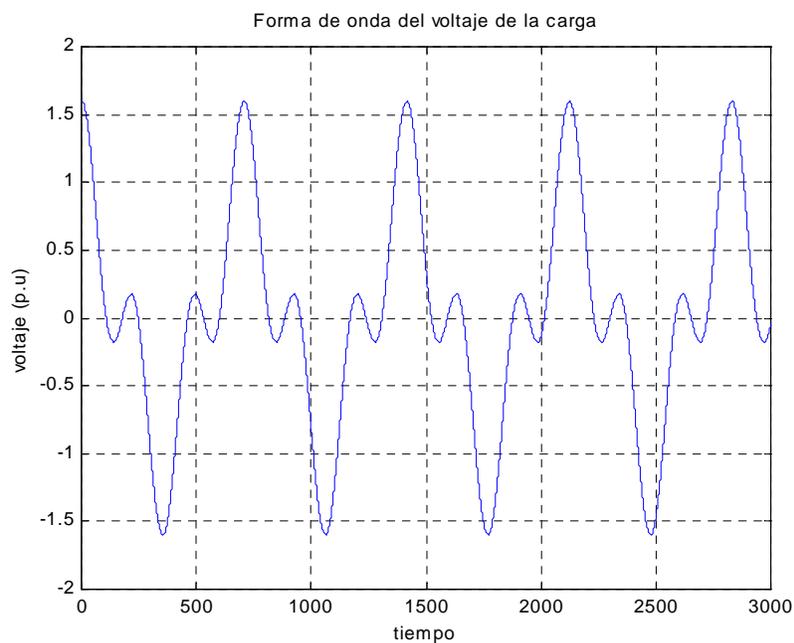


Figura 4.9. Gráfica de la forma de onda de voltaje de la carga con tercer armónico

Analizando la gráfica 4.9 se observa que el voltaje pico de esta forma de onda es mayor que el voltaje fundamental con el cual debe operar la carga, es decir, el voltaje total rms es mayor que el voltaje que indica en los datos de placa de la carga y esto puede acarrear problemas en la mala operación de la misma, ocasionadas por calentamiento excesivo de algunas partes del equipo, mala operación de la protección de la carga, etc.

El factor de potencia real, ya no se considera únicamente como el factor de potencia de la componente fundamental, este disminuye por el efecto de la distorsión armónica que existe en las mediciones del voltaje y la corriente.

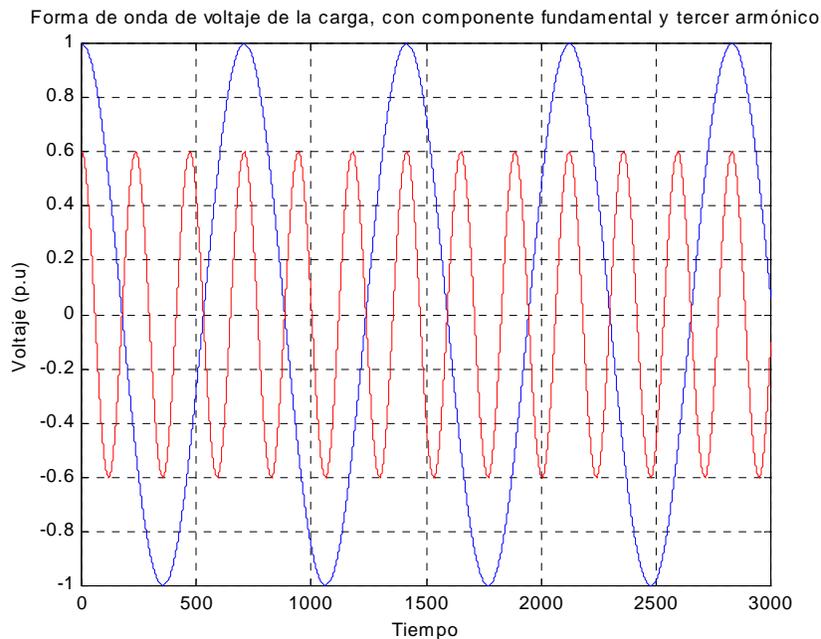


Figura 4.10. Gráfica de la forma de onda del voltaje de la carga con su componente fundamental (en azul) y su componente de tercer armónico (en rojo)

La medición de la corriente de la carga, se muestra en la figura 4.11, en donde se tiene una forma de onda con distorsión armónica de tercer orden y en la figura 4.12 se muestran la componente fundamental y la componente de tercer armónico

En la figura 4.12 se observa como la corriente fundamental de la carga esta desfasada  $30^\circ$  (en atraso) con respecto al voltaje, pero únicamente para valores de corriente y voltaje en la componente fundamental, considerando la distorsión armónica, entonces el ángulo de fase entre voltaje y corriente varia, es decir el factor de potencia de la componente fundamental se afecta si se considera la distorsión por tercer armónico.

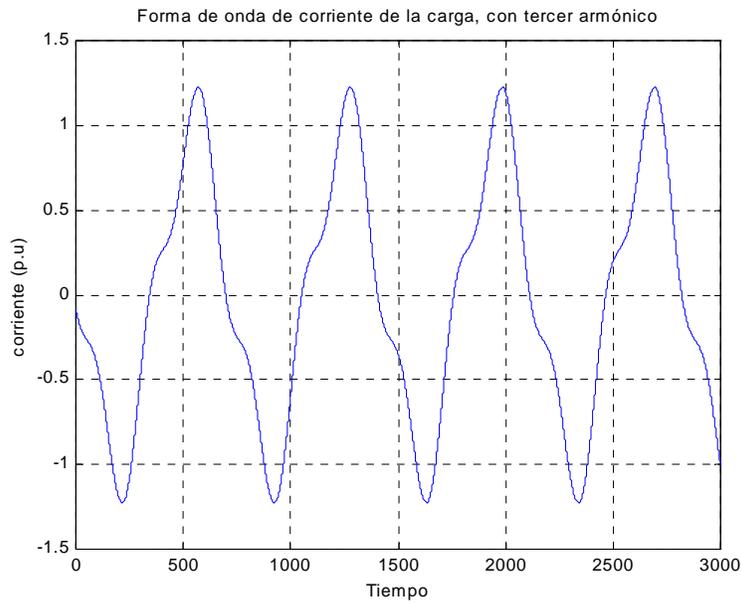


Figura 4.11. Gráfica de la forma de onda de la corriente de carga con tercer armónico

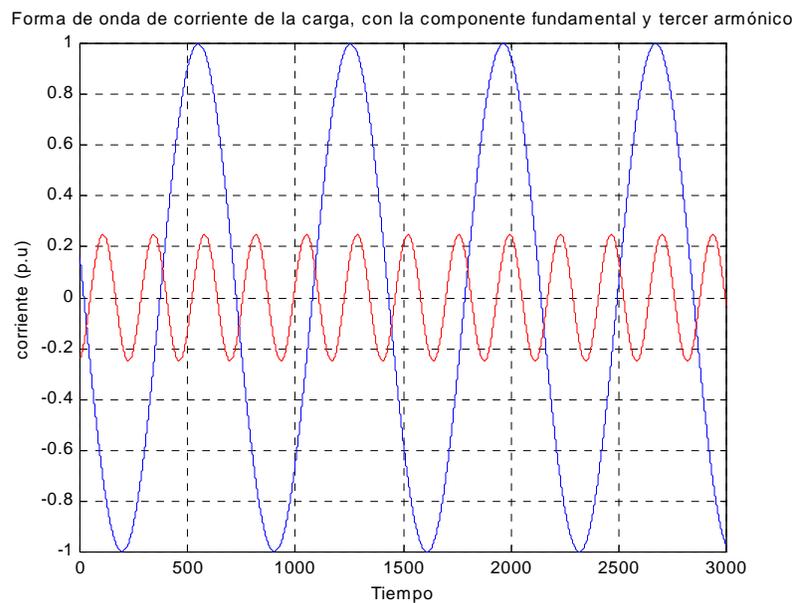


Figura 4.12. Gráfica de la forma de onda de las componentes fundamental y de tercer armónico de la corriente total de la carga.

Aplicando la técnica del modelado de cargas en el dominio del tiempo, se tiene la siguiente tabla 4.3 en la cual se encuentran los valores de los parámetros, con sus respectivas corrientes y la corriente residual debida a la presencia de armónicos en las formas de onda de voltaje y corriente.

Parámetros de cargas y sus corrientes	Valores en p.u
Resistencia (R)	1.44523
Inductancia (L)	0.00604
Capacitancia (C)	0.00000
Corriente en la resistencia, $i_R(t)$ .	$\sqrt{2} (0.97854 \cos(\omega t) + 0.58712 \cos(3\omega t))$
Corriente en la inductancia, $i_L(t)$	$\sqrt{2} (0.62103 \cos(\omega t - 90^\circ) + 0.12421 \cos(3\omega t - 90^\circ))$
Corriente en la capacitancia, $i_C(t)$	0.0
Corriente residual, $i_S(t)$	$\sqrt{2} (0.26082 \cos(\omega t - 19.27051^\circ) + 0.59466 \cos(3\omega t - 46.36588^\circ))$

Tabla 4-3. Modelo de carga para la medición 2.

Analizando el modelo de carga de la tabla 4-3, se puede representar por un circuito tipo RL, debido a que tiene solamente los parámetros de resistencia (R) e inductancia (L), con una caja negra que representa una fuente de corriente con magnitud y ángulo de fase apropiado a cada frecuencia armónica, también puede representar la impedancia de una frecuencia armónica. La corriente residual indica la existencia de distorsión armónica en la carga. En la figura 5.11, se representa un circuito RL que modela los parámetros de la carga.

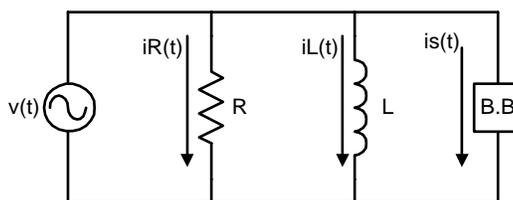


Figura 4.13. Circuito RL con componente de corriente residual.

En cada uno de los parámetros (R y L) de la figura 4.13 fluye una corriente que se pueden graficar, en la figura 4.14 se tiene una gráfica de la forma de onda de corriente que pasa a través de la resistencia de la carga y en la figura 4.15 se grafica la misma corriente pero mostrando cada uno de sus componentes. En estas graficas se puede observar que la forma de onda de la corriente se ve distorsionado por las armónicas características de la carga, en este caso por la tercera armónica. Para la resistencia que es un parámetro lineal se puede observar que la forma de onda que se tiene en la entrada es similar a la forma de onda de salida, y con las misma magnitud y ambas magnitudes están en fase.

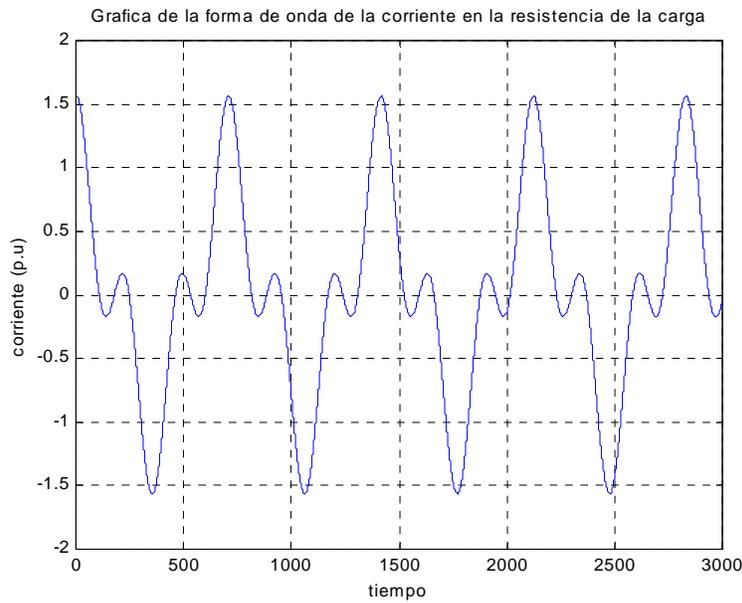


Figura 4.14. Gráfica de la forma de onda de la corriente en la resistencia.

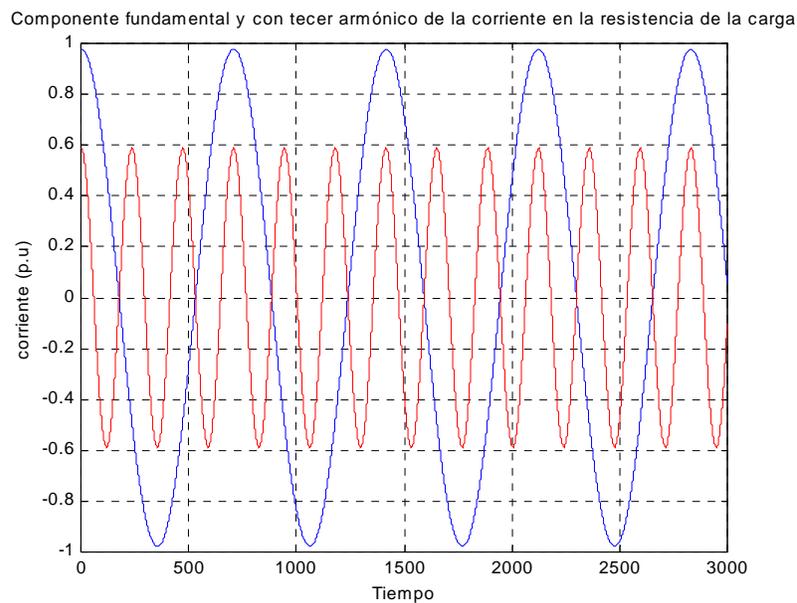


Figura 4.15. Gráfica de las componentes fundamental y de tercer armónico de la corriente en la resistencia de la carga

La corriente que pasa a través de la inductancia de la carga ( $i_L(t)$ ), tiene una forma de onda distinta comparada con la forma de onda de la corriente total de la carga, esto se debe a la no linealidad del parámetro ( $L$ ), tal como se muestra en la figura 4.16.

En la figura 4.17, se muestra la misma corriente que pasa a través de la inductancia de la carga con sus dos componentes, la fundamental (forma de onda en color azul) y la componente del tercer armónico (forma de onda en color rojo). Analizando las dos componentes se tiene que la componente fundamental decrece de 1 p.u a 0.62 p.u, esto se obtiene comparando la componente fundamental de la corriente total de la carga ( $i_T(t)$ ) con la componente fundamental de la corriente de la inductancia ( $i_L(t)$ ). Esta corriente esta desfasada  $90^\circ$ (en atraso) con respecto al voltaje de la carga, el voltaje es el mismo ya que se tiene una fuente conectada en paralelo con cada uno de los parámetros de la carga.

En lo que respecta a la componente de tercer armónico de la corriente de la inductancia esta se mantiene su valor de 0.6 p.u comparado con la corriente de tercer armónico de la corriente total de la carga.

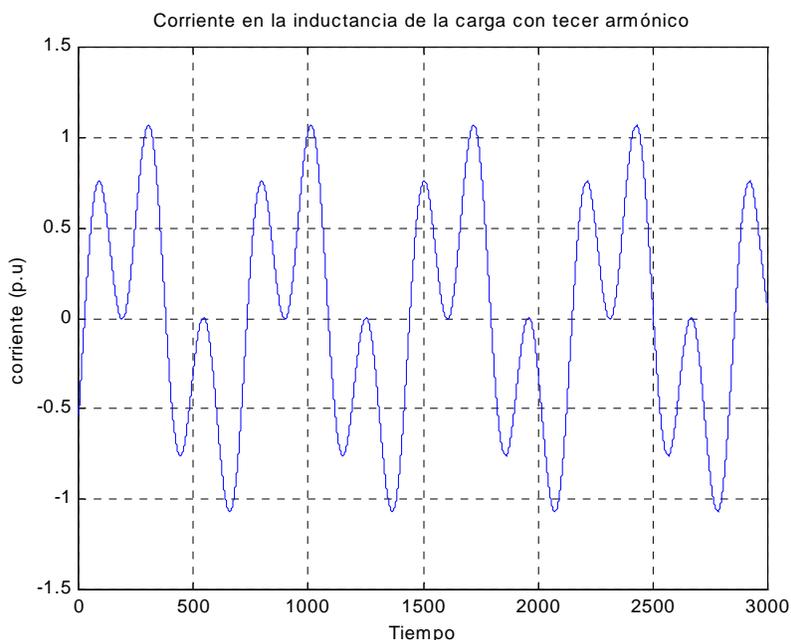


Figura 4.16. Gráfica de la forma de onda de la corriente en la inductancia de la carga

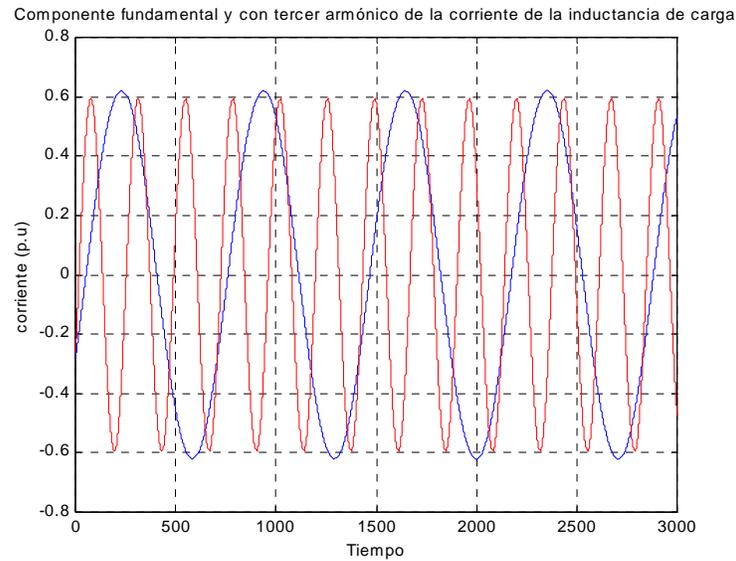


Figura 4.17. Gráfica de las componentes fundamental y con tercer armónico de la corriente en la inductancia de la carga.

La corriente residual, es un indicativo de la existencia de armónicos en la carga y es la cantidad total de distorsión armónica que se tiene en la carga, el contenido armónico de esta corriente es del mismo orden de la corriente total de la carga, de tercer armónico. Esta corriente residual se muestra en la figura 4.18, en el cual se observa una forma de onda distorsionada con grandes variaciones en cada ciclo del voltaje.

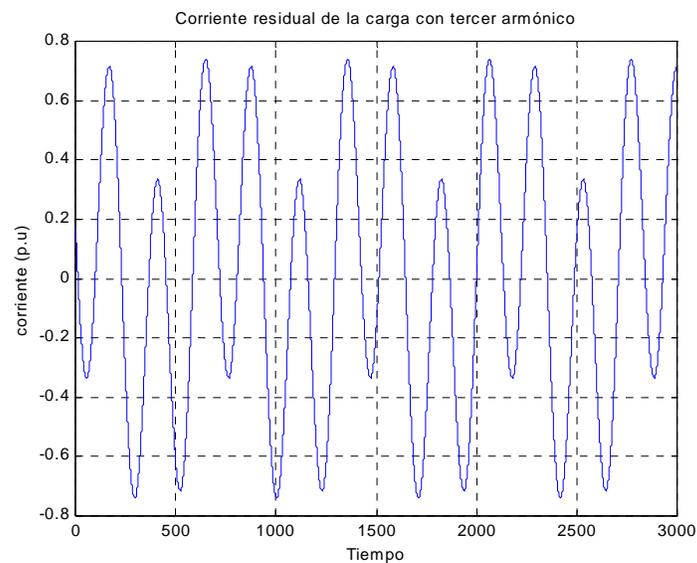


Figura 4.18. Gráfica de la forma de onda de la corriente residual de la carga.

La corriente residual se descompone en dos componentes la fundamental y la de tercer armónico, como se muestra en la figura 4.19, la componente fundamental tiene una magnitud de 0.26 p.u con un ángulo de desfase con respecto a la componente fundamental del voltaje de entrada de  $19.28^\circ$  (en atraso).

La componente de tercer armónico se mantiene con el mismo valor que el de la componente de tercer armónica de la corriente total de la carga y tiene un ángulo de desfase de  $133.63^\circ$  con respecto a la componente de tercer armónico del voltaje de entrada.

En este análisis la componente de tercer armónico se presenta en cada una de las corrientes de los parámetros de carga y en la corriente residual, y es la única que no tiene variación cuando circula a través de cada parámetro de la carga y su correspondiente componente en la corriente residual.

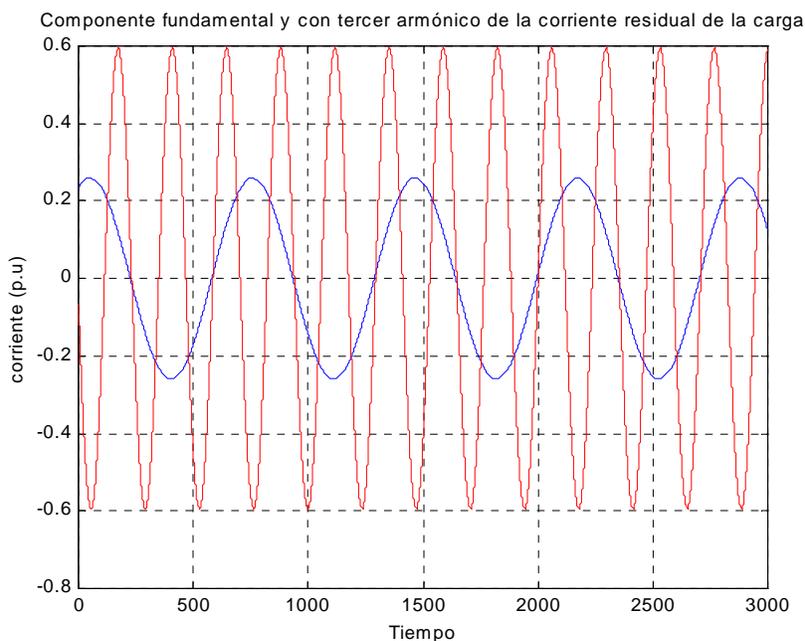


Figura 4.19. Gráfica de las formas de ondas de las componentes fundamental y con tercer armónico de la corriente residual de la carga.

### 4.3.2.1 .Análisis de sensibilidad de los parámetros de la medición dos.

Aplicando el primer caso a las formas de onda del voltaje y la corriente de la carga, se tienen las sensibilidades de los parámetros de la carga mostrados en la tabla 4-4.

#### Para el caso I.

Variación en (%) de componentes de voltaje armónico	Sensibilidad de la resistencia en (%)	Sensibilidad de la inductancia en (%)	Sensibilidad de la capacitancia en (%)
20	9.89532	3.65795	*
18	8.82584	3.27171	*
16	7.77390	2.89009	*
14	6.73958	2.51306	*
12	5.72298	2.14058	*
10	4.72417	1.77264	*
8	3.74324	1.40920	*
6	2.78027	1.05024	*
4	1.83535	0.69574	*
2	0.90856	0.34567	*
-2	-0.89025	-0.34129	*
-4	-1.76211	-0.67822	*
-6	-2.61548	-1.01082	*
-8	-3.45028	-1.33912	*
-10	-4.26641	-1.66314	*
-12	-5.06379	-1.98290	*
-14	-5.84233	-2.29842	*
-16	-6.60192	-2.60974	*
-18	-7.34250	-2.91687	*
-20	-8.06395	-3.21983	*

Tabla 4-4. Sensibilidad de los parámetros de la carga, caso I.

De acuerdo con los resultados de la tabla 4-4, se observa que cuando el voltaje varía de manera positiva hasta un 20%, la resistencia (R) y la inductancia (L) de la carga se incrementan

considerablemente, cuando el voltaje decrece, los valores de la resistencia e inductancia también decrecen. Esto se puede ver en las figuras 4.20, 4.21, 4.22 y 4.23 respectivamente.

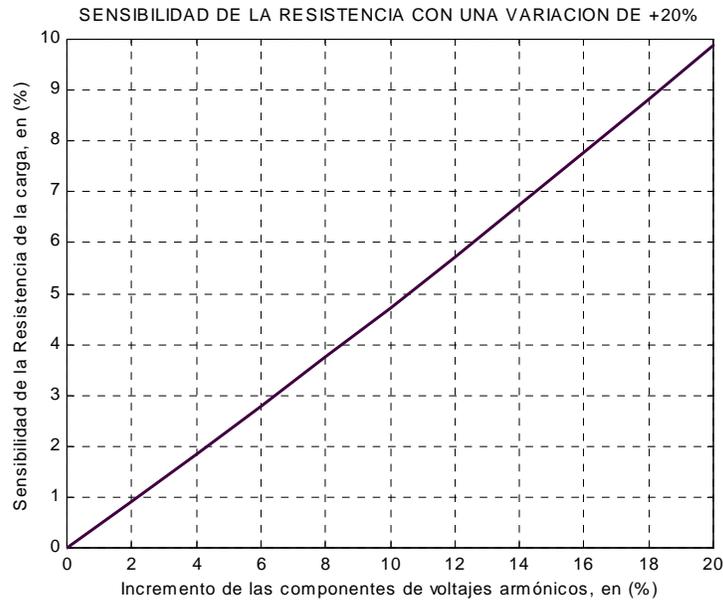


Figura 4.20. Sensibilidad de la Resistencia, caso I,  
variación positiva.

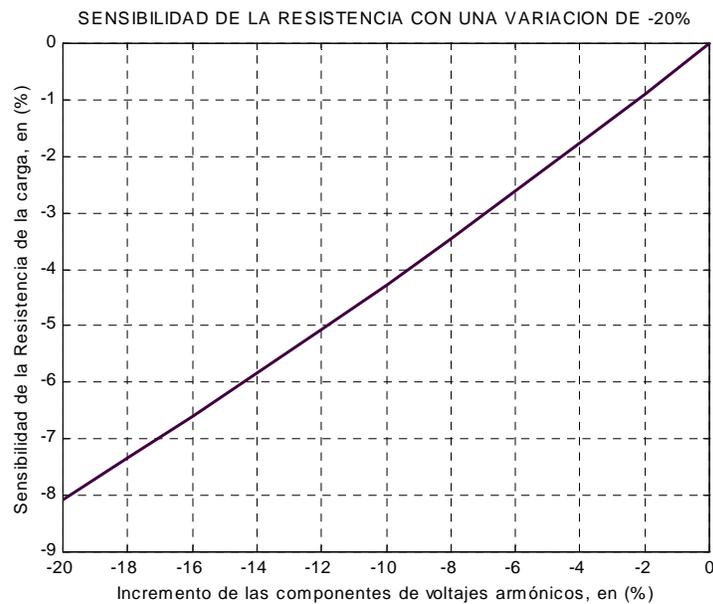


Figura 4.21. Sensibilidad de la Resistencia, caso I,  
variación negativa.

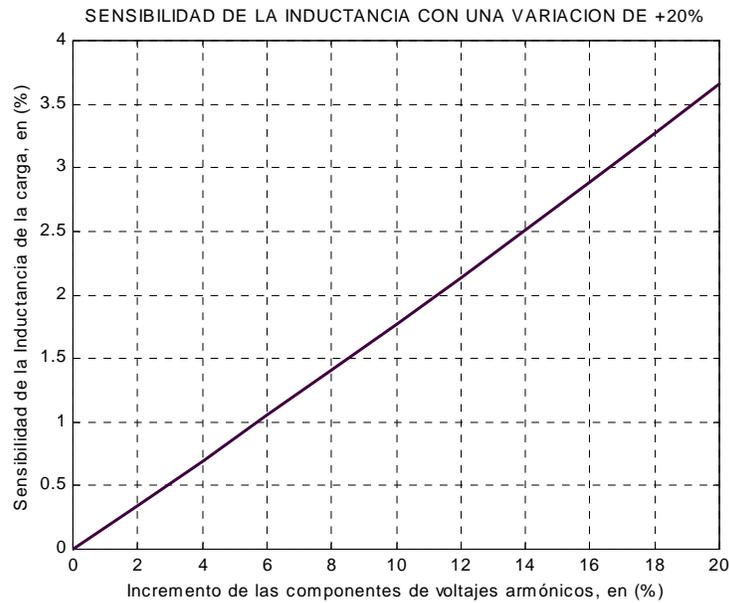


Figura 4.22. Sensibilidad de la inductancia, caso I, variación positiva.

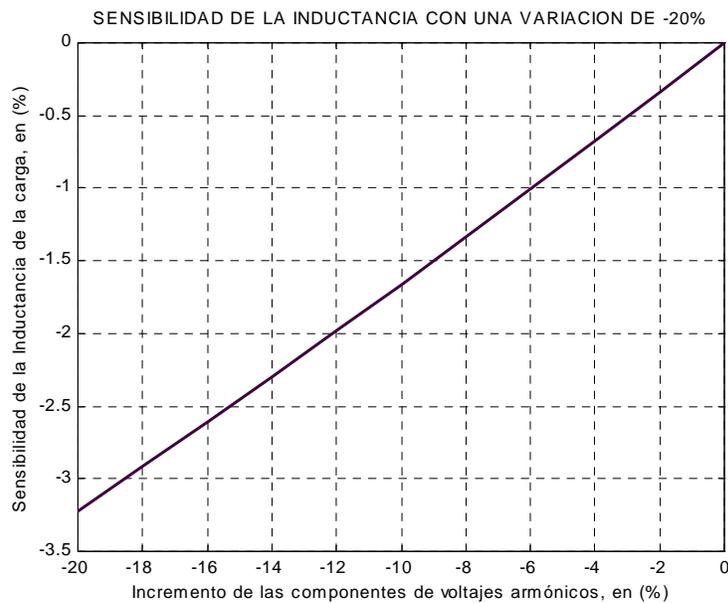


Figura 4.23. Sensibilidad de la inductancia, caso I, variación negativa.

De la misma forma se aplica el segundo caso de variación a las formas de onda de la corriente y voltaje constante, se obtienen las sensibilidades que se muestran en la tabla 4-5.

## caso II.

Variación en (%) de componentes de corrientes armónicos	Sensibilidad de la resistencia en (%)	Sensibilidad de la inductancia en (%)	Sensibilidad de la capacitancia en (%)
20	-1.56900	1.93293	*
18	-1.41432	1.73628	*
16	-1.25915	1.54039	*
14	-1.10349	1.34525	*
12	-0.94734	1.15086	*
10	-0.79070	0.95721	*
8	-0.63356	0.76431	*
6	-0.47593	0.57214	*
4	-0.31779	0.38070	*
2	-0.15915	0.18999	*
-2	0.15966	-0.18927	*
-4	0.31982	-0.37782	*
-6	0.48050	-0.56566	*
-8	0.64169	-0.75280	*
-10	0.80341	-0.93923	*
-12	0.96564	-1.12496	*
-14	1.12840	-1.31000	*
-16	1.29168	-1.49435	*
-18	1.45549	-1.67801	*
-20	1.61983	-1.86098	*

Tabla 4-5. Sensibilidad de los parámetros de la carga, caso II.

En los resultados de la tabla 4-5, se observa que cuando las componentes de corrientes armónicas de la carga se incrementan, la resistencia decrece y la inductancia aumenta, como se ve en las figuras 4.24 y 4.26, respectivamente. Cuando las componentes armónicas de la corriente decrecen, la resistencia aumenta y la inductancia disminuye, como se muestra en la figuras 4.25 y 4.27. Esto sucede cuando se mantiene constantes todas las componentes armónicas del voltaje.

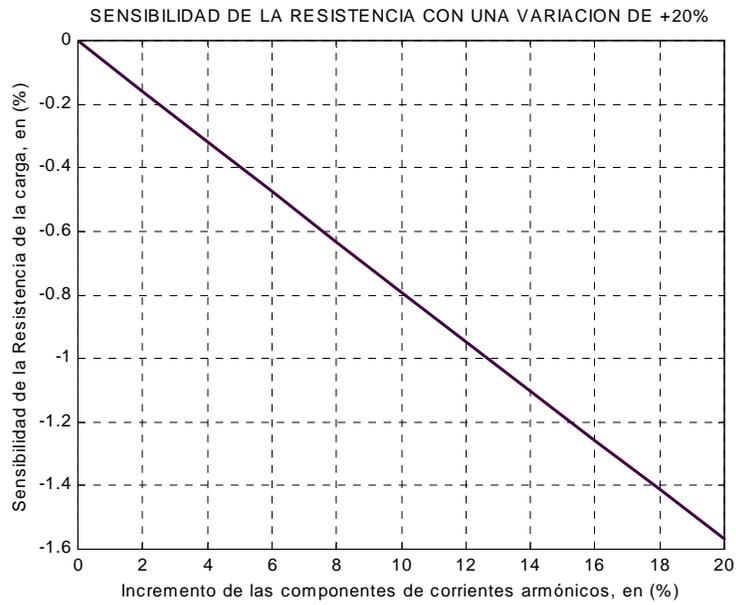


Figura 4.24. Sensibilidad de la Resistencia, caso II, variación positiva.

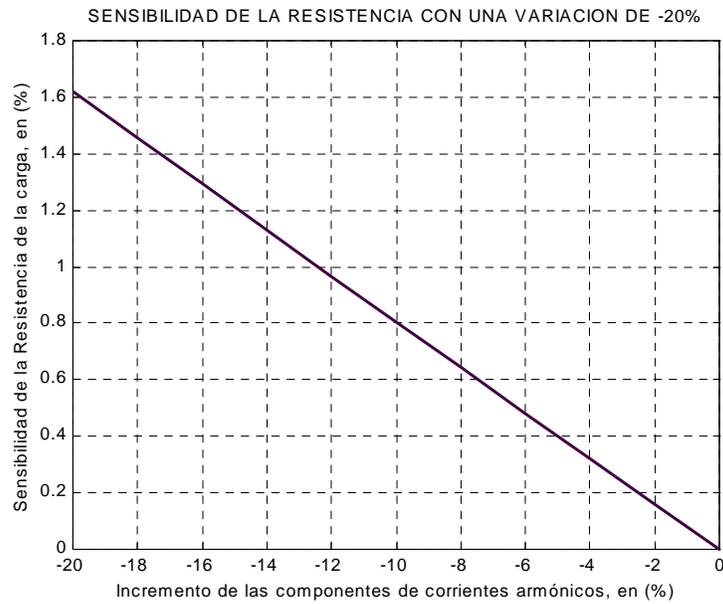


Figura 4.25. Sensibilidad de la resistencia, caso II, variación negativa.

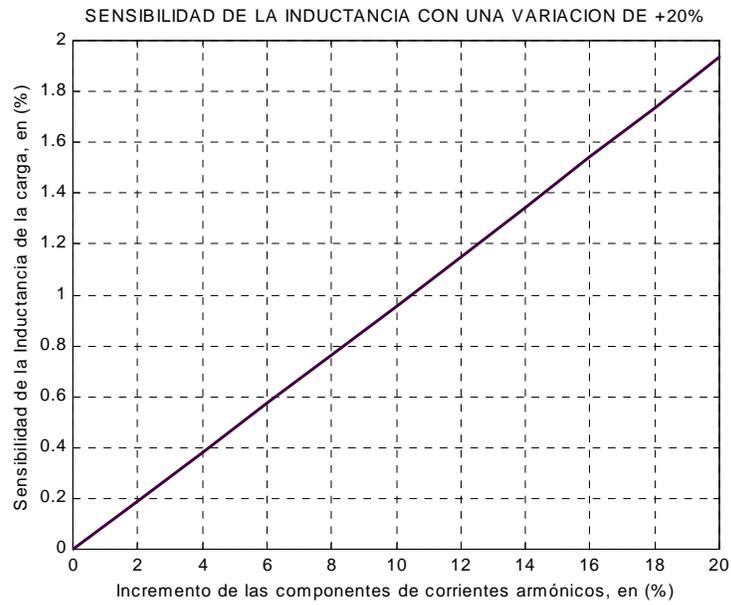


Figura 4.26. Sensibilidad de la Inductancia, caso II, variación positiva.

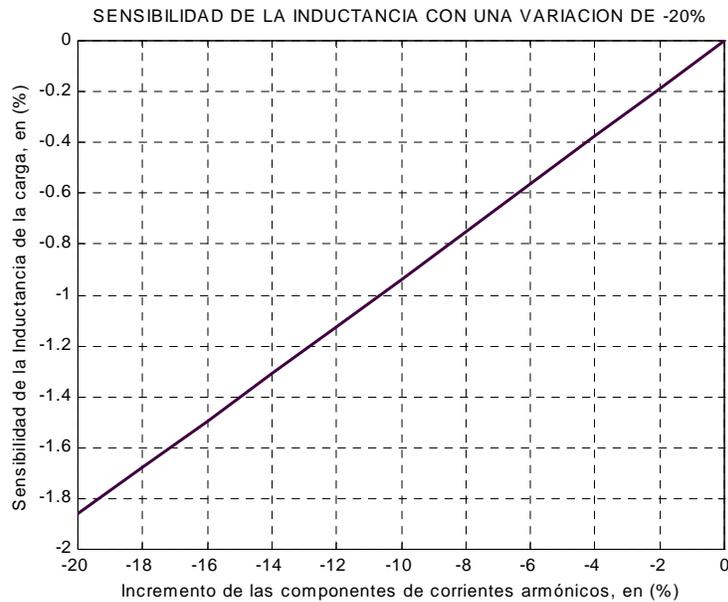


Figura 4.27. Sensibilidad de la Inductancia, caso II, variación negativa.

Se aplica el criterio del tercer caso de variación a las formas de onda de voltaje y corriente, y se obtienen las sensibilidades que se muestran en la tabla 4-6.

para el caso III.

Variación en (%) de componentes de $v(t)$ e $i_T(t)$ armónico	Sensibilidad de la resistencia en (%)	Sensibilidad de la inductancia en (%)	Sensibilidad de la capacitancia en (%)
20	7.86445	6.11940	*
18	7.03946	5.43181	*
16	6.22240	4.76203	*
14	5.41350	4.10966	*
12	4.61301	3.47432	*
10	3.82116	2.85564	*
8	3.03820	2.25325	*
6	2.26436	1.66681	*
4	1.49989	1.09601	*
2	0.74502	0.54050	*
-2	-0.73494	-0.52580	*
-4	-1.45956	-1.03717	*
-6	-2.17363	-1.53439	*
-8	-2.87690	-2.01772	*
-10	-3.56915	-2.48742	*
-12	-4.25015	-2.94372	*
-14	-4.91965	-3.38687	*
-16	-5.57743	-3.81708	*
-18	-6.22327	-4.23457	*
-20	-6.85694	-4.63955	*

Tabla 4-6. Sensibilidad de los parámetros de la carga, caso III.

Los resultados de la tabla 4-6, muestra que al incrementar las componentes armónicas de las formas de onda del voltaje y la corriente, la resistencia y la inductancia incrementan considerablemente su valor, como se muestra en las figuras 4.28 y 4.30.

En caso de que las componentes armónicas del voltaje y la corriente decrezcan, la resistencia y la inductancia también decrecen, como se observa en las figuras 4.29 y 4.31.

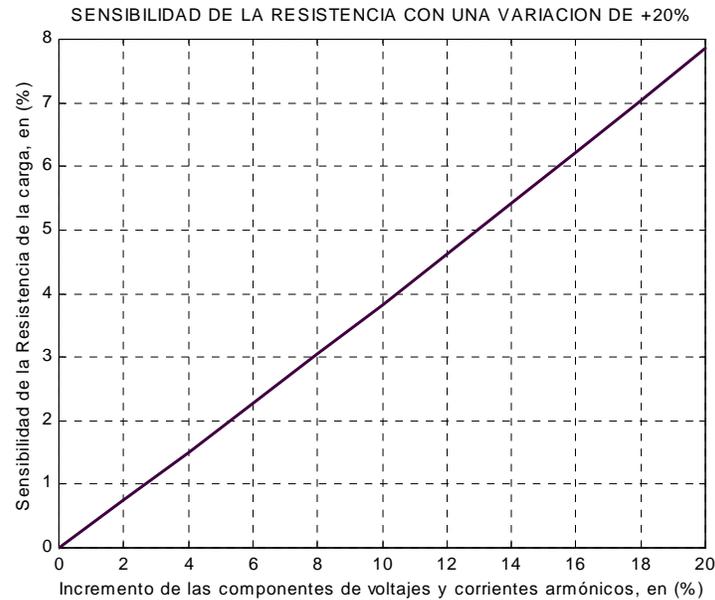


Figura 4.28. Sensibilidad de la Resistencia, caso III,  
variación positiva.

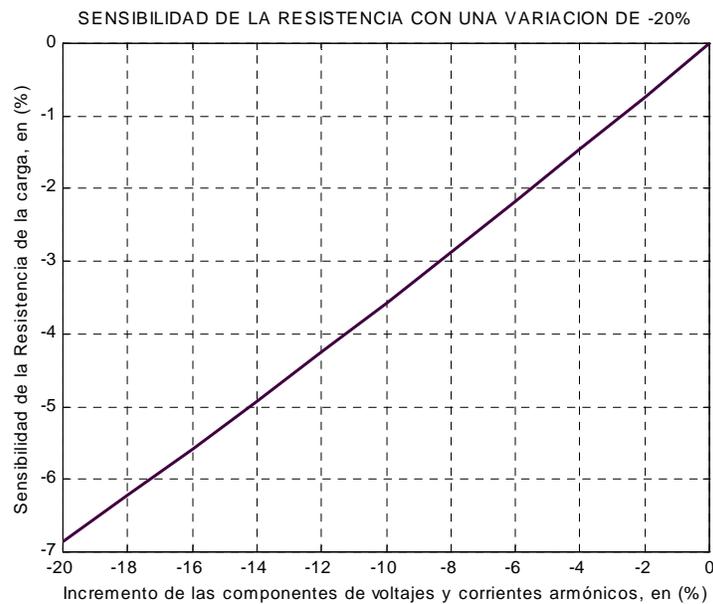


Figura 4.29. Sensibilidad de la Resistencia, caso III,  
variación negativa.

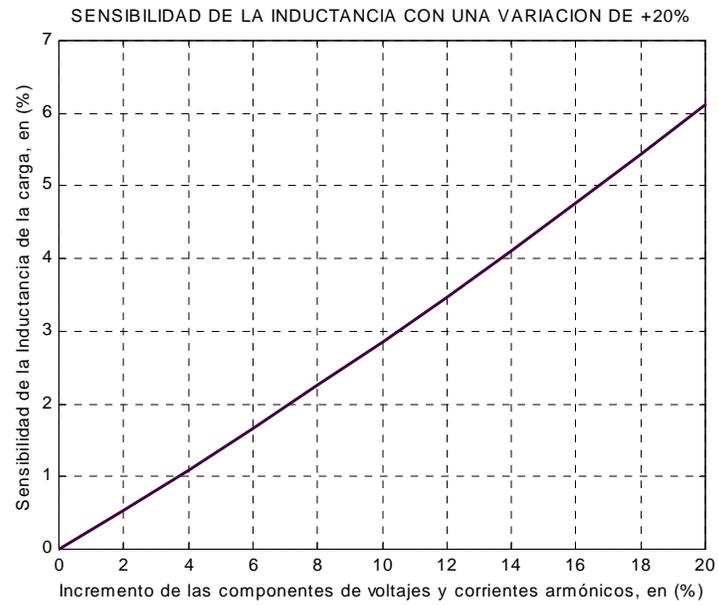


Figura 4.30. Sensibilidad de la inductancia, caso III, variación positiva.

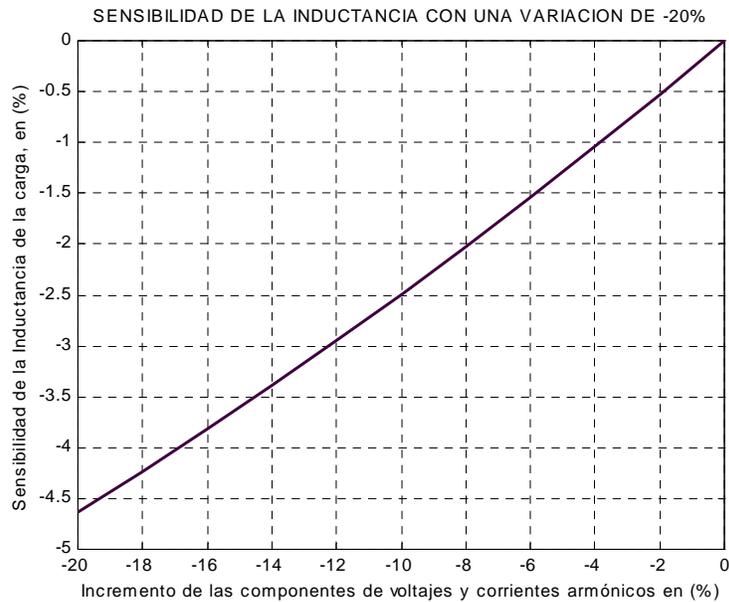


Figura 4.31. Sensibilidad de la inductancia, caso III, variación negativa.

### 4.3.3. Análisis de modelado de carga y sensibilidad para la medición número tres.

Se tienen las siguientes formas de ondas medidas en las terminales de una computadora personal en operación.

$$v(t) = \sqrt{2}[\cos(\omega t) + 0.6 \cos(3\omega t)] \text{ p.u}$$

$$i_T(t) = \sqrt{2}[\cos(\omega t - 30^\circ) + 0.6 \cos(3\omega t + 30^\circ) + 0.05 \cos(5\omega t + 30^\circ)] \text{ p.u}$$

Las formas de ondas de voltaje y corriente se pueden graficar. En la figura 4.32 se muestra la forma de onda del voltaje total de la carga, con un valor pico de 1.51 p.u que es mayor a 1.0 p.u de la componente fundamental de la corriente total de la carga.

La misma forma de onda de la corriente se descompone en la componente fundamental y componente de tercer armónico, como se observa en la figura 4.33. La componente fundamental (en color azul) con una magnitud de 1.0 p.u y la componente con tercer armónico (en color rojo) con una magnitud de 0.6 p.u.

Se observa que las dos componentes tienen la misma forma de onda, pero a diferentes frecuencias, la fundamental a 60 Hz y la componente de tercer armónico a 180 Hz.

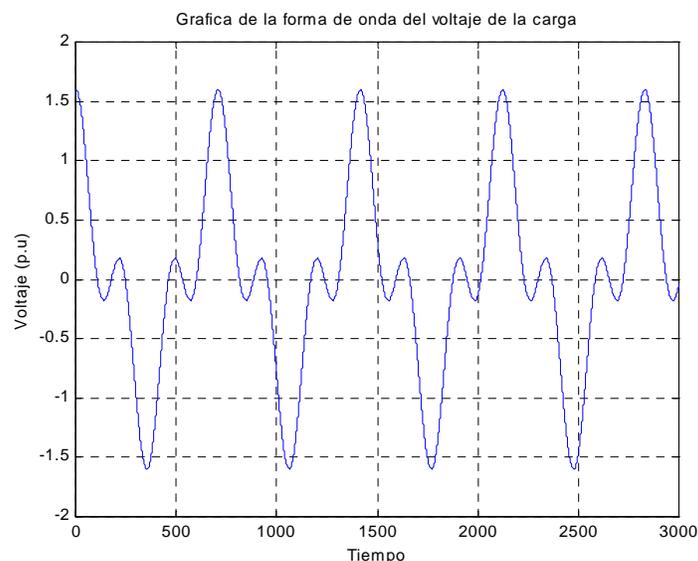


Figura 4.32. Gráfica de la forma de onda del voltaje de la carga.

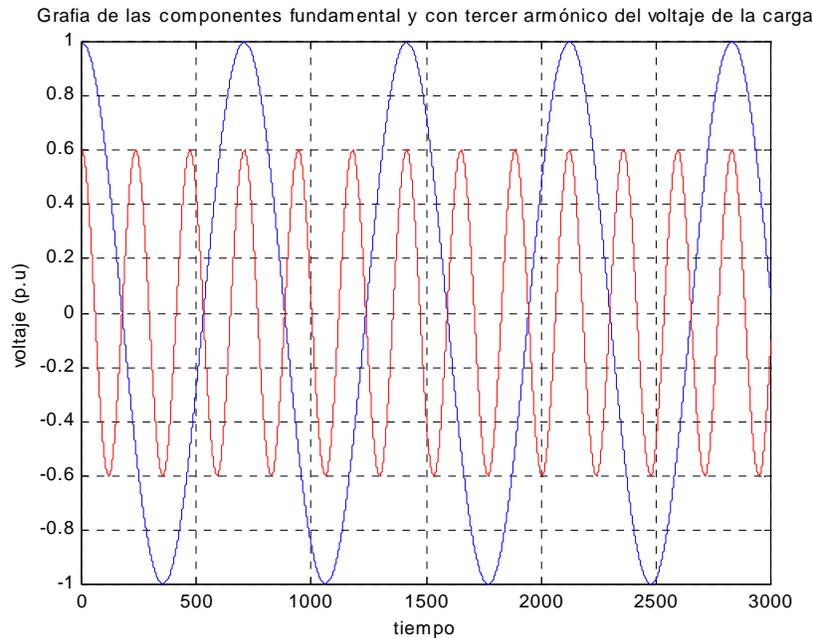


Figura 4.33. Gráfica de las componentes fundamental y con tercer armónico del voltaje de la carga.

De la misma forma se grafica la corriente total de la carga que tiene un contenido de tercer y quinto armónico. En la figura 4.34, se muestra la grafica de la forma de onda de la corriente total medida en terminales de la carga, la cual tiene un valor pico de 1.51 p.u.

En la figura 4.35 se muestran las formas de onda de la componente fundamental (en color azul) con una magnitud de 1.0 p.u., la componente con tercer armónico (en color rojo) con una magnitud de 0.6 p.u., y la componente con quinto armónico (en color amarillo) con una magnitud de 0.05 p.u. En la grafica se observa que la componente fundamental está desfasada  $30^\circ$  (en atraso) con respecto a la componente fundamental del voltaje. La forma de onda fundamental es la misma para las de tercer y quinto armónico, pero a diferentes frecuencias. La componente fundamental tiene una frecuencia de 60 Hz, la componente de tercer armónico tiene una frecuencia de 180 Hz y la componente de quinto armónico tiene una frecuencia de 240 Hz.

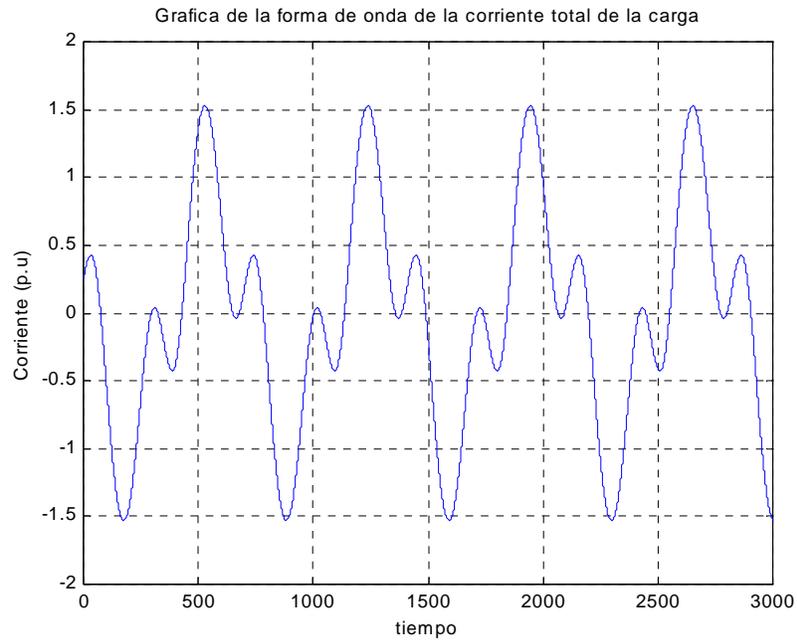


Figura 4.34. Gráfica de la forma de onda de la corriente total de la carga.

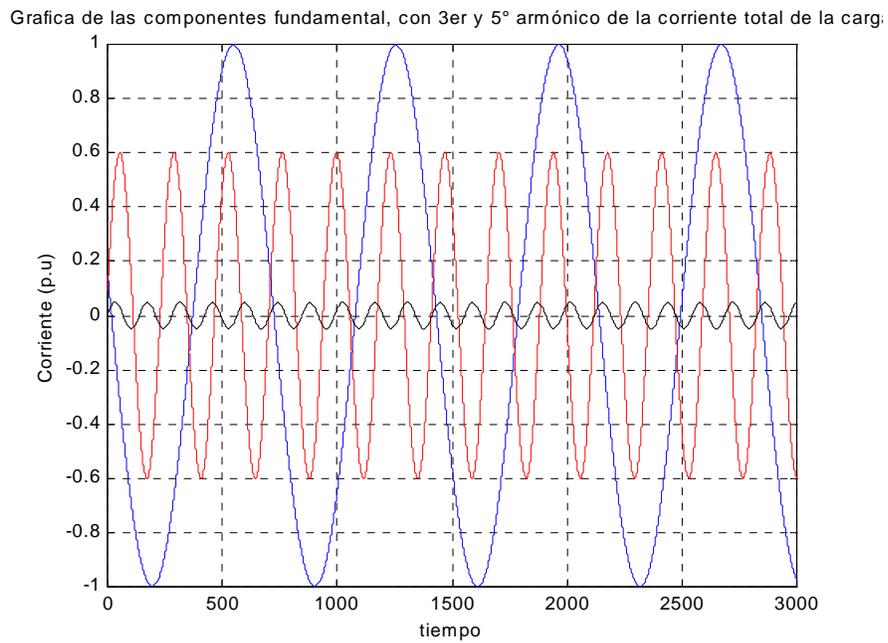


Figura 4.35. Gráfica de las componentes, fundamental, con tercer y quinto armónico de la corriente total de la carga.

Aplicando la técnica del modelo de cargas en el dominio del tiempo, se tiene la tabla 4.7 en la cual se muestran los valores y las corrientes de cada parámetro, así como su corriente residual debida a la presencia de armónicas en el voltaje y corriente de la carga. Los datos contenidos en la tabla representan el modelo matemático de un banco de lámparas fluorescente, con una alimentación trifásica.

Parámetros de cargas y sus corrientes	Valores en p.u
Resistencia (R)	1.15470
Inductancia (L)	0.00627
Capacitancia (C)	0.00003
Corriente en la resistencia, $i_R(t)$ .	$\sqrt{2} [1.22474\cos(1.0 \text{ wt})+ 0.73485\cos(3.0 \text{ wt})]$
Corriente en la inductancia, $i_L(t)$	$\sqrt{2} [0.59832\cos(1.0 \text{ wt}-90^\circ)+ 0.11966\cos(3.0 \text{ wt}-90^\circ)]$
Corriente en la capacitancia, $i_C(t)$	$\sqrt{2} [0.01334\cos(1.0 \text{ wt}+90^\circ)+ 0.02401\cos(3.0 \text{ wt}+90^\circ)]$
Corriente residual, $i_S(t)$	$\sqrt{2} [0.12213\cos(1.0 \text{ wt} -90.00002^\circ)+ 0.51991\cos(3.0 \text{ wt}+90.00002^\circ)]$

Tabla 4-7. Modelo de carga para la medición tres.

Considerando los valores de cada parámetro, sus respectivas corrientes y la corriente residual de la carga, se obtiene un circuito equivalente que representa el modelo de la carga, como el que se muestra en la figura 4.36. Este modelo nos indica que la carga es de tipo RLC y tiene distorsión armónica, que esta representada por la corriente residual en la figura 4.36.

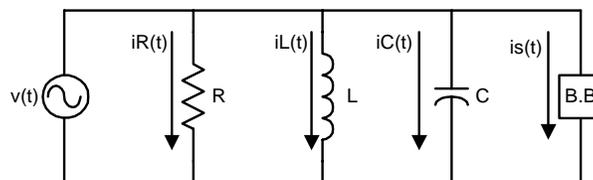


Figura 4.36. Circuito equivalente de la carga.

Después de obtener el modelo completo de la carga, se grafican las corrientes que pasan a través de cada parámetro. En la figura 4.37, se muestra la forma de onda de la corriente de la resistencia de la carga, la cual tiene un valor de 1.4 p.u, esta forma de onda considera la

componente fundamental y la componente de tercer armónico. Estas componentes se pueden ver en la figura 4.38, las cuales tiene la misma forma de onda, con magnitudes diferentes y frecuencias diferentes, para la fundamental la frecuencia es de 60 Hz y para la componente de tercer armónico es de 180 Hz.

Las componentes fundamental y con tercer armónico de la corriente de la resistencia están en fase con sus respectivas componentes del voltaje de carga. Esto debido a la linealidad del parámetro resistivo.

La componente de tercer armónico disminuye de 0.6 p.u a 0.5 p.u, esto debido a la presencia de una capacitancia en la carga, la cual compensa los reactivos absorbidos por los armónicos.

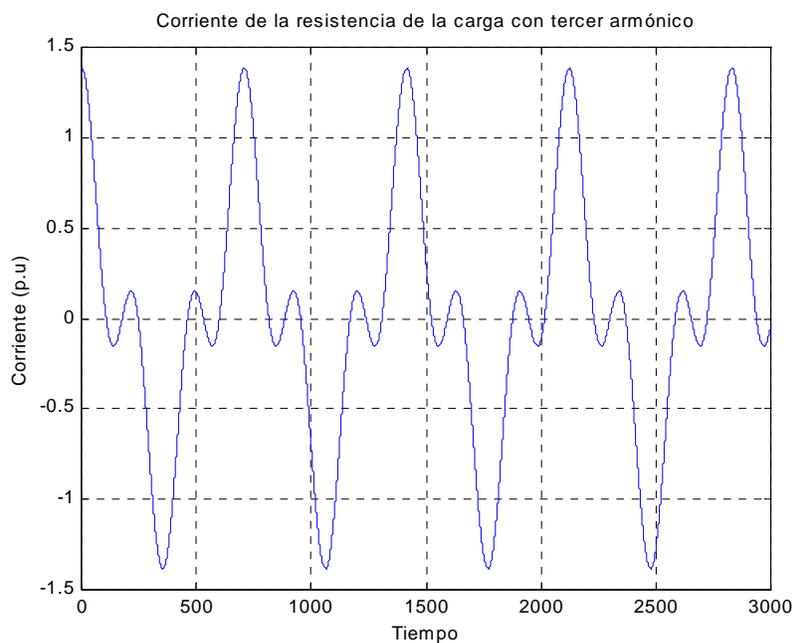


Figura 4.37. Grafica de la forma de onda de la corriente de la resistencia de la carga con presencia de tercer armónico.

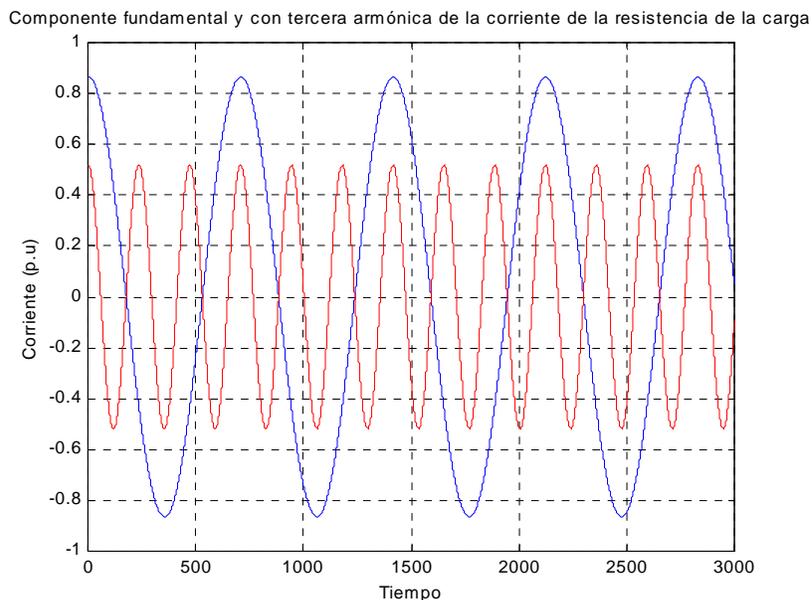


Figura 4.38. Grafica de las componentes fundamental y de tercer armónico de la corriente de la resistencia de la carga.

La corriente en la capacitancia de la carga, se muestra en la figura 4.39, en el cual se observa que tiene un valor máximo de 0.024 p.u y con un contenido de tercer armónico. La grafica que representa a la forma de onda de la corriente de la capacitancia de la carga es diferente a la forma de onda de la corriente total medida en terminales de la carga, esto se debe a la no linealidad del parámetro (C) de la carga.

Las componentes de la forma de onda de la corriente de la capacitancia, se pueden ver en la figura 4.40, en la cual se muestra la forma de onda fundamental (en color azul) con un valor de 0.09 p.u y la forma de onda de la componente de tercer armónico (en color rojo) con un valor de 0.17 p.u. Estas dos formas de onda están en fase a  $90^\circ$  ( en adelante), pero con frecuencias distintas, la fundamental a 60 Hz y la componente de tercer armónico a 240 Hz. Además también están desfasadas  $90^\circ$  (en adelante) con respecto al voltaje de la carga.

La magnitud de la componente de tercer armónico de la corriente de la capacitancia disminuye de 0.6 a 0.017 p.u debido a la compensación reactiva de la capacitancia de la carga, que funciona como un filtro.

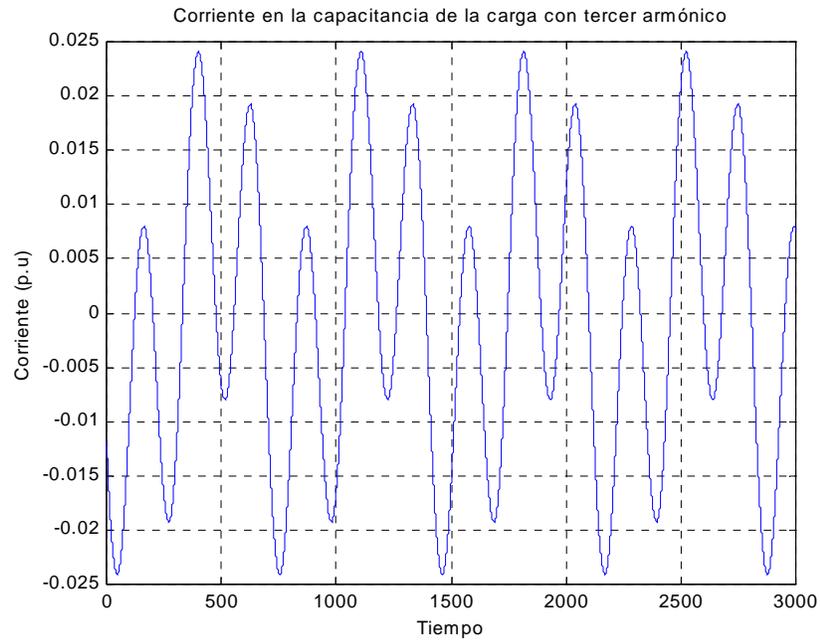


Figura 4.39. Grafica de la forma de onda de la corriente de la capacitancia de la carga.

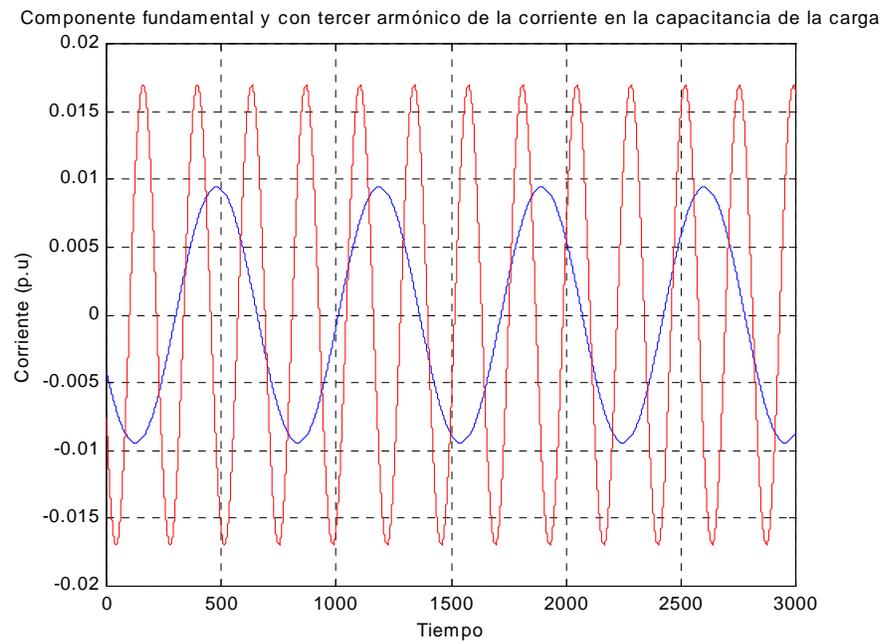


Figura 4.40. Gráfica de las componentes fundamental y de tercer armónico de la corriente de la capacitancia de la carga.

El modelo de la carga contempla un inductancia (L), por tal razón se tiene una corriente que fluye a través de ella, que tiene la forma de onda mostrada en la figura 4.41, en la cual se observa una forma de onda de onda con una magnitud de 0.42 p.u.

Esta forma de onda es bastante diferente a la forma de onda de la corriente total de la carga, debido a la no linealidad del parámetro (L) de la carga.

En al figura 4.42 se tiene la gráfica que representa cada componente de la corriente de la inductancia. Se puede observar una componente fundamental (en color azul) y una componente de tercer armónico, estas componentes están en fase, ambas con un ángulo de  $90^\circ$  (en atraso) con respecto al voltaje. La fundamental tiene una frecuencia de 60 Hz y la componente de tercer armónico tiene una frecuencia de 240 Hz.

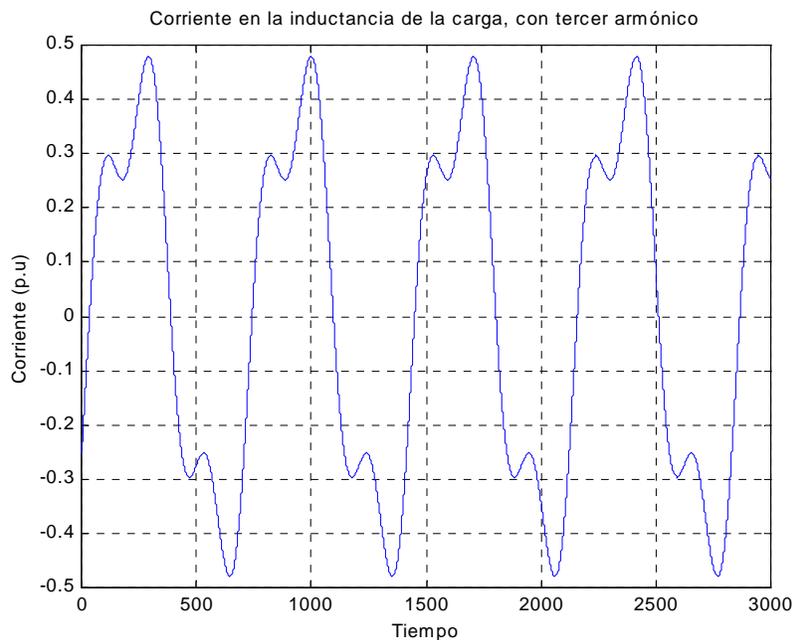


Figura 4.41. Gráfica de la forma de onda de la corriente de la inductancia de la carga.

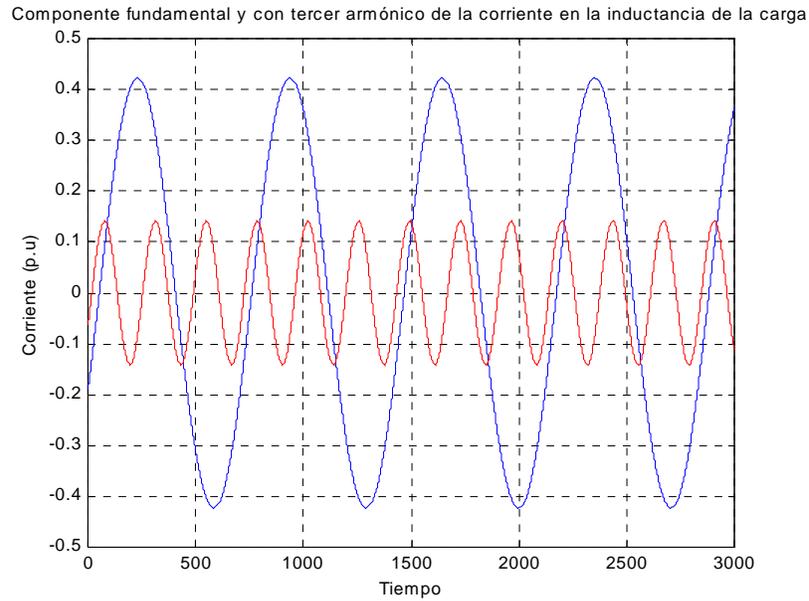


Figura 4.42. Gráfica de las formas de onda de las componentes fundamental y de tercer armónico de la corriente de la inductancia de la carga

En este modelo de carga se tiene un contenido armónico, por lo tanto se tiene una corriente residual en la carga, que indica la cantidad de armónicos medida directamente a la carga. La gráfica de la forma de onda de la corriente residual se muestra en la figura 4.43.

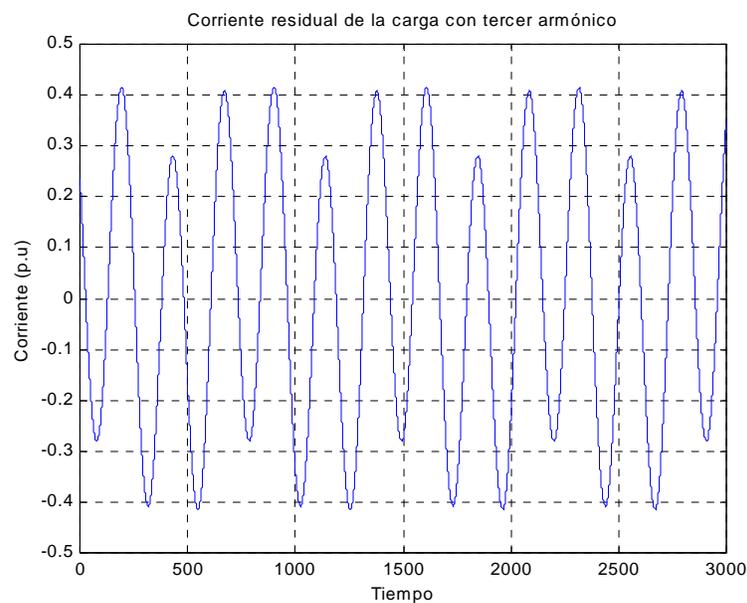


Figura 4.43. Gráfica de la forma de onda de la corriente residual de la carga.

Para ver las componentes que forman la corriente residual de la carga, se observa la figura 4.44, en la cual se muestran las componentes fundamental (en color rojo) y la de tercer armónico (en color azul), estas dos formas de ondas no están en fase entre ellas, ya que cada una tiene un ángulo de desfaseamiento diferente con respecto al voltaje de la carga. Además tienen diferentes frecuencias a 60 Hz y a 240 Hz en la componente fundamental y de tercer armónico respectivamente.

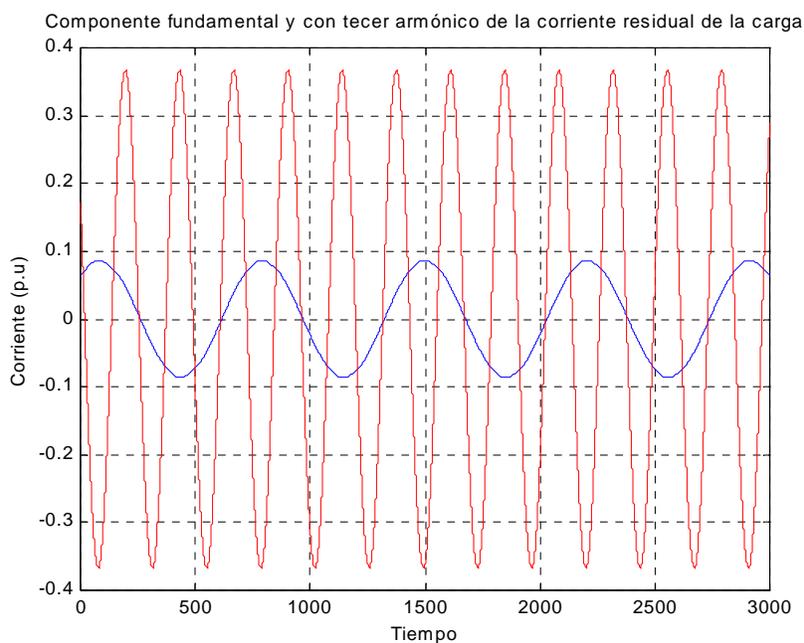


Figura 4.44. Gráfica de las componentes fundamental y de tercer armónico.

#### 4.3.3.1. Análisis de modelado de carga y sensibilidad para la medición número tres.

Aplicando el primer caso de variación para el estudio de sensibilidad, en donde se varían las componentes armónicas del voltajes un  $\pm 20\%$  y manteniendo constante la componente fundamental, las componentes de corriente y los ángulos de fases, se tiene como resultado, la tabla 4-8, muestran las sensibilidades para cada parámetro del modelo de carga, estas sensibilidades están dadas en porcentaje(%):

## Para el caso I.

Variación en (%) de componentes de voltajes armónicos	Sensibilidad de la resistencia en (%)	Sensibilidad de la inductancia en (%)	Sensibilidad de la capacitancia en (%)
20	6.03352	4.54349	176.89898
18	5.36665	4.06352	163.87584
16	4.71332	3.58936	149.98192
14	4.07374	3.12098	135.16193
12	3.448126	2.65833	119.35686
10	2.83668	2.20135	102.50375
8	2.23963	1.75000	84.53535
6	1.65721	1.30424	65.37994
4	1.08964	0.86401	44.96095
2	0.53716	0.42928	23.19668
-2	-0.52158	-0.42388	-24.72203
-4	-1.02735	-0.84240	-51.06849
-6	-1.51704	-1.25560	-79.14492
-8	-1.99038	-1.66353	-100.00000
-10	-2.44713	-2.06623	-100.00000
-12	-2.88700	-2.46374	-100.00000
-14	-3.30971	-2.85610	-100.00000
-16	-3.71499	-3.24336	-100.00000
-18	-4.10253	-3.62555	-100.00000
-20	-4.47205	-4.00272	-100.00000

Tabla 4-8. Sensibilidad de los parámetros de la carga, caso I.

En la tabla 4-8, se observa que cuando las componentes armónicas del voltaje se incrementan un 20%, manteniendo constante las componentes armónicas de la corriente, la resistencia, inductancia y capacitancia se incrementan considerablemente, como se ve en las figuras 4.45, 4.47 y 4.49. En el caso de que las componentes armónicas del voltaje decrecen, la resistencia y la inductancia también decrecen, como se ve en las figuras 4.46 y 4.48, en cambio la capacitancia decrece hasta un cierto punto y de ahí se mantiene constante en -100%, esto se debe a que la capacitancia desaparece o es igual a cero, tal como se muestra en la figura 4.50.

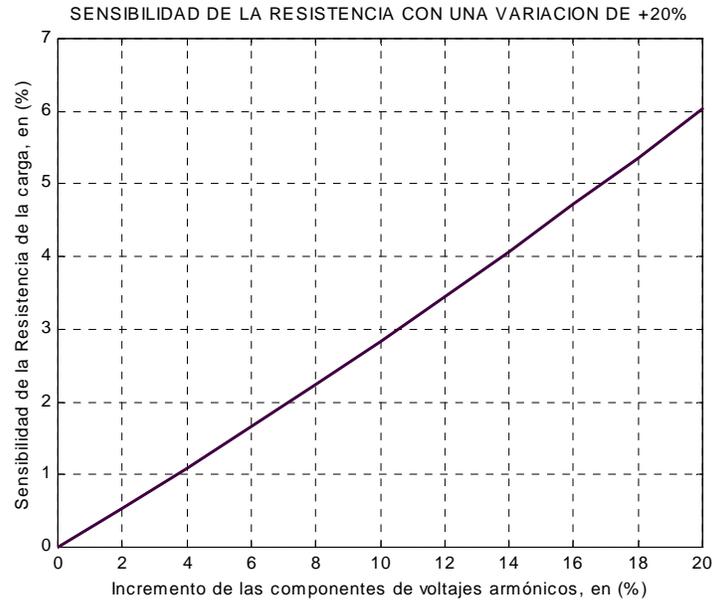


Figura 4.45. Sensibilidad de la Resistencia, caso I, variación positiva.

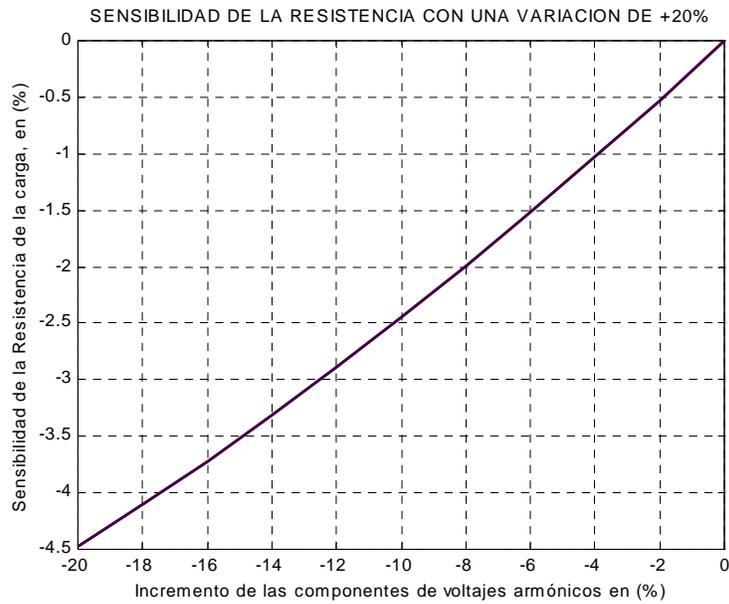


Figura 4.46. Sensibilidad de la Resistencia, caso I, variación negativa.

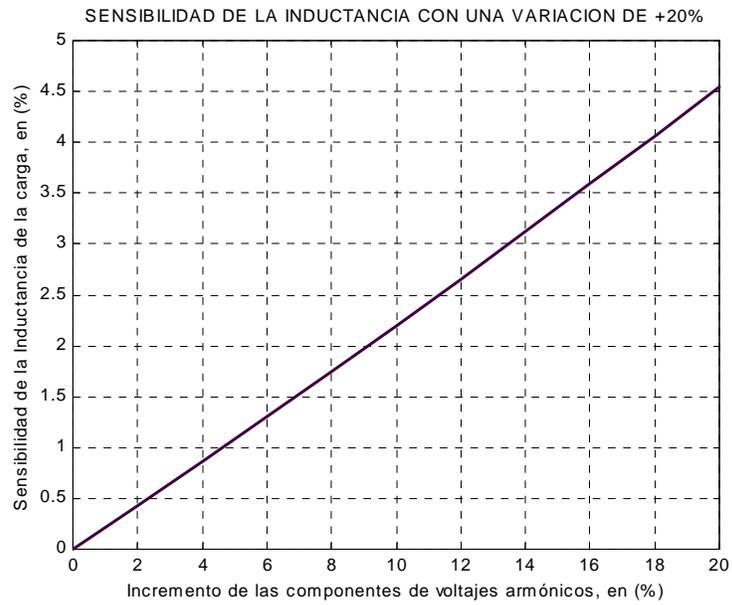


Figura 4.47. Sensibilidad de la Inductancia, caso I, variación positiva.

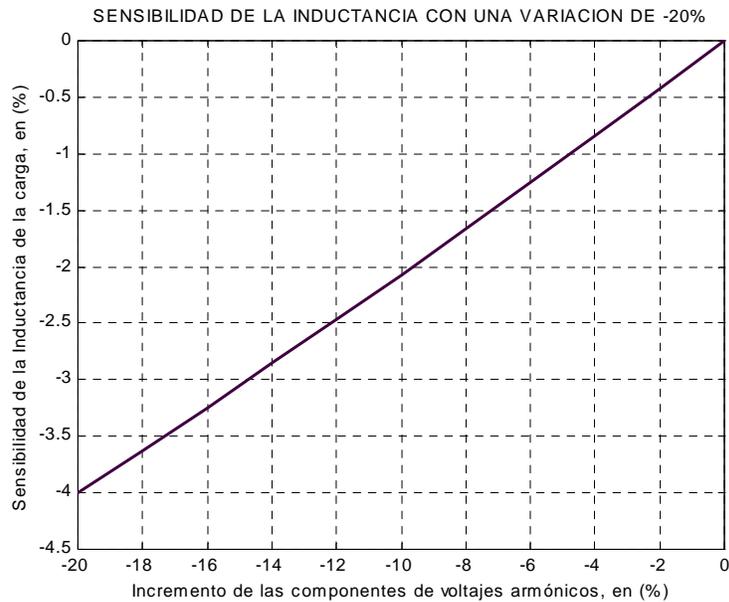


Figura 4.48. Sensibilidad de la Inductancia, caso I, variación negativa.

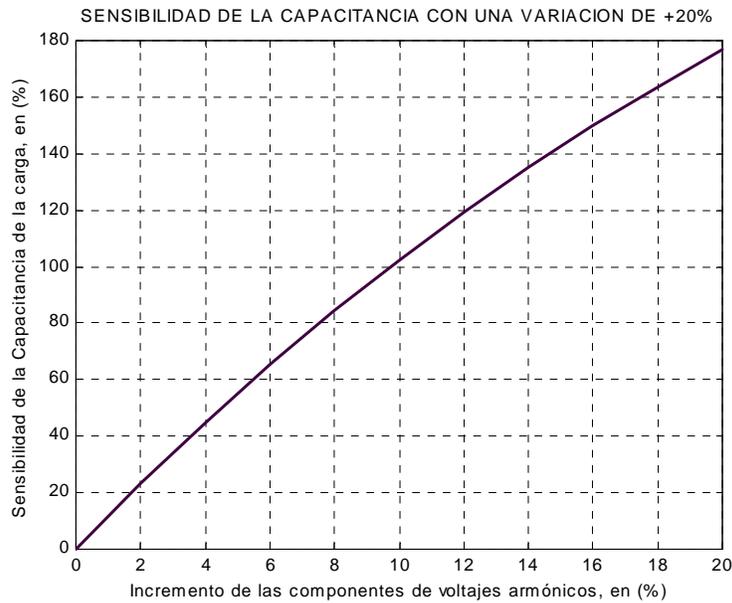


Figura 4.49. Sensibilidad de la Capacitancia, caso I, variación positiva.

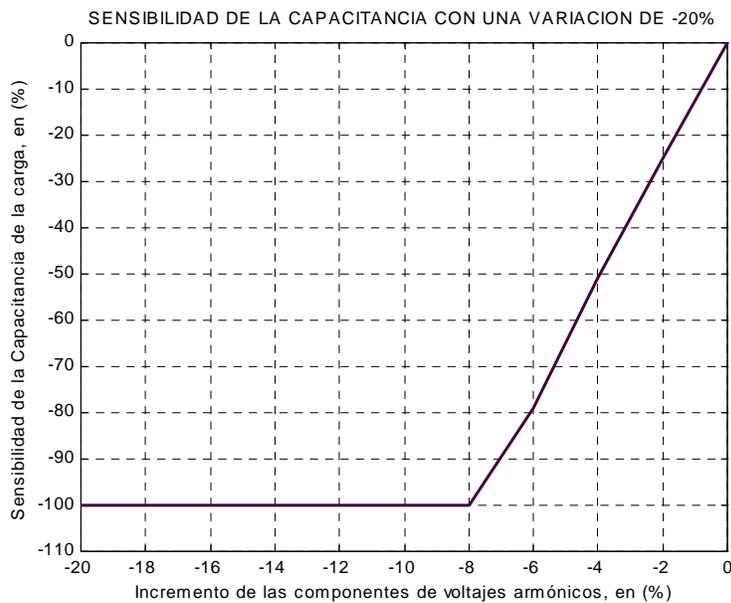


Figura 4.50. Sensibilidad de la Capacitancia, caso I, variación negativa.

Aplicando el segundo caso para el estudio de sensibilidad, se tiene como resultado, la tabla 4.9, en donde se muestran las sensibilidades para cada parámetro del modelo de carga.

## Caso II.

Variación en (%) de componentes de corrientes armónicos	Sensibilidad de la resistencia en (%)	Sensibilidad de la inductancia en (%)	Sensibilidad de la capacitancia en (%)
20	-5.02793	2.80374	269.99973
18	-4.54801	2.51631	242.99976
16	-4.06321	2.23048	215.99979
14	-3.57345	1.94625	188.99981
12	-3.07868	1.66359	161.99984
10	-2.57880	1.38249	134.99987
8	-2.07373	1.10294	107.99989
6	-1.56340	0.82493	80.99992
4	-1.04773	0.54845	53.99995
2	-0.52662	0.27347	26.99997
-2	0.53223	-0.27199	-26.99997
-4	1.07015	-0.54250	-53.99995
-6	1.61387	-0.81154	-80.99992
-8	2.16346	-1.07914	-100.00000
-10	2.71903	-1.34529	-100.00000
-12	3.28068	-1.61002	-100.00000
-14	3.84850	-1.87333	-100.00000
-16	4.42260	-2.13523	-100.00000
-18	5.00309	-2.39574	-100.00000
-20	5.59006	-2.65487	-100.00000

Tabla 4-9. Sensibilidad de los parámetros de la carga, caso II.

En la tabla 4-9, se observa que cuando las componentes armónicas de la corriente se incrementan un 20%, manteniendo constante todas las componentes armónicas del voltaje, la resistencia decrece como se ve en la figura 4.51, inductancia y la capacitancia aumentan como se observa en la figuras 4.53 y 4.55. En el caso de que las componentes armónicas de la corriente decrecen, la resistencia aumenta como se muestra en la figura 4.52, la inductancia decrece como se ve en la figura 4.54 y la capacitancia decrece hasta un cierto punto y de ahí se mantiene constante en un

valor de -100%, esto se debe a que la capacitancia desaparece o es igual a cero, tal como se muestra en la figura 4.56.

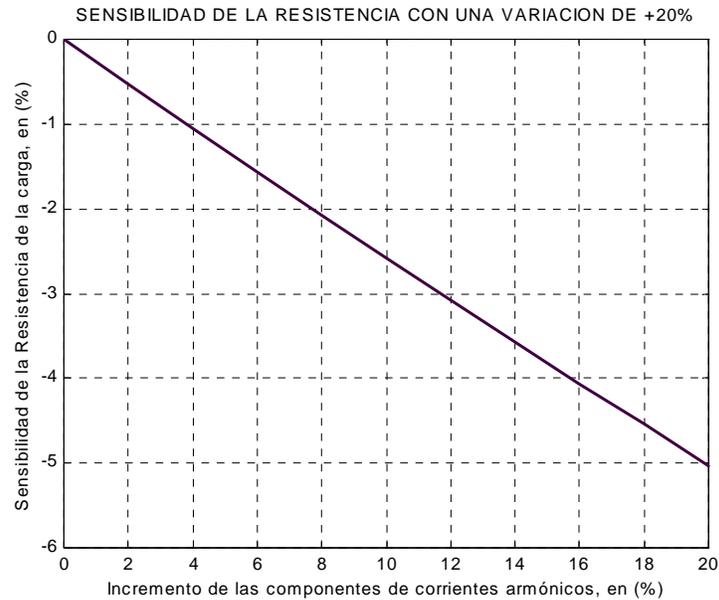


Figura 4.51. Sensibilidad de la Resistencia, caso II,  
variación positiva.

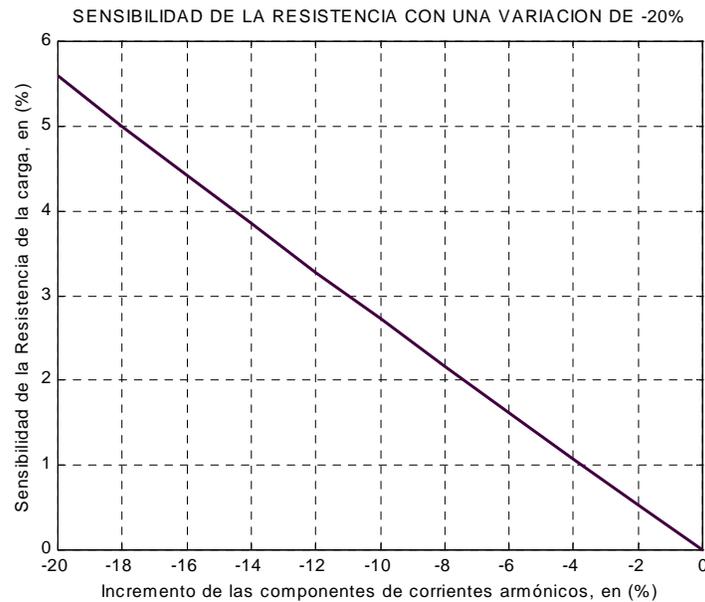


Figura 4.52. Sensibilidad de la Resistencia, caso II,  
variación negativa.

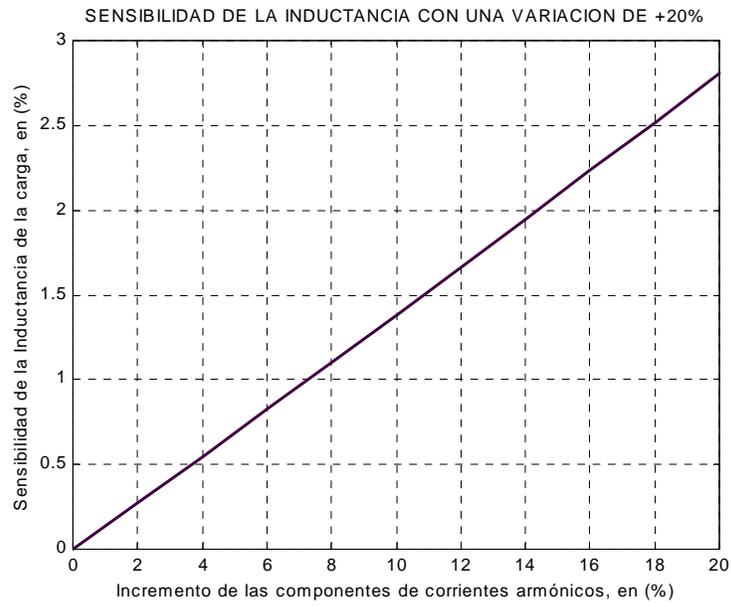


Figura 4.53. Sensibilidad de la Inductancia, caso II, variación positiva.

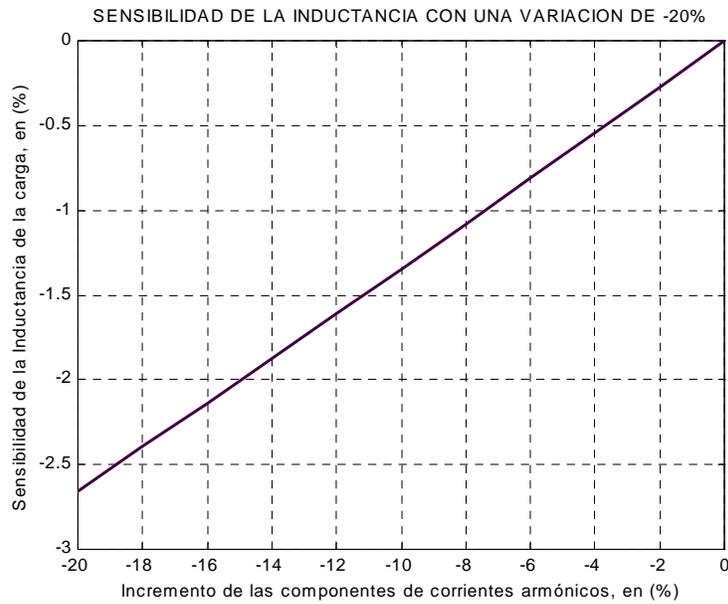


Figura 4.54. Sensibilidad de la Inductancia, caso II, variación negativa.

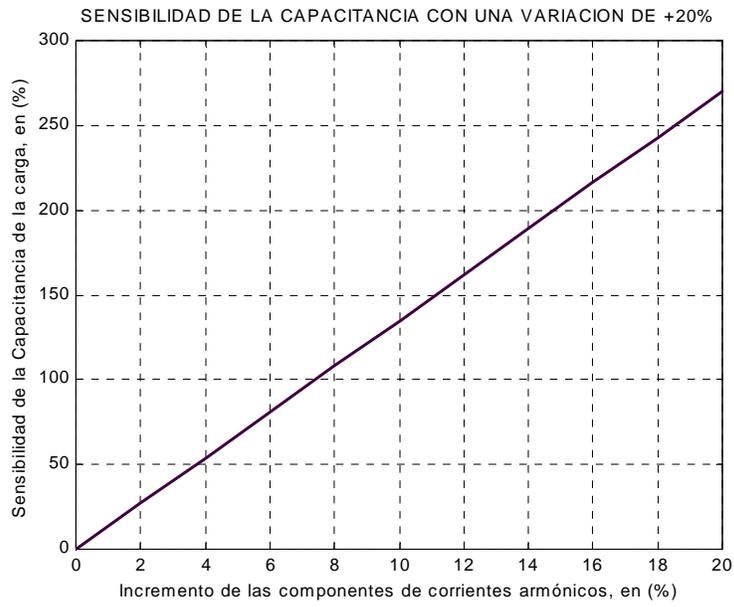


Figura 4.55. Sensibilidad de la Capacitancia, caso II, variación positiva.

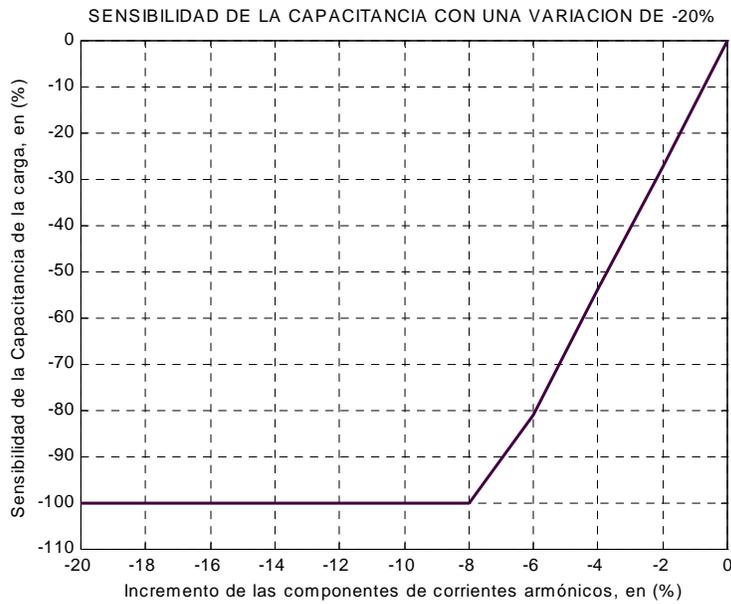


Figura 4.56. Sensibilidad de la Capacitancia, caso II, variación negativa.

Aplicando el tercer caso para el estudio de sensibilidad, se tiene como resultado, la tabla 4.10, en donde se muestran las sensibilidades para cada parámetro del modelo de carga.

### Caso III.

Variación en (%) de componentes de $v(t)$ e $i_T(t)$ armónicos	Sensibilidad de la resistencia en (%)	Sensibilidad de la inductancia en (%)	Sensibilidad de la capacitancia en (%)
20	0.00000	8.18331	419.37261
18	0.00000	7.24797	384.46982
16	0.00000	6.34078	348.19537
14	0.00000	5.46086	310.48363
12	0.00000	4.60739	271.26562
10	0.00000	3.77956	230.46882
8	0.00000	2.97663	188.01705
6	0.00000	2.19788	143.83029
4	0.00000	1.44263	97.82459
2	0.00000	0.71021	49.91191
-2	0.00000	-0.68859	-52.00768
-4	0.00000	-1.35613	-100.00000
-6	0.00000	-2.00317	-100.00000
-8	0.00000	-2.63022	-100.00000
-10	0.00000	-3.23779	-100.00000
-12	0.00000	-3.82634	-100.00000
-14	0.00000	-4.39634	-100.00000
-16	0.00000	-4.94821	-100.00000
-18	0.00000	-5.48236	-100.00000
-20	0.00000	-5.99920	-100.00000

Tabla 4-10. Sensibilidad de los parámetros de la carga, caso III.

En la tabla 4-10, se observa que al incrementar las componentes armónicas del voltaje y la corriente un 20%, la resistencia no sufre cambio alguno se mantiene constante, la inductancia y la capacitancia aumentan como se observa en la figuras 4.57 y 4.59. En el caso de que las componentes armónicas del voltaje y la corriente decrecen, la resistencia se mantiene igual, no varia, la inductancia decrece como se ve en la figura 4.58 y la capacitancia decrece hasta un

cierto punto y de ahí se mantiene constante en -100%, esto se debe a que la capacitancia desaparece o es igual a cero, tal como se muestra en la figura 4.60.

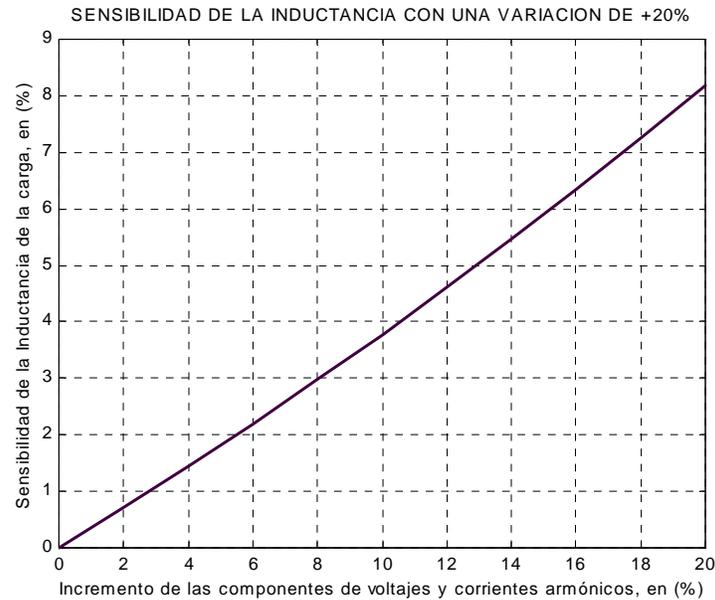


Figura 4.57. Sensibilidad de la Inductancia, caso III, variación positiva.

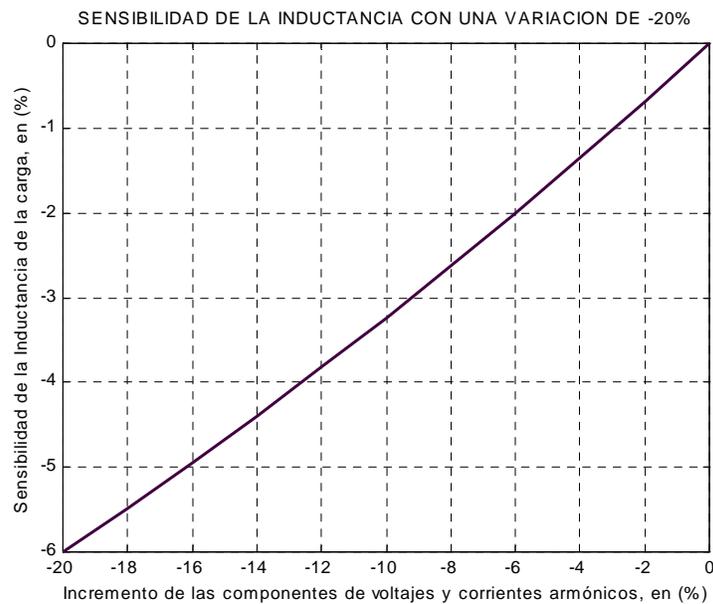


Figura 4.58. Sensibilidad de la Inductancia, caso III, variación negativa.

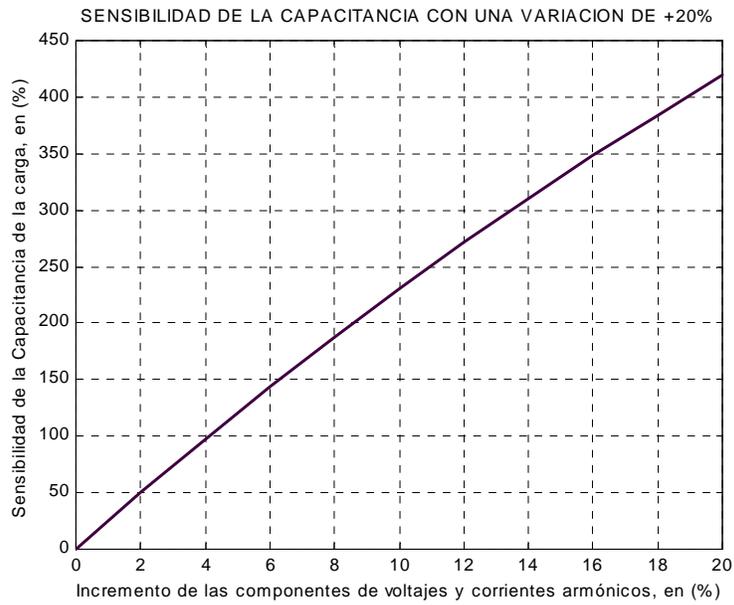


Figura 4.59. Sensibilidad de la Capacitancia, caso III, variación positiva.

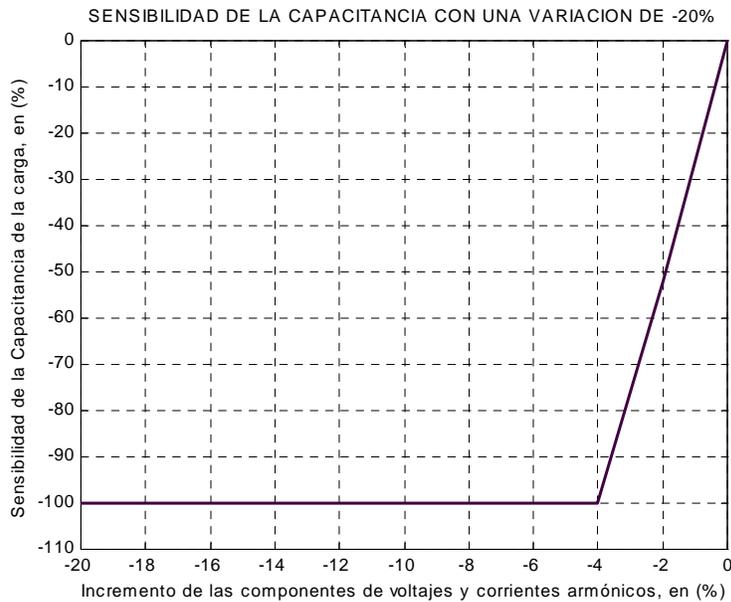


Figura 4.60. Sensibilidad de la Capacitancia, caso III, variación negativa.

## CAPITULO 5

### CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

#### 5.1. INTRODUCCIÓN.

En este capítulo se dan las conclusiones que se obtienen de los análisis efectuados en el capítulo 4, mismos que se obtuvieron después de modelar la carga y variar las magnitudes armónicas del voltaje y la corriente medidos en las terminales de dicha carga de tipo industrial. Se mencionan también las recomendaciones para trabajos futuros que se puedan hacer con estas técnicas.

#### 5.2. CONCLUSIONES.

- 1.- La precisión de la técnica del modelado en el dominio del tiempo utilizada en este trabajo de tesis depende en gran parte de las mediciones de las formas de ondas del voltaje y la corriente en terminales de la carga, ya que estas mediciones son los datos principales para obtener los parámetros de la carga (R, L y C) con sus respectivas corrientes, incluyendo la corriente residual.
- 2.- La componente de la corriente residual de la carga puede ser igual a cero en ausencia de distorsión armónica en la medición de las formas de ondas del voltaje y la corriente y además se considera como una medición directa de la distorsión armónica en terminales de la carga.
- 3.- Después de analizar los resultados de los estudios de sensibilidad aplicado a los parámetros de las cargas, el parámetro resistencia (R) es el más robusto, es decir generalmente se ve menos afectado por la variación de las formas de ondas. La variación en la resistencia (R) es de forma casi lineal en los tres casos de variación aplicados a las mediciones propuestas.

- 4.- El modelo de la carga puede perder alguno de sus parámetros a causa de la distorsión armónica que se encuentra presente en la red eléctrica. El parámetro más sensible es la capacitancia (C), es decir es el primer valor que se pierde del modelo de la carga debido a que su valor varía rápidamente y llega a ser igual a cero, esto sucede cuando la variación de las componentes armónicas de voltaje y de corriente es negativa para los tres casos de variación (sección 4.2.1). El segundo parámetro sensible es la inductancia (L), que se pierde en el modelo de la carga cuando se revasan los límites de la distorsión armónica permisible que es del 5%.
- 5.- En el primer caso de variación (sección 4.2.1) la resistencia (R), la inductancia (L) y la capacitancia (C) de la carga puede variar su valor de acuerdo con lo siguiente:
- Aumentan, si la variación de las componentes de voltaje armónico es positivo.
  - Disminuyen, si la variación de las componentes de voltaje armónico es negativo.
- 6.- En el segundo caso de variación (sección 4.2.1) la resistencia (R), la inductancia (L) y la capacitancia (C) de la carga puede variar su valor de acuerdo con lo siguiente:
- Aumentan, si la variación de las componentes de corrientes armónicos es negativo.
  - Disminuyen, si la variación de las componentes de corrientes armónicos es positivo.
- 7.- En el tercer caso de variación (sección 4.2.1) la resistencia (R), la inductancia (L) y la capacitancia (C) de la carga puede variar su valor de acuerdo con lo siguiente:
- Aumentan, si la variación de las componentes de voltaje y de corriente armónicos es positivo.
  - Disminuyen, si la variación de las componentes de voltaje y de corriente armónico es negativo.
- 8.- Las variaciones de las componentes armónicas, afectan directamente a los valores de la potencia activa y reactiva de las cargas y las variación de las potencias hacen que se incremente o disminuya el factor de potencia de la red eléctrica industrial.

### **5.3. TRABAJOS FUTUROS.**

En el presente trabajo se realiza un análisis de sensibilidad de los parámetros de cargas debido a la variación de las componentes armónicas de las formas de onda del voltaje y corriente. Para

posibles trabajos futuras se proponen los siguientes temas, que tienen que ver directamente con la calidad de la energía:

1. La mayoría de los problemas involucrados directamente con la calidad de la energía, son: sags, swell, transitorios, ruido, parpadeos (flickers), armónicos, para cada uno de estos problemas (a excepción de los armónicos), se pueden obtener los modelos y analizar la sensibilidad de los parámetros de la carga para cada uno de estos eventos y verificar el comportamiento de las cargas.

2. El otro trabajo futuro sería proponer un método de medición en el dominio del tiempo para obtener las variaciones de la forma de onda de la corriente y compararla con respecto al tiempo, las variaciones de la impedancia de la carga con respecto al tiempo y así obtener la compatibilidad electromagnética entre el equipo y el sistema eléctrico industrial.

3.- Por último se puede realizar un trabajo en el cual se tengan variaciones en el factor de potencia de la componente fundamental de las formas de onda del voltaje y la corriente de la carga y posteriormente calcular la sensibilidad de los parámetros de la carga.

## APÉNDICE A.

### TÉCNICA DE MEDICIÓN DE ARMÓNICOS.

#### A.1. MEDICIÓN DE ARMÓNICOS.

Los problemas de calidad de la energía abarcan un amplio rango de disturbios y condiciones en el sistema. Estos incluyen desde algunos transitorios rápidos de sobrevoltaje (en microsegundos) hasta cortes de gran duración (en horas o días). Los problemas de calidad de la energía también incluyen fenómenos en estado estacionario como son distorsión armónica y fenómenos intermitentes como son parpadeos (flicker). Esta gran variedad de fenómenos que componen a la calidad de la energía hacen un desarrollo de procedimientos de medición y equipos estandarizados para llevar a cabo la medición de sus parámetros.

En este apéndice mencionará únicamente a los instrumentos para medición de armónicos y su procedimiento.

La medición de armónicas es de vital importancia, pues con ella se facilita el análisis y control de las armónicas. En la actualidad existe gran cantidad de equipos de medición de armónicas, equipos que en su mayoría, tiene interfase a la computadora con el propósito de almacenamiento y procesamiento de información.

Los estudios de análisis armónico de sistemas eléctricos industriales requiere de datos de medición. Un cálculo estimado de magnitudes armónicas se puede obtener con los datos de placa del equipo, pero estos no reflejan las condiciones de operación. La norma de la IEEE standard 519-1992 contiene las recomendaciones prácticas para el desarrollo de la medición de armónicos. El proceso de medición comienza con la selección de los equipos y de las técnicas que se utilizarán para determinar la validación de los resultados. Los instrumentos propuestos generalmente tienen una variedad de posibles modos de medición, desde que se elige el lugar

adecuado para la medición en el sistema eléctrico industrial. Existe el analizador de armónicos del sistema eléctrico de propuesta general que puede ser el que tiene menos elección de modos de medición disponibles y estos requieren saber de donde y cuando deben usarse. Los transductores que proveen un bajo voltaje de entrada a los instrumentos de medición son de mucha importancia en el proceso de medición. Los puntos de medición del sistema dependen del análisis que se lleve a cabo con los resultados de la medición.

#### **A.1.1. Puntos de medición de armónicas en un sistema eléctrico.**

Una vez que se tiene el equipo de medición es importante conocer los puntos en los cuales se deben hacer las mediciones para poder tener conocimiento global de la propagación de las armónicas, estas mediciones son:

- a) Mediciones de las corrientes de fase y neutro
- b) Mediciones de los voltajes de fase

El lugar de la mediciones deben de hacerse de acuerdo al sistema eléctrico que se encuentra en análisis[15,34,43.]

##### **A.1.1.1. En sistemas eléctricos de distribución.**

Para los sistemas de distribución es importante hacer las mediciones en los siguientes puntos:

- a) En las subestaciones.
- b) En los alimentadores.

Estos lugares de medición se muestran en la figura A.1.

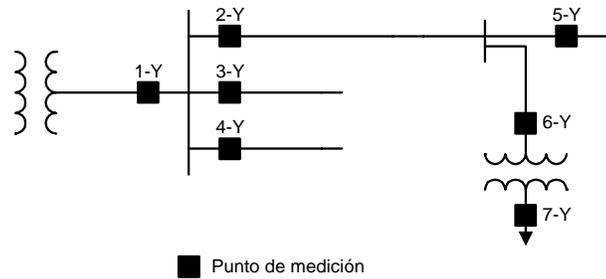


Figura A.1. Medición en sistemas de distribución.

**A.1.1.2. En sistemas eléctricos industriales.**

En las plantas industriales es recomendable hacer las mediciones en los siguientes puntos:

- a) Punto de conexión con el sistema
- b) Nodos internos de la planta
- c) Cargas no lineales
- d) Bancos de capacitores.

La figura A.2 muestra los puntos de medición en una planta, como se puede observar es importante saber identificar las cargas que generan armónicas[15,34,43.], pues en la mayoría de los casos estas mediciones son utilizadas por el software de propagación de armónicas para realizar una serie de estudios.

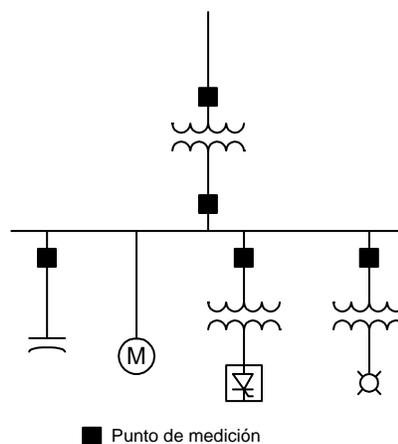
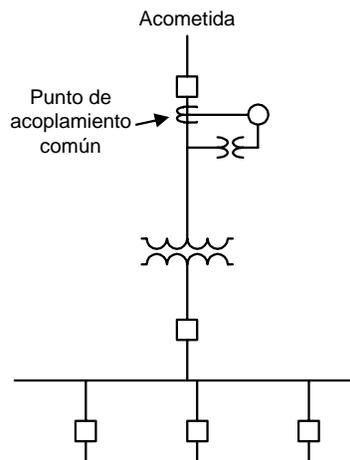


Figura A.2. Medición en sistemas industriales.

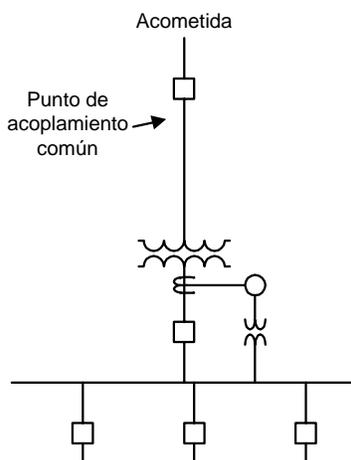
La medición de la corriente en los bancos de capacitores da un indicativo claro del problema de resonancia.

Es importante mencionar que una vez observado los problemas de resonancia mediante la medición en los bancos de capacitores. Es necesario hacer una vez más una serie de mediciones en la planta, pero ahora teniendo todos los bancos de capacitores fuera de operación, esto se hace con el fin de conocer la trayectoria natural de las armónicas en un sistema puramente inductivo. En ciertos casos resulta inadmisibles sacar los bancos de capacitores de operación, pero es lo recomendable. También, es importante hacer la medición en diferentes periodos del día, donde en muchos de los casos las plantas industriales presentan una operación muy distinta durante el día.

El punto de acoplamiento común no es siempre la localización de la medición, como se muestra en la figura A.3a. Debido al costo del equipo de medición es elevado para alto voltaje, por lo que la medición se realiza a nivel del secundario como lo muestra la figura A.3b y la porción de utilidad se corrige para pérdidas en el transformador. También se corrige la medición de los armónicos cuando esta medición se efectúa en el secundario de un transformador.



(a) Medición en el primario



(b) Medición en el secundario

Figura A.3. Diagramas unifilares que muestran el punto de acoplamiento:  
 (a) Medición en el primario, (b) Medición en el secundario.

## A.2. TÉCNICA DE MEDICIÓN DE ARMÓNICOS.

El monitoreo de las armónicas consiste en la captura y procesamiento de señales de voltaje y de corriente en varios puntos del sistema. Las señales pueden obtenerse normalmente en niveles de alto voltaje y corriente y esto requiere de instrumentos de transformación para ser procesados. Para ello se debe contar con los siguientes instrumentos para llevar a cabo la medición.

- a) Transductores.
- b) Probadores de voltaje y corriente.
- c) Instrumentos de entrada de la interfase.
- d) Analizadores de armónicos.

### A.2.1. Los transductores.

Para monitorear armónicos en un sistema eléctrico, es necesario utilizar transductores, para obtener niveles de voltaje y de corriente adecuados para llevar a cabo la medición, en donde no se puede conectar directamente el instrumento de medición. Los transductores son transformadores

utilizados para medición, llamados transformadores de potencial (TP's) y transformadores de corriente (TC's). Para seleccionar el tipo de transductor a utilizar, se consideran dos puntos importantes:

1.- *Los niveles de la señal:* Los niveles de la señal sin distorsión pueden usar toda la escala del instrumento o una señal recortada. Todo esto tiene que ver directamente con la resolución de los TP's y de los TC's utilizados para medir la señal.

2.- *La respuesta de frecuencia:* Esto es muy importante para monitorear transitorios y distorsión armónica, donde las señales de alta frecuencia son particularmente importantes.

#### **A.2.1.1. Los transformadores de corriente.**

Para seleccionar un transformador de corriente, es muy difícil. La corriente en algunos sistemas cambian con mas frecuencia y con magnitudes más grandes que el voltaje. Los TC's se fabrican con diferentes rangos dependiendo del tamaño de la carga y son usualmente para corrientes máximas continuas de carga.

Si el nivel de armónico y características de la carga son importantes, los TC's se seleccionan para obtener una máxima precisión de la medición de la corriente de carga. Esto permite evaluar la respuesta de la carga para variaciones de voltaje y un cálculo aproximado de las corrientes armónicas.

Los TC's utilizados de manera general para obtener las mediciones, son de tipo gancho, que son fáciles y prácticos de utilizar.

Un TC preciso, usualmente especifica que es solamente para 60 Hz. Acordado por la norma IEEE estándar 519-1992, los TC's tienen una precisión en el rango de 3% para frecuencias arriba de 10 khz. Las características de la respuesta de la frecuencia del circuito de un TC. Están en función de la impedancia interna del TC y de su carga (burden). Esto se ilustra en las figuras A.4 (a) y (b).

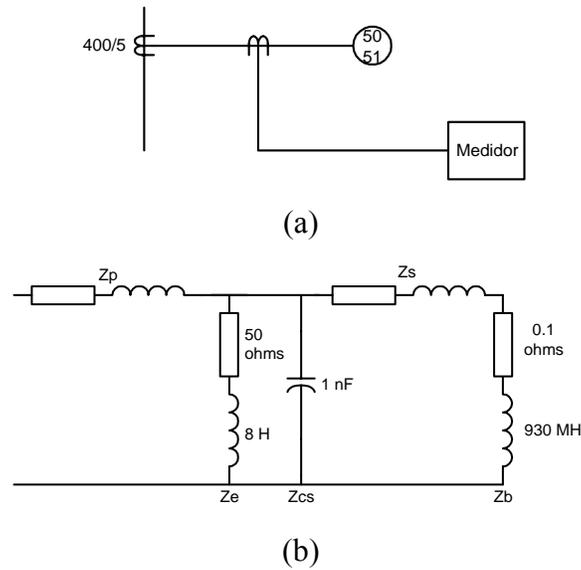


Figura A.4. Medición de corriente. (a) Diagrama unifilar, (b) circuito equivalente.

El rango de factor de corrección se calcula con la fórmula:

$$RCF = 1 + \frac{Z_s + Z_b}{Z_{cs}} + \frac{Z_s + Z_b}{Z_e} \quad (A.1)$$

La frecuencia de resonancia de  $Z_e$  y  $Z_{cs}$  son superiores al rango de interés. Si se desprecia la resistencia, la frecuencia resonante de L y C es:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (A.2)$$

Si la inductancia depende de la frecuencia, entonces:

$$L = \frac{L_o}{\sqrt{f}} \quad (A.3)$$

entonces la frecuencia resonante llega a ser:

$$f = \left( \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C}} \right)^{4/3} \quad (A.4)$$

Par valores de  $L_o = 8$  y  $C = 1 \text{ } \mu\text{F}$  medidos para un TC, la frecuencia de resonancia es aproximadamente 21.6 khz.

El porcentaje de error comparado con la fundamental, se puede calcular usando la ecuación (A.1). Para la combinación de TC y carga (burden) mostrado, el máximo error en la 50ª armónica de 60 hz es menor del 1%. Esto se ilustra en la figura A.5.

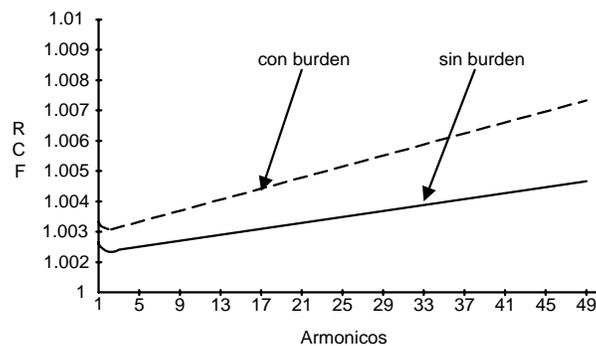


Figura A.5. Curvas de la respuesta de la frecuencia del circuito de la medición de corriente.

### A.2.1.2. Los transformadores de potencial.

El analizador de armónicos, se puede conectar en forma directa en sistemas con bajo voltaje, pero en sistemas de mediano y alto voltaje, se requiere de un transformador de potencial.

El transformador de voltaje tipo magnético (TP's) se usan generalmente en sistemas eléctricos industriales. La exactitud típica de un TP esta dentro de 3% para armónicas menores que 5 khz. Un circuito típico de medición con TP, se muestra en la figura A.6. El rango del factor de corrección (RCF) es:

$$RCF = 1 + Z_{ps} \left( \frac{1}{Z_b} + \frac{1}{Z_e} + \frac{1}{Z_{cs}} + \frac{1}{Z_m} \right) \quad (A.5)$$

Donde:

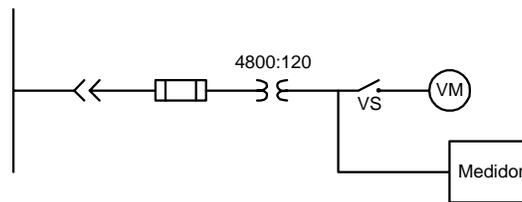
$Z_{ps}$  – Impedancia del devanado. Este incluye un termino R-L serie y una capacitancia en el primario y secundario.

$Z_b$  – Impedancia de carga o burden.

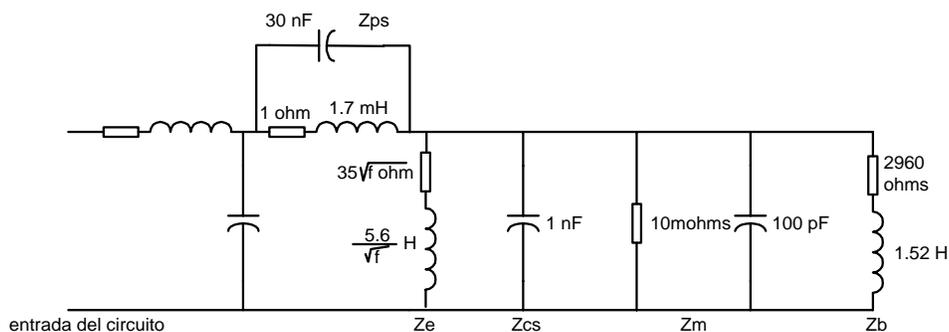
$Z_{cs}$  – Capacitancia del secundario a tierra.

$Z_e$  – Impedancia de excitación. Este varia con la frecuencia de manera similar a la impedancia del TC.

$Z_m$  – Impedancia del circuito de medición.



(a)



(b)

Figura A.6. Transformador de potencial, burden y analizador de armónicos:

(a) Circuito de conexión, (b) circuito equivalente.

El circuito de entrada consiste de una resistencia y una inductancia del sistema formando un filtro pasa bajos con la capacitancia de entrada del TP. Esto no afecta la respuesta del sistema en el rango de frecuencia considerado. Las frecuencias de resonancia interna del TP puede ser analizado en una manera similar a la del TC. Esta resonancia también esta cerca del rango de frecuencias de interés para medición de armónicos. Esto se ilustra en la figura A.7.

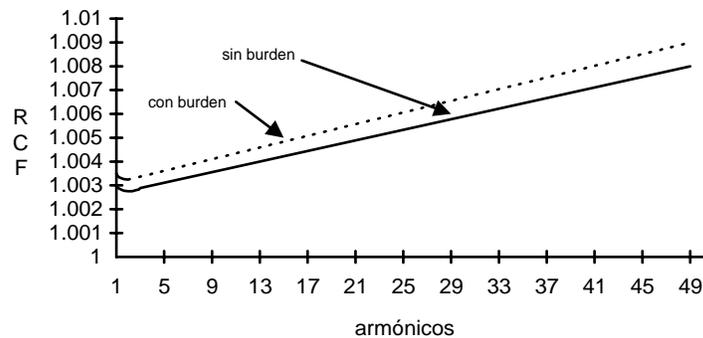


Figura A.7. Curvas de respuesta de frecuencia de un transformador de potencial, con analizador de armónicos y burden, usando los datos de la figura A.6. la resistencia del burden es 2960 ohms y la inductancia es 1.52 henrios.

La conexión directa se hace para circuitos de bajo voltaje en casos donde no se tengan TC's y TP's. Las mediciones de voltaje se pueden hacer usando un osciloscopio de prueba de 100:1 con suficiente rango de voltaje. Para toda medición directa, la conexión se realiza en el momento que le circuito este desenergizado y aterrizado. Toda vez que se tiene la conexión, se retiran los cables que tienen aterrizado al circuito antes de energizar nuevamente el circuito y realizar la medición.

### A.3. EQUIPOS UTILIZADOS PARA MEDICIÓN DE ARMÓNICOS.

#### A.3.1. Equipos para prueba.

Antes de iniciar las mediciones de las armónicas, es necesario verificar los niveles de voltaje y de corriente con gran facilidad. Para esto es necesario un multímetro o simplemente un voltímetro

y un amperímetro, para detectar problemas de sobrecarga en los circuitos, bajo voltaje, sobrevoltaje y desbalance entre circuitos. Las señales que se deben verificar son:

- a) Voltaje de fase a tierra
- b) Voltaje de fase a neutro
- c) Voltaje de neutro a tierra
- d) Voltaje de fase a fase (para sistemas trifásicos)
- e) Corriente de fase.
- f) Corriente del neutro.

#### **A.3.1.1 Probadores de corriente.**

El medidor tipo gancho contiene un transformador de corriente T.P con un núcleo dividido en un estructura con bisagra que permite adaptarse siempre a un circuito para su medición. Tiene una pequeña resistencia de burden (típicamente 5 ohms) en la salida del TC. Este se selecciona para que no se sature. Las especificaciones y curvas de la respuesta de frecuencia son avalados desde su manufactura para ayudar a su selección. Los amperímetros de gancho son de diferentes tipos, rangos de corriente, rangos de frecuencia y precisiones. Algunos se diseñan para usarse a 60 hz tienen una precisión que baja cuando mide altas frecuencias y los amperímetros diseñados para altas frecuencias no tiene precisión a 60 hz. Los probadores de corriente tienen una precisión de 0.5 a 2% sobre el rango de frecuencia de 50 a 10,000 hz.

#### **A.3.1.2. Probadores de voltaje.**

Los probadores de voltaje tienen dos funciones en la medición de armónicos:

- a) Reducir el voltaje de medición al voltaje usado por el equipo.
- b) Minimizar disturbios en el sistema de medición existente.

Los osciloscopios estándares se utilizan para la medición de armónicos. Las dos importantes características de un osciloscopio son alta resistencia (típicamente 10 M $\Omega$ ) y una baja capacitancia (típicamente 10-100 pF para un probador 10X y 2 pF para un probador 100X). La inductancia es insignificante. La respuesta de frecuencia del probador es en cientos de M $\Omega$ . Una desventaja es que no toma el excedente del rango de voltaje del probador.

### **A.3.2. Interfase de entrada de instrumento.**

#### **A.3.2.1. Impedancia.**

La impedancia de entrada de un instrumento se caracteriza por una resistencia y una capacitancia. El analizador de armónicos tiene una resistencia de entrada de 1 M $\Omega$  que es compatible con varios probadores en la entrada. La capacitancia de entrada de un instrumento es del rango de 10 – 100 pF. Esto es además pequeño para un efecto sensible para la medición de armónicas. Si se usa un probador, su resistencia y capacitancia de entrada aplicado, no aquel del instrumento.

#### **A.3.2.2. Voltaje.**

Los instrumentos de entrada solamente son capaces de soportar un bajo voltaje. Los sobre voltajes pueden causar errores en la medición y posiblemente dañar al equipo. Debido a esto, se recomienda el uso de osciloscopios de 100X.

La selección del rango de entrada puede ser cuidadoso. Si la entrada tiene un selector de rango manual o automático, la mejor precisión se obtiene cuando la amplitud de la señal medida es próximo al rango mayor seleccionado.

### **A.3.3. Analizador de armónicos.**

Las mediciones de armónicos se realizan con cualquiera de los sistemas de medición de tipo severo. Casi todos los analizadores de armónicos actuales usan la transformada rápida de Fourier

(FFT) para el procedimiento de cálculos y mostrar los datos. Existen diferentes tipos de analizadores.

Los analizadores de armónicos se conectan en las terminales de la carga en estudio, y esta conexión puede ser monofásica como lo muestra la figura A.8. En donde se observa que la conexión para medir el voltaje se hace en forma directa, esto es valido únicamente cuando se tiene hasta 600 volts y la medición de la corriente se obtiene por medio de un T.C (transformador de corriente) o probador de gancho, cuando se tienen voltajes mayores de 600 volts, es necesario utilizar un transformador de potencial (T.P) para poder medir el voltaje.

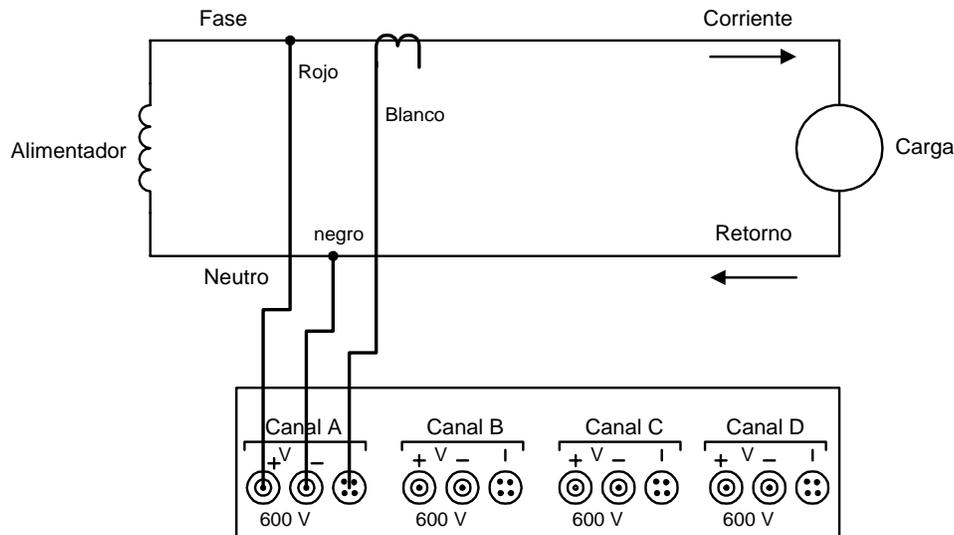


Figura A.8. Diagrama de conexión monofásica de un analizador de armónicos marca Dranetz Power Platform modelo 4300-PQLite.

También se pueden conectar en forma trifásica en la terminales de la carga como se muestra en la figura A.9. Para esta conexión se utilizan los canales A, B y C del analizador, el neutro se conecta a la terminal común de la alimentación de la carga.

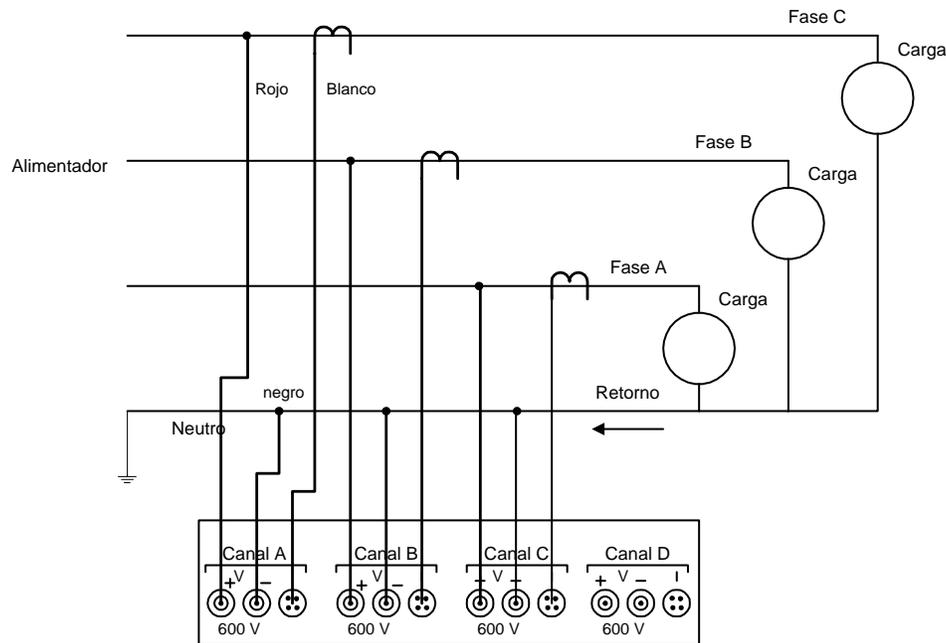


Figura A.9. Diagrama de conexión trifásica de un analizador de armónicos marca Dranetz Power Platform modelo 4300-PQLite.

### A.3.3.1. Analizador de espectros.

Este instrumento se diseña para analizar espectros de formas de ondas, para una gran variedad de aplicaciones. La ventaja de este instrumento, es que tienen una gran capacidad, bajo precio y se usan para simples aplicaciones en los sistemas de potencia. La desventaja de este instrumento es que no está diseñado para frecuencias mayores de 60 Hz, por lo tanto se puede utilizar únicamente para análisis de armónicos aproximados.

Este instrumento combina las funciones de entrada de datos, cálculos, y datos de presentación de armónicos, usualmente en la pantalla de un osciloscopio. Estos son disponibles en tipo laboratorio y portátil. Una gran variedad de rangos de frecuencias y niveles de precisión, algunos de estos se utilizan en sistemas de potencia.

### **A.3.3.2. Computadoras portátiles.**

Las computadoras portátiles se utilizan conjuntamente con un analizador de espectros y en ellas se carga una paquetería de la transformada rápida de Fourier (FFT). También pueden ser elaborados con una tarjeta analógica de entrada y usarlos con un analizador de espectros. La FFT se desarrolla en un software o en una tarjeta de procesamiento de señal.

### **A.3.3.3. Analizador de armónicos para sistemas de potencia.**

Es un instrumento de construcción especial diseñado para medición de armónicos en sistemas eléctricos de potencia. Es muy preciso en el análisis de los armónicos es una característica que lo difiere de otros tipos de instrumentos, también es un analizador de disturbios y potencia. Este instrumento también basa su funcionamiento en la transformada rápida de Fourier (FFT), con rangos grandes de frecuencias para determinar las componentes armónicas en sistemas eléctricos de potencia. Tienen la capacidad para monitorear armónicos en forma remota.

## **A.4. Especificaciones mínimas.**

### **A.4.1. Rango de frecuencias.**

El rango de frecuencias para medición depende del propósito de la medición. Para diseño y aplicación de filtros armónicos y capacitores, se deben considerar algunos armónicos que tienen suficiente magnitud para afectar los rangos de voltaje y corriente de los dispositivos. Típicamente las mediciones se pueden hacer arriba del 25° armónico. Los requerimientos de la IEEE estándar 519-1992 incluye limitaciones de armónicos cerca de orden 34°. Se puede usar un instrumento de medición arriba de 50° armónico (3000 Hz en un sistema a 60 Hz). En algunas situaciones, las magnitudes de los armónicos cerca de 25° orden son de tal manera bajas tal que no tienen efecto práctico.

#### **A.4.2. Precisión.**

Esto esta recomendado en las normas de la IEEE standar 519-1992, en el cual se especifica que los analizadores de armónicos usados tienen una precisión de 5% de los límites de armónicos especificados en los estándares. Por ejemplo, el límite de una corriente armónica suministrado desde un sistema de distribución en los puntos de acoplamiento común es 0.3% de la fundamental para todos los armónicos de orden superior a 35. Un error de 5% en la medición de 0.3% promedio de la precisión total puede ser 0.015% de la fundamental. Para armónicos pares, los límites son de 25% de estos. En algunos casos prácticos la medición puede ser limitada al armónico 25, resultando una precisión requerida de 0.075% de la fundamental.

#### **A.4.3. Ruido.**

En la entrada del circuito del instrumento se especifica una fuente adicional de error en analizador de armónicos. Esto puede ser debajo del nivel de la señal de entrada. Para minimizar errores ocasionados por ruido, el voltaje de entrada al instrumento puede estar arriba del límite mas bajo del rango de entrada.

#### **A.4.4. Rango dinámico.**

El rango dinámico de un instrumento se verifica para asegurar y detectar las pequeñas variaciones que no son grandes para la resolución requerida. La convertidor de analógico a digital (ADC) esta provisto de un rango dinámico. El orden para resolver una variación en la señal de 0.015% de una escala completa, se necesita un rango dinámico de 76 dB. Esto puede ser provisto por un convertidor (ADC) de 14 bits. Las especificaciones de convertidor también incluyen un término de la medición de error del orden de  $\pm 1$ , esto es menor de un bit. Este error del convertidor (ADC) se incluye en las especificaciones del instrumento.

## APÉNDICE B

### ANÁLISIS DE LAS SEÑALES ARMÓNICAS

#### B.1. INTRODUCCIÓN.

En el estudio de armónicas, la transformada de Fourier es una herramienta indispensable, permite realizar el análisis en el dominio de la frecuencia de una señal no senoidal, de lo contrario se tendría que hacer el estudio en el dominio del tiempo con ecuaciones diferenciales.

En el análisis de redes eléctricas tradicionalmente sólo se considera la frecuencia fundamental; las definiciones de voltaje, corriente y potencia comúnmente sólo se tienen para esas condiciones. En este apéndice se desarrollan expresiones para evaluar los componentes analíticos de las señales eléctricas no senoidales, valores rms de voltaje y corriente, potencia promedio o real, volt-amperes aparentes y reactivos, etc. También se presentan índices para medir la sensibilidad de los parámetros de los modelos de carga.

##### B.1.1. Transformada de Fourier.

En esta sección se presentan los conceptos de transformadas de Fourier para señales continuas y discretas. Se estudia las señales periódicas y los casos particulares de simetría de formas de onda.

Una señal se puede analizar de dos formas diferentes. La forma mas común es en el dominio del tiempo, esta forma es la que se tiene al observar la señal en un osciloscopio, en el eje de las abscisas se tiene el tiempo (t) y en el eje de las ordenadas la magnitud de la señal  $f(t)$ . La segunda forma es la representación de la señal en el dominio de la frecuencia, lo cual se obtiene con un analizador de espectros de frecuencias, la señal  $F(\omega)$  se observa como una función de la variable  $\omega$ .

El proceso de pasar una señal del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia se conoce como transformada de Fourier, a su vez, al proceso de pasar del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo se denomina transformada inversa de Fourier.

Las ecuaciones (B.1) y (B.2) relacionan las señales en el dominio del tiempo y la frecuencia. La primera representa la transformada de Fourier de  $f(t)$ , se le llama integral de Fourier o ecuación de análisis. La segunda representa la transformada inversa de Fourier, se le denomina también la ecuación de síntesis.

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt \quad (\text{B.1})$$

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

En el caso de tener una señal no periódica, al aplicar la transformada de Fourier se obtiene una función  $F(\omega)$  que es continua. En el caso de una señal periódica, la transformada de Fourier  $F(\omega)$  es una discreta.

### B.1.2. Series de Fourier.

Una señal periódica se define como una señal que se repite cada cierto tiempo, esto se representa con la ecuación (B.3):

$$f(t) = f(T + t) \quad \text{para todo } t \quad (\text{B.3})$$

donde  $T$  es el período del tiempo con el cual la función se repite.

Las señales periódicas pueden representarse como la suma de una señal constante, una señal de frecuencia fundamental y señales de frecuencia que son múltiplos de la fundamental.

### B.1.3. Forma trigonométrica.

La serie de Fourier de una señal periódica tiene la forma de la ecuación (B.4):

$$f(t) = a_0 + \sum_{h=1}^{\infty} (a_h \cos(h\omega_0 t) + b_h \text{sen}(h\omega_0 t)) \quad (\text{B.4})$$

Donde:  $\omega_0 = 2\pi/T$  es la frecuencia fundamental, T el periodo de la señal  $f(t)$ . Las cantidades  $a_h$  y  $b_h$  se denominan los coeficientes de Fourier.

Cada termino de la sumatoria:

$$F(h\omega_0) = a_h \cos(h\omega_0 t) + b_h \text{sen}(h\omega_0 t) \quad (\text{B.5})$$

define un armónica de la función  $f(t)$ , la frecuencia de esta armónica es  $h$  veces la frecuencia de la señal fundamental. El termino  $a_0$  representa una componente constante.

#### B.1.3.1. Cálculo de los coeficientes de Fourier.

Las ecuaciones (B.6) a (B.8) se utilizan para calcular los coeficientes de Fourier.

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) dt \quad (\text{B.6})$$

$$a_h = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \cos(h\omega_0 t) dt \quad (\text{B.7})$$

$$b_h = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \text{sen}(h\omega_0 t) dt \quad (\text{B.8})$$

Las ecuaciones (B.6) a (B.8) equivalen a la ecuación de análisis (B.1) para el caso particular donde  $f(t)$  es periódica. La ecuación (B.4) equivale a la ecuación de síntesis (B.2).

#### B.1.4. Forma compleja de la serie de Fourier.

En la ecuación (B.5) se observa que cada armónica está representada por dos cantidades reales. Existe una forma alterna de representar cada armónica a través de dos cantidades que son el módulo y el argumento de un número complejo.

Utilizando la fórmula de Euler en las funciones trigonométricas de la ecuación (B.5) se obtiene:

$$F(h\omega_0) = a_h \frac{e^{jh\omega_0 t} + e^{-jh\omega_0 t}}{2} + b_h \frac{e^{jh\omega_0 t} - e^{-jh\omega_0 t}}{2j}$$

Realizando operaciones se obtiene:

$$F(h\omega_0) = c_h e^{jh\omega_0 t} + c_{-h} e^{-jh\omega_0 t} \quad (\text{B.9})$$

donde:

$$c_h = \frac{a_h - jb_h}{2} \qquad c_{-h} = \frac{a_h + jb_h}{2} \qquad (h > 0)$$

Si  $c_0 = a_0$ , se puede expresar la ecuación trigonométrica de la serie de Fourier de la ecuación (B.4) como:

$$f(t) = c_0 + \sum_{h=1}^{\infty} \{c_h e^{jh\omega_0 t} + c_{-h} e^{-jh\omega_0 t}\}$$

el segundo termino de la sumatoria se puede expresar como:

$$\sum_{h=1}^{\infty} c_{-h} e^{-jh\omega_0 t} = \sum_{h=-1}^{-\infty} c_h e^{jh\omega_0 t}$$

con esa igualdad se obtiene:

$$f(t) = \sum_{h=-\infty}^{\infty} c_h e^{jh\omega_0 t} \quad (\text{B.10})$$

La ecuación (B.10) es la ecuación de síntesis de la serie de Fourier en forma exponencial. En forma similar utilizando las ecuaciones de Euler y las ecuaciones (B.7) y (B.8) es posible calcular la ecuación de análisis para la forma compleja (B.11):

$$c_h = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) e^{-jh\omega_0 t} dt \quad (\text{B.11})$$

También cada armónica puede expresarse en forma de una señal senoidal definida por una magnitud y un ángulo. Transformando los coeficientes complejos de la ecuación (B.9) a forma polar:

$$c_h = \frac{1}{2} |C_h| e^{j\theta_h} \qquad c_{-h} = \frac{1}{2} |C_h| e^{-j\theta_h}$$

donde:

$$|C_h| = \sqrt{a_h^2 + b_h^2} \qquad \theta_h = \arctan\left(\frac{-b_h}{a_h}\right)$$

Sustituyendo los factores en forma polar en la ecuación (B.9):

$$F(h\omega_0) = \frac{1}{2} |C_h| e^{jh\omega_0 t + \theta_h} + \frac{1}{2} |C_h| e^{-(jh\omega_0 t + \theta_h)}$$

Utilizando la forma de Euler se obtiene finalmente la representación de un armónica a través de una magnitud y un ángulo.

$$F(h\omega_0) = |C_h| \cos(h\omega_0 t + \theta_h)$$

Transformando cada armónica de la ecuación (B.4) a esta forma se obtiene:

$$f(t) = \sum_{h=0}^{\infty} |C_h| \cos(h\omega_0 t + \theta_h) \quad (\text{B.12})$$

### B.1.5. Simetría de las formas de onda.

Existen algunos casos particulares de formas de onda para los cuales el calculo de los coeficientes de Fourier se simplifica.

Separando la integral de la ecuación (B.7) en dos partes, se obtiene:

$$a_h = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} f(t) \cos(h\omega_0 t) dt + \frac{2}{T} \int_{-T/2}^0 f(t) \cos(h\omega_0 t) dt \quad (\text{B.13})$$

Mediante un cambio de variable de  $-t$  por  $t$  en el segundo termino de la ecuación (B.13) se obtiene la siguiente ecuación:

$$a_h = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} [f(t) + f(-t)] \cos(h\omega_0 t) dt \quad (\text{B.14})$$

En forma similar, con la ecuación (B.8) se tiene:

$$b_h = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} [f(t) - f(-t)] \text{sen}(h\omega_0 t) dt \quad (\text{B.15})$$

**B.1.5.1. Simetría impar.**

Se dice que la función posee simetría impar si para todo t cumple con:

$$f(t) = -f(-t)$$

Para esta forma de onda las ecuaciones (B.14) y (B.15) resultan:

$$a_h = 0 \quad \text{para toda } h \quad (B.16)$$

$$b_h = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} f(t) \text{sen}(h\omega_0 t) dt \quad (B.17)$$

Tomando en cuenta esta relación se puede observar que la serie de Fourier de una función impar, no contiene términos en  $\cos(h\omega_0 t)$  y que para calcular los coeficientes  $b_h$  basta integrar sobre medio periodo.

En la figura B.1 se muestra un ejemplo grafico de un función impar.

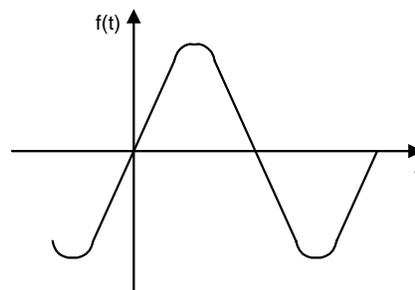


Figura B.1. Función impar.

**B.1.5.2. Simetría par.**

Una función tiene simetría par, si para todo t cumple con:

$$f(t) = f(-t)$$

Las ecuaciones (B.14) y (B.15) se reducen a:

$$a_h = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} f(t) \cos(h\omega_0 t) dt \quad (\text{B.18})$$

$$b_h = 0 \text{ para toda } h \quad (\text{B.19})$$

Si la función es par, esto indica que su serie de Fourier no contiene términos en  $\sin(h\omega_0 t)$  y para obtener sus coeficientes  $a_h$  no es necesario integrar sobre un periodo completo, basta con integrar medio periodo.

En la figura B.2 se muestra una grafica de una función par, en la cual se observa la simetría de la función sobre el eje vertical.

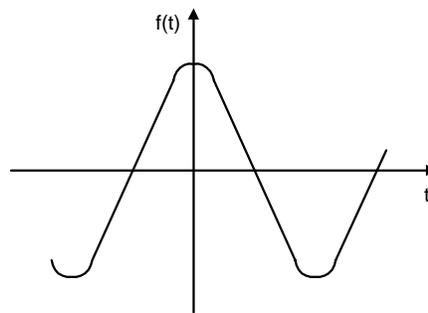


Figura B.2. Función par.

### B.1.5.3. Simetría de media onda.

Se dice que una función tiene simetría de media onda si para todo  $t$  cumple con:

$$-f\left(t - \frac{T}{2}\right) = f(t) = -f\left(t + \frac{T}{2}\right)$$

Separando la integral de la ecuación (B.7) en dos partes como en las ecuaciones (B.13) y haciendo un cambio de variable de  $t$  por  $t - T/2$  se tiene:

$$a_h = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} f(t) \cos(h\omega_0 t) dt + \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f\left(t - \frac{T}{2}\right) \cos\left(h\omega_0 \left(t - \frac{T}{2}\right)\right) dt \quad (\text{B.20})$$

Para el caso particular de simetría de media onda resulta:

$$a_h = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} f(t) (\cos(h\omega_0 t) - \cos(h\omega_0 t - h\pi)) dt \quad (\text{B.21})$$

En forma similar para  $b_h$ :

$$b_h = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} f(t) (\text{sen}(h\omega_0 t) - \text{sen}(h\omega_0 t - h\pi)) dt \quad (\text{B.22})$$

Para las funciones seno y coseno se tiene:

$$\cos(h\omega_0 t + h\pi) = -\cos(h\omega_0 t) \quad \text{sen}(h\omega_0 t + h\pi) = -\text{sen}(h\omega_0 t) \quad \text{para } h \text{ impar}$$

$$\cos(h\omega_0 t + h\pi) = \cos(h\omega_0 t) \quad \text{sen}(h\omega_0 t + h\pi) = \text{sen}(h\omega_0 t) \quad \text{para } h \text{ par}$$

Sustituyendo las relaciones trigonométricas en las ecuaciones de  $a_h$  y  $b_h$  se obtiene:

$$a_h = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} f(t) \cos(h\omega_0 t) dt \quad \text{para } h \text{ impar} \quad (\text{B.23})$$

$$b_h = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} f(t) \text{sen}(h\omega_0 t) dt \quad \text{para } h \text{ impar} \quad (\text{B.24})$$

$$a_h = b_h = 0 \quad \text{para } h \text{ par} \quad (\text{B.25})$$

Se observa que una señal con simetría de media onda sólo tiene componentes armónicas de orden impar. En los sistemas eléctricos la mayoría de los dispositivos son bilaterales (la forma de corriente en las dos direcciones es igual), por lo que en los estudios no se consideran generalmente las armónicas pares.

### B.1.6. Transformada discreta de Fourier.

En el caso de presentar la función  $f(t)$  a través de un conjunto de mediciones es posible aplicar la transformada de Fourier y obtener el espectro de frecuencia de dicha señal también en forma discreta. El par de ecuaciones de transformación es:

$$F(f_h) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} f(t_n) e^{-j2\pi hn/N} \quad (\text{B.26})$$

$$f(t_n) = \sum_{h=0}^{N-1} F(f_h) e^{j2\pi hn/N} \quad (\text{B.27})$$

Donde  $N$  es el número de muestras que se tienen en un ciclo completo de la señal periódica,  $f(t)$  y  $F(f_h)$  son las muestras de las señales en el dominio del tiempo y de la frecuencia.

Las ecuaciones (B.26) y (B.27) son el caso discreto de (B.1) y (B.2) respectivamente. Esta es la forma adecuada de representar las señales para aplicar la transformada de Fourier utilizando computadoras, es por eso que a la par con el desarrollo de los sistemas de computo aumento el uso de estos algoritmos.

**B.1.6.1. Transformada rápida de Fourier.**

Para calcular la transformada de Fourier de una señal utilizando la ecuación (B.26) se requieren  $N^2$  operaciones complejas, lo cual hace complejo este proceso conforme aumenta el número de muestras. Para el caso de un número de muestras igual a  $2^k$ , para  $k$  entero, existe una versión que realiza en forma eficiente estos cálculos, requiere sólo  $(N/2)\log_2(N)$  multiplicaciones. Este algoritmo se conoce como transformada rápida de Fourier (FFT).

El ahorro en el número de operaciones realizadas al hacer la transformación utilizando la versión rápida en lugar del algoritmo completo se obtiene de la relación:

$$\frac{N^2}{(N/2)\log_2(N)} = \frac{\ln(4)N}{\ln(N)}$$

## APÉNDICE C

### DESCRIPCIÓN Y APLICACIÓN DEL PROGRAMA DIGITAL.

#### C.1. DESCRIPCIÓN DEL PROGRAMA DIGITAL.

El algoritmo descrito en el capítulo 3, para calcular los parámetros de carga (R, L y C), sus corrientes, incluyendo la corriente residual y sus sensibilidades se han implementado en un programa de computadora digital llamado “SENSIPAR”, escrito en lenguaje Fortran y se compone de un programa principal y una subrutina como se muestran en las figuras C.1 y C.2 respectivamente.

En el programa principal “SENSIPAR” se tienen las declaraciones de las variables principales y sus vectores para facilitar su dimensionamiento. Estas se describen brevemente siguiendo el orden de ejecución del programa y su relación con el algoritmo descrito.

SENSIPAR (calcula de parámetros, y sus corrientes, así como la corriente residual, del modelo de la carga). Tiene la función de leer todos los datos contenido las en mediciones de las formas de onda de voltaje y corriente medidas en terminales de la carga.

RLC (calcula de sensibilidades). Se calculan los nuevos valores de los parámetros (R, L y C) cuando son afectadas las componentes armónicas de la onda de voltaje y corriente de la carga. Posteriormente calcula las sensibilidades para cada parámetro de la carga, descrita en la sección 4.2.1.

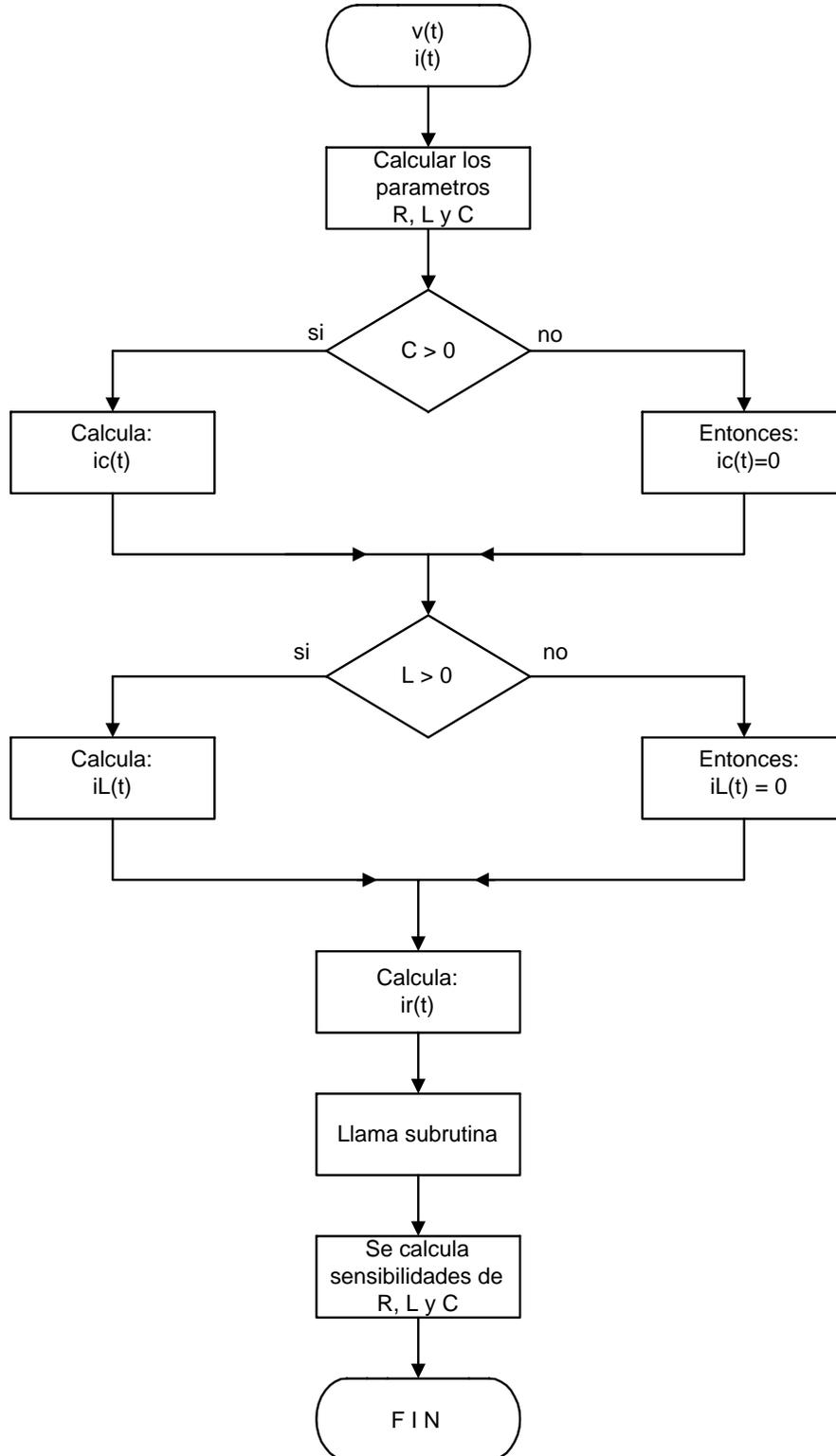


Figura C.1. Algoritmo del programa principal.

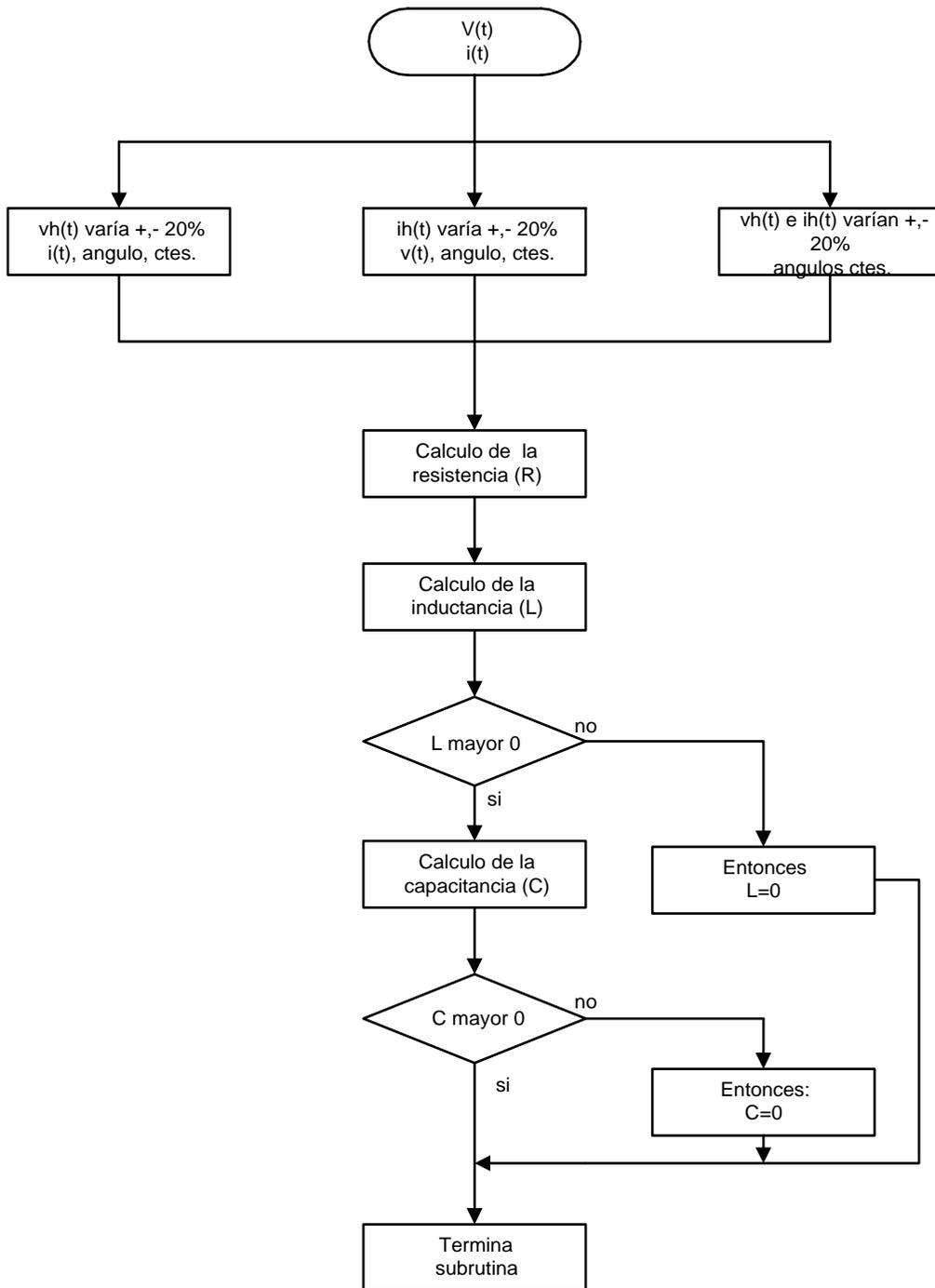


Figura C.2. Algoritmo de la subrutina.

## C.2. APLICACIÓN DEL PROGRAMA DIGITAL.

El programa descrito en el punto anterior se aplicó a diferentes tipos de cargas industriales para mostrar su capacidad, flexibilidad y facilidad de uso en el cálculo de los parámetros de carga y sus respectivas sensibilidades.

### C.2.1. Datos para ejecutar el programa digital.

Los datos que el programa requiere para ejecutar el cálculo de los parámetros y sus sensibilidades, son parámetros eléctricos y se introducen en un archivo de entrada llamado "ENTRADA.DAT" y estos son:

- 1) **ng**. Es el número de componentes de la forma de onda del voltaje y de la corriente.
  - 2) **v(0)**. Componente de C.D de la forma de onda del voltaje
  - 3) **v(1)**. Componente fundamental de la forma de onda del voltaje.
  - 4) **v(2)**. Componente de tercer armónico de la forma de onda del voltaje.
  - 5) **v(3)**. Componente de quinto armónico de la forma de onda del voltaje.
- Y así sucesivamente hasta completar la última componente impar de la forma de onda del voltaje.

Posteriormente se introducen los datos de la forma de onda de la corriente:

- 6) **i(0)**. Componente de C.D de la forma de onda de la corriente.
- 7) **i(1)**. Componente fundamental de la forma de onda de la corriente.
- 8) **i(2)**. Componente de tercer armónico de la forma de onda de la corriente.
- 9) **i(3)**. Componente de quinto armónico de la forma de onda de la corriente.

Y así sucesivamente hasta completar la última componente impar de la forma de onda de la corriente.

Posteriormente se introducen los datos de los ángulos que existen entre cada componente de las formas de onda del voltaje y la corriente:

10) **Angulo0(0)**. Valor del ángulo que existe entre las componentes de C.D del voltaje y la corriente.

11) **Angulo0(1)**. Valor del ángulo que existe entre las componentes fundamental del voltaje y la corriente.

12) **Angulo0(2)**. Valor del ángulo que existe entre las componentes de tercer armónico del voltaje y la corriente.

13) **Angulo0(3)**. Valor del ángulo que existe entre las componentes de quinto armónico del voltaje y la corriente.

Y así sucesivamente hasta completar el ultimo valor de ángulo que existe entre las componentes de la forma de onda del voltaje y la corriente.

### C.2.1.1. Ejemplo de cómo se introducen los datos.

Se tienen las siguientes formas de onda de voltaje y corriente de una carga:

$$v(t) = \sqrt{2}[\cos(\omega t) + 0.5 \cos(3\omega t) + 0.3 \cos(5\omega t)] \text{ p.u}$$

$$i_T(t) = \sqrt{2}[\cos(\omega t - 30^\circ) + 0.6 \cos(3\omega t + 30^\circ) + 0.25 \cos(5\omega t + 60^\circ)] \text{ p.u}$$

Observando los datos anteriores podemos decir que el número de componentes es tres, no hay componentes en C.D, por lo tanto todos los datos de entrada que tienen relación con la componente de C.D son cero, se tiene la componente fundamental, de tercer armónico y de quinto armónico. La manera de introducir los datos en el archivo de entrada es siguiendo el orden descrito en la sección C.2.1, como se muestra en la figura C.3.

Columna (según sección C.2.1)

↓

1)	3
2)	0
3)	1
4)	0.5
5)	0.3
6)	0
7)	1
8)	0.6
9)	0.25
10)	0
11)	-30
12)	30
13)	60

Figura C.3. Datos en el archivo de entrada del programa.

Los valores de cada componente tanto de voltaje como de corriente pueden ser en p.u o en valores reales medidos directamente.

### C.2.2. Resultados del programa.

Después de ejecutar el programa, se generan cuatro archivos de salida, con los siguientes nombres:

1.- El archivo "ORISAL", este contiene los resultados de cada parámetro de la carga, las corrientes para cada parámetro y la corriente residual. Como se muestra la tabla C-1.

En el primer renglón se tiene el valor de la corriente que pasa a través de la resistencia de la carga, esta viene dada con cada una sus componentes.

En el segundo renglón se tiene el valor de la corriente que pasa a través de la inductancia de la carga, esta viene dada con cada una sus componentes y sus respectivos ángulos de desfaseamiento con respecto al voltaje.

En el tercer renglón se tiene el valor de la corriente que pasa a través de la capacitancia de la carga, esta viene dada con cada una sus componentes y sus respectivos ángulos de desfaseamiento con respecto al voltaje.

En el cuarto renglón se tiene el valor de la corriente residual de la carga, esta viene dada con cada una sus componentes y sus respectivos ángulos de desfaseamiento con respecto al voltaje.

En el quinto renglón se tiene el valor de la resistencia en p.u o en valor real en rms.

En el sexto renglón se tiene el valor de la inductancia en p.u o en valor real en rms.

En el séptimo renglón se tiene el valor de la capacitancia en p.u o en valor real en rms.

CORRIENTE DE LA RESISTENCIA

14.73421cos( 1.0 wt)+  
 4.91140cos( 3.0 wt)+  
 2.94684cos( 5.0 wt)+  
 2.10489cos( 7.0 wt)+

CORRIENTE DE LA INDUCTANCIA

11.28414cos( 1.0 wt-90)+  
 1.25379cos( 3.0 wt-90)+  
 0.45137cos( 5.0 wt-90)+  
 0.23029cos( 7.0 wt-90)+

CORRIENTE DE LA CAPACITANCIA

0.00000cos( 1.0 wt+90)+  
 0.00000cos( 3.0 wt+90)+  
 0.00000cos( 5.0 wt+90)+  
 0.00000cos( 7.0 wt+90)+

CORRIENTE RESIDUAL

3.69954cos( 1.0 wt 10.55280)+  
 7.61331cos( 3.0 wt 49.82633)+  
 6.82842cos( 5.0 wt 14.15581)+  
 5.04118cos( 7.0 wt -20.25825)+

RESISTENCIA 10.07807  
 INDUCTANCIA 0.03491  
 CAPACITANCIA= 0.00000

Tabla C.1. Resultados del archivo “ORI.SAL”

2.- El archivo “CHIS1.SAL”, arroja los resultados de la sensibilidad para el primer caso de los parámetros de la carga, este archivo contiene cuatro columnas. En la primera se tiene la variación de ± 20% con incrementos de ± 2%, la segunda columna muestra las sensibilidades de la resistencia (R) en por ciento, la tercera columna muestra las sensibilidades de la inductancia (L) en por ciento, la cuarta columna muestra las sensibilidad de la capacitancia (C) en por ciento. La tabla C-2 muestra unos resultados del archivo “CHIS1.SAL”.

20.00000	7.82843	-0.83185	NaN
18.00000	6.98310	-0.75478	NaN
16.00000	6.15180	-0.67637	NaN
14.00000	5.33447	-0.59661	NaN
12.00000	4.53107	-0.51549	NaN
10.00000	3.74153	-0.43301	NaN
8.00000	2.96581	-0.34917	NaN
6.00000	2.20385	-0.26395	NaN
4.00000	1.45560	-0.17735	NaN
2.00000	0.72100	-0.08937	NaN
-2.00000	-0.70745	0.09077	NaN
-4.00000	-1.40140	0.18294	NaN
-6.00000	-2.08190	0.27652	NaN
-8.00000	-2.74902	0.37152	NaN
-10.00000	-3.40278	0.46794	NaN
-12.00000	-4.04326	0.56578	NaN
-14.00000	-4.67050	0.66506	NaN
-16.00000	-5.28455	0.76579	NaN
-18.00000	-5.88546	0.86796	NaN
-20.00000	-6.47327	0.97158	NaN

Tabla C-2. Resultados del archivo de salida “CHIS1.SAL”

3.- El archivo “CHIS2.SAL”, se muestran los resultados de la sensibilidad para el segundo caso de los parámetros de la carga, este archivo contiene cuatro columnas. En la primera se tiene el incremento de  $\pm 20\%$  con incrementos de  $\pm 2\%$ , la segunda columna muestra las sensibilidades de la resistencia (R) en por ciento, la tercera columna muestra las sensibilidades de la inductancia (L) en por ciento, la cuarta columna muestra las sensibilidad de la capacitancia (C) en por ciento. La tabla C-3 muestra unos resultados del archivo “CHIS2.SAL”.

20.00000	1.30259	-1.44583	NaN
18.00000	1.17080	-1.30313	NaN
16.00000	1.03936	-1.16002	NaN
14.00000	0.90826	-1.01649	NaN
12.00000	0.77750	-0.87255	NaN
10.00000	0.64708	-0.72818	NaN
8.00000	0.51699	-0.58339	NaN
6.00000	0.38724	-0.43818	NaN
4.00000	0.25783	-0.29255	NaN
2.00000	0.12875	-0.14649	NaN
-2.00000	-0.12842	0.14692	NaN
-4.00000	-0.25651	0.29427	NaN
-6.00000	-0.38427	0.44206	NaN
-8.00000	-0.51170	0.59028	NaN
-10.00000	-0.63881	0.73894	NaN
-12.00000	-0.76560	0.88804	NaN
-14.00000	-0.89206	1.03759	NaN
-16.00000	-1.01820	1.18757	NaN
-18.00000	-1.14401	1.33801	NaN
-20.00000	-1.26951	1.48889	NaN

Tabla C-3. Resultados del archivo de salida “CHIS2.SAL”

4.- El archivo “CHIS3.SAL”, se muestran los resultados de la sensibilidad para el tercer caso de los parámetros de la carga, este archivo contiene cuatro columnas. En la primera se tiene el incremento de  $\pm 20\%$  con incrementos de  $\pm 2\%$ , la segunda columna muestra las sensibilidades de la resistencia (R) en por ciento, la tercera columna muestra las sensibilidades de la inductancia (L) en por ciento, la cuarta columna muestra las sensibilidad de la capacitancia (C) en por ciento. La tabla C-4 muestra unos resultados del archivo “CHIS3.SAL”.

20.00000	9.54066	-2.52308	NaN
18.00000	8.48183	-2.25776	NaN
16.00000	7.44724	-1.99514	NaN
14.00000	6.43653	-1.73530	NaN
12.00000	5.44932	-1.47829	NaN
10.00000	4.48524	-1.22420	NaN
8.00000	3.54395	-0.97310	NaN
6.00000	2.62510	-0.72506	NaN
4.00000	1.72837	-0.48014	NaN
2.00000	0.85344	-0.23843	NaN
-2.00000	-0.83225	0.23509	NaN
-4.00000	-1.64360	0.46676	NaN
-6.00000	-2.43432	0.69494	NaN
-8.00000	-3.20470	0.91957	NaN
-10.00000	-3.95498	1.14057	NaN
-12.00000	-4.68542	1.35787	NaN
-14.00000	-5.39627	1.57141	NaN
-16.00000	-6.08776	1.78112	NaN
-18.00000	-6.76013	1.98692	NaN
-20.00000	-7.41359	2.18876	NaN

Tabla C-4. Resultados del archivo de salida “CHIS3.SAL”

### C.3. Listado del programa SENSIPAR.

```

! Programa para calculo de parámetros de modelos de carga

Program SENSIPAR

implicit none

real*8 :: v(0:10), i(0:10), n(0:10), suma, Vrms, Irms
real*8 :: Pr, Angulo(0:10), R, suma2, w, L
real*8 :: iL, corriente(0:10), C, Ic(0:10), Ir(0:10), Yn(0:10), Jn(0:10), Kn(0:10)
real*8 :: Ia(0:10), Is(0:10), AnguloO(0:10)
real*8 :: R0, L0, C0, sensiR, sensiL, sensiC, variaV, variaI, variaA, AA(0:10)
real*8 :: Voriginal(0:10), Ioriginal(0:10), Aoriginal(0:10)
real*8 :: porciento, var, nl(25)
real*8, parameter :: f=60d0 ! Frecuencia (Hz)
real*8, parameter :: pi=3.141592d0

integer :: ng !orden de armónico
integer :: k, kk

open(7, file='entrada.dat')
open(4, file='ori.sal')
open(unit=10, file='chis1.sal')
open(unit=11, file='chis2.sal')
open(unit=12, file='chis3.sal')
open(unit=13, file='RLC1.sal')
open(unit=14, file='RLC2.sal')
open(unit=15, file='RLC3.sal')

! Se leen datos archivo de datos

read(7, *) ng ! Número de componentes de voltaje y corriente

! ng=2

! Numero de Armónicas

do k=1, ng+1
  read(7, *) v(k-1)
  v(k-1) = v(k-1) * sqrt(2d0) !Lectura de componentes de voltaje
end do

do k=1, ng+1
  read(7, *) i(k-1)
  i(k-1) = i(k-1) * sqrt(2d0) !Lectura de componentes de corriente
end do

DATA n1/1d0, 3d0, 5d0, 7d0, 9d0, 11d0, 13d0, 15d0, 17d0, 19d0, 21d0, 23d0, 25d0/
do k=1, ng
  n(k) = nl(k) !Lectura de numero de armonicos
end do

do k=1, ng+1
  read(7, *) AnguloO(k-1)
end do

```

```

    Angulo=Angulo0
! Conversión de ángulos en grados a radianes

Angulo(0:10)=(Angulo(0:10)*pi)/180.0d0
AA=-Angulo

Voriginal=v
Ioriginal=i
Aoriginal=Angulo0

! Cálculo de Vrms

suma=v(0)**2

do k=1,ng
    suma=suma + (0.5d0*(v(k)**2))
end do
Vrms = sqrt(suma)
print*, 'Vrms', Vrms
pause

! Cálculo de Irms

suma=i(0)**2

do k=1,ng
    suma=suma + (0.5d0*(i(k)**2))
end do
Irms = sqrt(suma)

! Cálculo de Potencia

Pr=0d0

do k=1,ng
    Pr=Pr+ (v(k)/sqrt(2d0))*(i(k)/sqrt(2d0))*cos(Angulo(k))
end do
print*, 'Pr', Pr
pause

! Calculo de Resistencia

R=Vrms**2/Pr

suma=0d0

do k=1,ng
    Ir(k)= sqrt(2d0)*((V(k)/sqrt(2d0))/R)
end do
write(4, '(1X,/, 'CORRIENTE DE LA RESISTENCIA''))
do k=1,ng

```

```

    write(4,'(F10.5,'cos('',f4.1,' wt)+'')')Ir(k),n(k)
end do

suma=0d0

do k=1,ng
    suma=suma + ((v(k)/sqrt(2d0))**2/n(k)**2)
end do

w=2d0*pi*f

suma2=0d0

! Calculo de Inductancia

do k=1,ng
    suma2=suma2 + ( ((v(k)/sqrt(2d0))*(i(k)/sqrt(2d0))*sin(AA(k)))/n(k) )
end do

L=suma/(w*suma2)

suma=0d0

corriente=0d0

if (L > 0d0)then

    do k=1,ng
        corriente(k)= sqrt(2d0)*((v(k)/sqrt(2d0))/(n(k)*w*L))
    end do

else

    corriente=0d0
end if

write(4,'(1X,/, 'CORRIENTE DE LA INDUCTANCIA')')
do k=1,ng

    write(4,'(F10.5,'cos('',f4.1,' wt-90)+'')')corriente(k),n(k)
end do

    suma=0d0
    suma2=0d0
    do k=1,ng

        suma= suma + (n(k)*(v(k)/sqrt(2d0))*(i(k)/sqrt(2d0))*sin(Angulo(k)))
        suma2= suma2 + (n(k)**2*(v(k)/sqrt(2d0))**2)

    end do

    suma2=w*suma2
    C=suma/suma2

    suma=0d0
    if (C > 0d0)then

        do k=1,ng
            Ic(k)= w*C*sqrt(2d0)*n(k)*(v(k)/sqrt(2d0))

        end do

```

```

else
    Ic=0d0
    C=0d0
end if

write(4,'(1X,/, 'CORRIENTE DE LA CAPACITANCIA')')
do k=1,ng
    write(4,'(F10.5, 'cos('',f4.1, ' wt+90)+''')Ic(k),n(k)
end do

! Cálculo de la corriente residual

suma=0d0

do k=1,ng
    Jn(k)= (i(k)/sqrt(2d0))*cos(Angulo(k))-((V(k)/sqrt(2d0))/R)
end do

if (L > 0d0 .and. C > 0d0)then
    do k=1,ng
Kn(k)=n(k)*w*C*(V(k)/sqrt(2d0))-
        ((V(k)/sqrt(2d0))/(n(k)*w*L))+((i(k)/sqrt(2d0))*sin(AA(k)))
    end do

else if(L >0d0 .and. C <= 0d0)then
    do k=1,ng

Kn(k)=-((V(k)/sqrt(2d0))/(n(k)*w*L))+((I(k)/sqrt(2d0))*sin(AA(k)))
    end do

else if(L < 0d0 .and. C > 0d0)then
    do k=1,ng

Kn(k)=n(k)*w*C*(V(k)/sqrt(2d0))+((I(k)/sqrt(2d0))*sin(AA(k)))
    end do

else if(L < 0d0 .and. C < 0d0)then
    do k=1,ng

Kn(k)=(I(k)/sqrt(2d0))*sin(AA(k))
    end do

end if

do k=1,ng

Ia(k)=sqrt(Jn(k)**2+Kn(k)**2)

end do

do k=1,ng

Yn(k)=atan(Kn(k)/Jn(k))

```

```

Yn(k) = (Yn(k)*180d0)/pi

end do

do k=1,ng
  Is(k)=sqrt(2d0)*Ia(k)
end do

write(4,'(1X,/, 'CORRIENTE RESIDUAL')')
do k=1,ng

  write(4,'(F14.7, 'cos('',f4.1, ' wt',f10.5, ')+')')Is(k),n(k),(-1)*Yn(k)

end do

R0=R
L0=L
C0=C

write(4,'(''RESISTENCIA='',F10.5,1x,/, &
        ''INDUCTANCIA='',F10.5,1X,/, &
        ''CAPACITANCIA='',F10.5,1X)')R,L,C

! Cálculo de sensibilidades de parámetros

! Caso 1: Magnitudes de voltaje armonicos varían +/- 20 %, corrientes armónicas y
! ángulos de fase ctes.

pause 'Programa Caso 1'
porciento=20

do var=20,-20,-2

  if(var /= 0.0d0)then

    variaV=var
    variaI=1.0d0
    variaA=1.0d0

    call RLC(ng,v,i,n,variaV,variaI,variaA,R,L,C,Angulo,kk,AA)

    SensiR= ((R-R0)/R0)*100
    SensiL= ((L-L0)/L0)*100
    SensiC= ((C-C0)/C0)*100

    write(10,'(4(F10.5,1x))')var,sensiR,sensiL,sensiC
    write(13,'(4(F10.5,1x))')var,R,L,C

  end if
end do

! Caso 2: Magnitudes de corrientes armonicos varían +/- 20 %, voltajes armónicas y
! ángulos de fase ctes.

porciento=20

```

```

do var=20,-20,-2

  if(var /= 0.0d0)then

    variaV=1.0d0
    variaI=var
    variaA=1.0d0

    call RLC(ng,v,i,n,variaV,variaI,variaA,R,L,C,Angulo,kk,AA)

    SensiR= ((R-R0)/R0)*100
    SensiL= ((L-L0)/L0)*100
    SensiC= ((C-C0)/C0)*100
    write(11,'(4(F10.5,1x))')var,sensiR,sensiL,sensiC
    write(14,'(4(F10.5,1x))')var,R,L,C

  end if
end do

! Caso 3: Magnitudes de corrientes y voltajes armonicos varian +/- 20 %, y
! ángulos de fase ctes.

porciento=20

do var=20,-20,-2

  if(var /= 0.0d0)then

    variaV=var
    variaI=var
    variaA=1.0d0

    call RLC(ng,v,i,n,variaV,variaI,variaA,R,L,C,Angulo,kk,AA)

    SensiR= ((R-R0)/R0)*100
    SensiL= ((L-L0)/L0)*100
    SensiC= ((C-C0)/C0)*100
    write(12,'(4(F10.5,1x))')var,sensiR,sensiL,sensiC
    write(15,'(4(F10.5,1x))')var,R,L,C

  end if
end do

close(unit=7)
close(unit=4)
close(unit=10)
close(unit=11)
close(unit=12)
close(unit=13)
close(unit=14)
close(unit=15)

end program SENSIPAR

```

### C.3.1. Listado de la subrutina RLC.

```

! Rutina de calculo de parámetros R,L,C

subroutine RLC(ng,v,i,n,variaV,variaI,variaA,R,L,C,AnguloO,kk,AA)

real*8 :: v(0:10), i(0:10), n(0:10), suma, Vrms, Irms
real*8 :: Pr, Angulo(0:10), R, suma2, w, L
real*8 :: iL, corriente(0:10), C, Ic(0:10),Ir(0:10),Yn(0:10),Jn(0:10),Kn(0:10)
real*8 :: Ia(0:10),Is(0:10)
real*8 :: R0, L0, C0, sensiR, sensiL, sensiC, variaV, variaI, variaA

real*8 :: il(0:10), vl(0:10), Angulo1(0:10),AnguloO(0:10),AA(0:10)
real*8, parameter :: f=60d0 ! Frecuencia (Hz)
real*8, parameter :: pi=3.141592d0

integer :: ng !orden de armónico
integer :: k,kk

! Se guardan valores originales
! *****
  il=i
  vl=v
  Angulo1=AnguloO
! *****

! se procede a hacer las variaciones correspondientes
! (e.g. magnitud voltajes armonicos, corrientes)

if(variaI /= 1.0d0)then
  do k=2,10
    il(k)=il(k)*(1+(variaI/100.0d0))
  end do
end if

if(variaV /= 1.0d0)then
  do k=2,10
    vl(k)=vl(k)*(1+(variaV/100.0d0))
  end do
end if

if(variaA /= 1.0d0)then
  do k=2,10
    Angulo1(k)=Angulo1(k)*(1+(variaA/100.0d0))
  end do
end if

! Cálculo de Vrms

suma=v1(0)**2

do k=1,ng

  suma=suma + (0.5d0*(v1(k)**2))
end do
Vrms = sqrt(suma)

```

```

! Cálculo de Irms
suma=i(0)**2
do k=1,ng
  suma=suma + (0.5d0*(i1(k)**2))
end do
Irms = sqrt(suma)

! Cálculo de Potencia
Pr=0d0
do k=1,ng
  Pr=Pr+ (v1(k)/sqrt(2d0))*(i1(k)/sqrt(2d0))*cos(Angulo1(k))
end do

! Calculo de Resistencia
R=Vrms**2/Pr
suma=0d0
do k=1,ng
  suma=suma + ((v1(k)/sqrt(2d0))**2/n(k)**2)
end do
w=2d0*pi*f
suma2=0d0
do k=1,ng
  suma2=suma2 + (((v1(k)/sqrt(2d0))*(i1(k)/sqrt(2d0))*sin(AA(k)))/n(k) )
end do
L=suma/(w*suma2)
if(L < 0.0d0)L=0.0d0
  suma=0d0
  suma2=0d0
  do k=1,ng
    suma= suma + (n(k)*(v1(k)/sqrt(2d0))*(i1(k)/sqrt(2d0))*sin(Angulo1(k)))
    suma2= suma2 + (n(k)**2*(v1(k)/sqrt(2d0))**2)
  end do
  suma2=w*suma2
  C=suma/suma2
  if(C < 0.d0)C=0.0d0
end subroutine RLC

```

---

## REFERENCIAS

- [1] Elham B. Makram y Srinivas Varadan, **“Generalized Load Modeling in Technique Using Recorded Data and its Use in a Harmonic Load Flow Program”**, Electric Power Systems Research, Vol.27, 1993, p.p. 203-208.
- [2] A.A Girgis, J. Qiu y R.B. McManis, **“A Time Domain Approach For Distribution and Transmission Network Modeling”**, IEEE Transaction, PWRD, 1990, p.p. 365-371.
- [3] A.S. Morched y P. Kundur, **“Identification and modeling of load Characteristics at High Frequencies”**, IEEE Transaction, PWRS, Vol. 2, 1985, p.p. 153-160.
- [4] H. Yan, Z. Zabar, D. Czarkowski, L. Birenbaum, E. Levi y J. Hajagos, **“Experimental Test of a Load Model in the Presence of Harmonics”**, IEE Proc. Gener. Transm. Distrib., Vol. 146, N° 2, Marzo de 1999, p.p. 186-192.
- [5] E. W. Palmer y G. F. Ledwich, **“Three-phase Harmonic Modelling of Power System Load”**, IEE Proc C, Vol. 140, N° 3, 1993, pp. 206-212.
- [6] Fangtao Dai, J.V. Milanovic y N. Jenkins, **“The Influence of Measurement Delays on Estimated Load Model Parameters”**, Harmonics and Quality of Power, Vol. 1, 2000, p.p. 324-328.
- [7] Mansour Eslami y Richard S. Marleau, **“Theory of Sensitivity of Network: Tutorial”**, IEEE Transaction on Education, Vol. 32, 1989, p.p. 319-334.
- [8] O. Gul y J.V. Milanovic, **“Sensitivity Of Harmonic Load Model Parameters To Voltage and Current Waveforms”**, Harmonics and Quality of Power Proceedings, Vol. 3, 2000, p.p. 1041-1046.

- 
- [9] Mladen Kezunovic y Yuan Liao, “ **A Novel Method for Equipment Sensitivity Study During Power Quality Events** “, 2000, p.p. 993-998.
- [10] O. R. Gonzalez y P. J. Antsaklis, “ **Sensitivity Considerations in the Control of Generalized Plants** “, 1989, p.p. 885-888
- [11] J.C. Balda, D.C. Griffith, A. McEachern, T.M. Barnes, D.P. Hartmann, D.J. Phileggi, A.E. Emmanuel, W.F. Horton, W.E. Reid, R.J. Ferraro y W.T. Jewell, “**Effects of Harmonics on Equipment**”, IEEE Transaction on Power Delivery, Vol. 8, 1993, p.p. 672-680.
- [12] B.M. Pryor, “**Methods of Achieving Electromagnetic Compatibility for Secondary Equipment**”,
- [13] He Shou Zheng, “**Taking the Way of Measuring the Features of Disturbance in Time Domain to Analyze Electromagnetic Compatibility Between Electrical Equipment Including Network**”, Electromagnetic Compatibility, 1989, p.p. 414-417.
- [14] Y.H. Yan, C.S. Moo y C.S. Chen, “**Harmonic Analysis for Industrial Customers**”, Industry Applications, IEEE Transactions on. Vol. 30 2, 1994, p.p. 462-468.
- [15] Peter E. Sutherland, “ **Harmonic Measurements in Industrial Power Systems**”, Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference, 1994, p.p. 105-115.
- [16] Kurt H. Krüger y Tobias Wittmann, “ **Power Quality Measurement in Industrial and Public Distribution Systems**”, Siemens A.G, Erlangen.
- [17] James K. Phipps, John P. Nelson y Pankaj K. Sen, “ **Power Quality and Harmonic Distortion on Distribution Systems** ”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, N° 2, 1994.

- 
- [18] Shou-Zhen He y Tikou Road, “ **Harmonic Measurement in the Time Domain and Harmonic Limit Standards in Power System** “, Electromagnetic Compatibility, 1992, p.p. 181-182.
- [19] R. Gretsch y R. De Vre, “ **Standardization of Measurement Methods for Harmonics** “, Electricity Distribution, Vol. 2, 1989, p.p. 85-90.
- [20] R. Yacamini, “**Power System Harmonics, part 2 measurement and calculations**”, Power Engineering Journal, Vol. 91, 1995, p.p. 51-56.
- [21] John Stones y Alan Collinson, “**Power Quality**”, Power Engineering Journal, 2001, p.p. 58-64.
- [22] Nick Cicero, “**Lowering Harmonic Distortion in A.C. Drives**”, Machine Design, A Penton Publication, Motor Drives Division, Robicon, December 12, 1994.
- [23] Richard H. Osman, “**A comparison of Popular Medium-Voltage Motor Drives**”, Robicon Technical Document, 1994.
- [24] Keith H. Ducker, “**Variable Frequency Drives Harmonic Issues and Answers**”, Robicon Technical Document, 1994.
- [25] Rafael A. Lastra, Carlos A. Loza y Albert Roc, “**Medium Voltage Variable Frequency Drives With Low Harmonic Distortion a Field Test**”, Robicon Technical Document, 1994.
- [26] Roger C. Dugan, Mark F. Mc Granaghram y H. Wayne Beaty, “**Electrical Power Systems Quality**”, McGraw Hill, 1996.
- [27] G. T. Heydt, “**Electric Power Quality**”, Stars in circle publications, 1991.

- 
- [28] J. Arrillaga, N.R. Watson y S. Chen, **“Power System Quality Assessment”**, John Wiley & Sons, 2000.
- [29] J. Arrillaga, D.A. Bradley y P.S. Bodger, **“Power System Harmonics”**, John Wiley, 1985.
- [30] **“Power Quality Analysis”**, The Dranetz- BMI Handbook for, 1998.
- [31] **“Handbook of Power Signatures”**, The Dranetz-BMI, 1997.
- [32] Gilberto Enríquez Harper, **“El ABC de la Calidad de la Energía Eléctrica”**, Noriega-Limusa, 1999.
- [33] Derek A. Paice, **“Power Electronic Converter Harmonics”**, IEEE Industry Applications Society, Sponsor, 1995.
- [34] Manuel Madrigal Martínez, **“Análisis Armónico en Sistemas Eléctricos”**, Instituto Tecnológico de Morelia, 1998.
- [35] Alan V. Oppenheim, Alan S. Willsky y Ian T. Young, **“Signals and Systems”**, Prentice-Hall Signal Processing Series, 1983.
- [36] Hwei P. Hsu, **“Análisis de Fourier”**, Prentice Hall, 1998.
- [37] Muhammad H. Rashid, **“Electrónica de Potencia, circuitos, dispositivos y aplicaciones”**, Prentice Hall, 1995.
- [38] John G. Kassakian, Martin F. Schlecht y George C. Verghese, **“Principles of Power Electronics”**, Addison Wesley Publishing Company, 1991.
- [39] Ned Moham, Tore M. Undeland y William P. Robbins, **“Power Electronics”**, John Wiley & Sons, 1989.

- 
- [40] Jeanne C. Adams, Walter S. Brainerd, Jeanne T. Martin, Brian T. Smith y Jerrold L. Wagener, **“Fortran 95 Handbook complete ISO/ANSI reference”**, The MIC Press Cambridge, Massachusetts, London, England, 1997.
- [41] **“IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems”**, IEEE Standard 519, 1992.
- [42] **“American National Standard Dictionary for Technologies of Electromagnetic Compatibility (EMC), Electromagnetic Pulse (EMP), and Electrostatic Discharge (ESD)”**, ANSI C63.14-1992.
- [43] **“Curso de Armónicas en los sistemas eléctricos, parte I y II, CFE”**, curso impartido por Comisión Federal de Electricidad (CFE), con apoyo del Laboratorio de Alta Tensión Subestación Topilejo, Unidad de Ingeniería Especializada.
- [44] **“Análisis de Sistemas Eléctricos de Potencia”**, PARCEICA, Dr. Florencio Aboytes García.
- [45] Juan Marcos García Martínez, **“Formulaciones Trifásicas Multifrecuencias Para El Estudio De Redes Eléctricas En Estado Estable”**, Tesis de grado de Doctorado, Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Universidad Autónoma de Nuevo León, 1995.
- [46] Alfredo Navarro Crespo, **“Corrientes Armónicas”**, Técnica Salgar, S.A. de C.V.