

ESCUELA POLITÉCNICA DEL EJÉRCITO

EXTENSIÓN LATACUNGA

CARRERA DE INGENIERÍA ELECTROMECÁNICA

**“DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE FILTROS EN ÁREAS
ESTRATÉGICAS PARA LA ATENUACIÓN DE ARMÓNICOS
EN LAS TIC’S Y LABORATORIOS DE LA ESPE-L.”**

ELABORADO POR:

CRISTIAN RAMIRO PAREDES LEÓN

JONATHAN PAÚL JIMÉNEZ GONZALES

Tesis presentada como requisito previo a la obtención del grado de:

INGENIERO EN ELECTROMECÁNICA

Año 2011

ESCUELA POLITÉCNICA DEL EJÉRCITO
CARRERA DE INGENIERÍA ELECTROMECAÁNICA

CERTIFICACIÓN

ING. MARCELO SILVA (DIRECTOR)

ING. HERNÁN ITURRALDE (CODIRECTOR)

CERTIFICAN:

Que el trabajo titulado “DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE FILTROS EN ÁREAS ESTRATÉGICAS PARA LA ATENUACIÓN DE ARMÓNICOS EN LAS TIC’S Y LABORATORIOS DE LA ESPE-L “ fue realizado en su totalidad por los señores: CRISTIAN RAMIRO PAREDES LEÓN y JONATHAN PAÚL JIMÉNEZ GONZALES como requisito parcial para la obtención del título de Ingeniero Electromecánico, el mismo que ha sido guiado y revisado periódicamente y cumple normas estatutarias establecidas en el Reglamento de Estudiantes de la Escuela Politécnica del Ejército.

Debido a que constituye un trabajo de excelente contenido científico que ayudará a la aplicación de conocimientos y al desarrollo profesional, **SI** recomiendan su publicación.

Latacunga, Marzo del 2011.

Ing. Marcelo Silva

DIRECTOR

Ing. Hernán Iturralde

CODIRECTOR

ESCUELA POLITÉCNICA DEL EJÉRCITO
CARRERA DE INGENIERÍA ELECTROMECAÁNICA

DECLARACIÓN DE RESPONSABILIDAD

Nosotros, PAREDES LEÓN CRISTIAN RAMIRO
JIMÉNEZ GONZALES JONATHAN PAÚL

DECLARAMOS QUE:

El proyecto de grado titulado “DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE FILTROS EN ÁREAS ESTRATÉGICAS PARA LA ATENUACIÓN DE ARMÓNICOS EN LAS TIC’S Y LABORATORIOS DE LA ESPE-L’” ha sido desarrollado con base a una investigación exhaustiva, respetando derechos intelectuales de terceros, conforme las citas que consta al pie de las páginas correspondiente, cuyas fuentes se incorporan en la bibliografía.

En tal virtud, declaramos la autenticidad de este contenido y para los efectos legales y académicos que se desprenden del presente proyecto de grado, es y será de nuestra autoría, responsabilidad legal y académica.

Latacunga, Marzo del 2011.

Cristian Paredes
C.I. 0502438419

Jonathan Jiménez
C.I.1722153598

**ESCUELA POLITÉCNICA DEL EJÉRCITO
CARRERA DE INGENIERÍA ELECTROMECAÁNICA**

AUTORIZACIÓN DE PUBLICACIÓN

Nosotros, PAREDES LEÓN CRISTIAN RAMIRO
JIMÉNEZ GONZALES JONATHAN PAÚL

AUTORIZAMOS:

A Escuela Politécnica Del Ejército, la publicación en la Biblioteca Virtual y/o revistas de la institución nuestro trabajo “DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE FILTROS EN ÁREAS ESTRATÉGICAS PARA LA ATENUACIÓN DE ARMÓNICOS EN LAS TIC’S Y LABORATORIOS DE LA ESPE-L”, cuyo contenido, ideas y criterios son de nuestra exclusiva responsabilidad y autoría.

Latacunga, Marzo del 2011.

Cristian Paredes
C.I. 0502438419

Jonathan Jiménez
C.I.1722153598

DEDICATORIA

Este trabajo va dedicado a Dios, a mis padres por estar siempre a mi lado y brindarme toda su confianza, a mis hermanos por su apoyo moral en todo sentido y en especial a todas aquellas personas que de una u otra forma trataron de ayudarme y apoyarme siempre.

Dedico también este presente a mi abuelo Ángel y a mi tío Geovanny quienes fueron dos seres muy importantes en mi vida y que lamentablemente ya no lo están.

Cristian Paredes.

La presente tesis se la dedico a Dios por haberme permitido llegar hasta este punto y haberme dado salud para lograr mis objetivos, además de su infinita bondad y amor. A mi familia que gracias a sus consejos y palabras de aliento crecí como persona. A mis padres, mi madre Julia por haberme apoyado en todo momento por sus consejos, sus valores, por la motivación constante que me ha permitido ser una persona de bien, a mi padre Edgar por los ejemplos de perseverancia y constancia que lo caracterizan y que me ha infundado siempre. A mi hermano Christian por estar siempre presente, cuidándome y brindando aliento en los momentos más difíciles, a mi hermana Samaris quien con sus palabras inocentes me ayuda a seguir adelante por un futuro mejor, a mi novia Lelis por su apoyo, confianza, amor y por hacerme vivir momentos inolvidables. A mi compañero y amigo de Tesis Cristian Paredes, quien con su gran apoyo incondicional motivó para la culminación de nuestra Tesis. A mis amigos que nos apoyamos mutuamente en nuestra formación profesional y hasta ahora, seguimos siendo amigos: Luis Torres, Paul Mazón, Jorge Araujo, Tito Quimis, Sandra Tenorio y Diana Vivanco.

Jonathan Jiménez.

AGRADECIMIENTO

Un eterno agradecimiento a Dios por todo lo hermoso que me ha dado, a mis padres por haberme dado la vida y apoyarme siempre en los momentos más difíciles de mi vida, permitiendo así de esta manera que se cumpla uno de mis sueños tan anhelados.

Agradezco también a la ESCUELA POLITÉCNICA DEL EJÉRCITO por abrirme las puertas y permitirme desarrollar profesionalmente. A mis profesores y compañeros de clase quienes fueron como mi segunda familia durante toda mi época de estudiante universitario, en especial a los Ing. Washington Freire, Freddy Salazar quienes supieron ser amigos más que ingenieros. A los Ing. Hernán Iturralde y Marcelo Silva y a mi compañero de tesis Jonathan Jiménez ya que con su ayuda incondicional pudimos culminar este proyecto.

Cristian Paredes.

Mi agradecimiento va dirigido de una manera muy especial a la ESCUELA POLITÉCNICA DEL EJÉRCITO y a los profesores de la carrera de Ingeniería en Electromecánica que gracias a sus conocimientos impartidos me permiten cumplir con las metas que me he trazado, a nuestro director y codirector de tesis Ing. Marcelo Silva e Ing. Hernán Iturralde que gracias a su ayuda se pudo culminar el presente proyecto, a mis compañeros que al formar un grupo solidario pudimos juntos culminar la carrera de forma conjunta en especial a mi compañero de tesis Cristian Paredes.

Jonathan Jiménez.

GENERALIDADES

ANTECEDENTES:	i
OBJETIVO GENERAL:	ii
OBJETIVOS ESPECÍFICOS:	ii
JUSTIFICACIÓN E IMPORTANCIA DEL PROBLEMA A RESOLVER:	iii

ÍNDICE DE CONTENIDOS

CAPÍTULO 1

FUNDAMENTO TEÓRICO

1.1. INTRODUCCIÓN	1
1.2. ANÁLISIS DE LAS FORMAS DE ONDA	3
1.2.1 Análisis de las formas de onda en régimen senoidales	3
1.2.2 Análisis de las formas de ondas por las Series de Fourier	4
a. Características de la función a analizar por Series de Fourier	5
b. Expresiones Trigonómicas de las Series de Fourier	5
c. Coeficientes de Fourier	5
d. Expresiones trigonométricas de las series de Fourier en función del ángulo.....	6
e. Simetría de las formas de onda	7
e.1 Función Par (Simetría de eje)	7
e.2 Función Impar (Simetría de punto)	8
e.3 Simetría de espejo o de media onda	9
e.4 Onda repetitiva en la mitad del ciclo.....	10
f. Espectro de líneas.....	10
g. Síntesis de Ondas	13
h. Valor eficaz y Potencia	15
h.1 Valor medio.....	15
h.2 Valor eficaz	16

1.3.	DEFINICIÓN Y ASPECTOS GENERALES DE LOS ARMÓNICOS	20
1.3.1	Definición de Armónico	20
1.3.2	Definición de una Señal Armónica.	20
1.3.3	Clasificación de los Armónicos	21
	a. Armónicos Impares	22
	b. Armónicos Pares	22
	c. Armónicos de secuencia positiva (+).....	22
	d. Armónicos de secuencia negativa (-).....	23
	e. Armónicos de secuencia cero (0)	23
1.3.4	Armónicos y Diagramas Fasoriales	23
1.3.5	Valor eficaz de una onda distorsionada	25
	a. Valor eficaz de una onda distorsionada de Voltaje.....	25
	b. Valor eficaz de una onda distorsionada de Corriente	26
1.3.6	Indicadores esenciales de la Distorsión Armónica	26
	a. Factor de Cresta.....	26
	b. Distorsión Armónica.....	27
	b.1 Distorsión Armónica individual (o distorsión armónica de orden h).....	27
	b.2 Distorsión Armónica Total (THD)	28
	b.2.1 Distorsión Armónica Total de Corriente (THDi)	28
	b.2.2 Distorsión Armónica Total de Voltaje (THDv)	29
	c. Espectro de frecuencia.....	29
	d. Utilidad de cada uno de los indicadores.	30
	d.1 Interpretación del THDi	30
	d.2 Interpretación del THDv	30
	d.3 Interpretación del Factor de Cresta	31
	d.4 Interpretación del Espectro.....	31
1.3.7	Análisis del Factor de Potencia y Potencias en presencia de Armónicos.....	32
	a. Potencia Activa, Reactiva, Aparente y Factor de potencia en régimen Senoidal.	32
	a.1 Potencia Activa (media, promedio)	32
	a.2 Potencia Reactiva.....	32
	a.3 Potencia Aparente	33
	a.4 Factor de Potencia.....	34

b.	Potencia Activa, Reactiva, Aparente y Factor de potencia en régimen no Senoidal	35
b.1	Potencia Activa con distorsión de voltaje y corriente	35
b.2	Potencia Reactiva con distorsión de voltaje y corriente.....	36
b.3	Potencia Aparente con distorsión de voltaje y corriente	36
b.4	Potencia de Distorsión	37
b.5	Factor de Potencia total.....	37
b.6	Factor de Potencia de Desplazamiento	38
c.	Análisis de Potencia y Factor de Potencia con Distorsión Armónica solo de Corriente	39
c.1	Potencia Aparente, Activa y Reactiva con distorsión solo de corriente. .	39
c.2	Factor de Potencia con distorsión solo de corriente.....	40
c.3	Relación entre el factor de potencia y el THDi.....	40
1.4.	GENERACIÓN DE ARMÓNICOS.....	43
1.4.1.	Convertidores Estáticos	44
1.4.2.	Soldadoras Eléctricas	44
1.4.3.	Hornos de Arco.....	46
1.4.4.	Hornos de Inducción	47
1.4.5.	Las Inductancias saturables.....	50
1.4.6.	Máquinas rotativas.....	511
1.4.7.	Saturación de Transformadores.	51
1.4.8.	Lámparas fluorescentes	52
1.4.9.	Computadoras.....	53
1.4.10.	Cargador de baterías.....	54
1.4.11.	Televisores y equipos de sonido	55
1.5.	EFFECTOS PRINCIPALES DE LOS ARMÓNICOS.....	57
1.5.1.	Resonancia	57
1.5.2.	Aumento de las pérdidas	59
a.	Pérdidas en los conductores.	59
1.5.3.	Sobrecarga en los materiales	60
a.	Generadores.....	60
b.	SAIs	60

c.	Transformadores	60
d.	Conductores del neutro	61
1.5.4.	Perturbaciones en cargas sensitivas	62
a.	Efectos de la distorsión de la tensión de alimentación.	62
b.	Perturbaciones en las líneas telefónicas.....	62
1.5.5.	Impacto económico.....	62
a.	Pérdidas energéticas.....	62
b.	Costos adicionales de potencia contratada	62
c.	Sobredimensionado de los equipos	63
d.	Reducción de la vida de los equipos	63
e.	Desconexiones indeseadas y paradas en la instalación.	64
1.6.	EFFECTOS DE LOS ARMÓNICOS EN EQUIPOS ELÉCTRICOS.....	65
1.6.1.	Calentamientos	65
a.	Lámparas de incandescencia	65
b.	Motores y generadores.....	66
c.	Condensadores	66
d.	Transformadores y reactancia.	67
1.6.2.	Defectos de aislamiento	71
1.6.3.	Fallos de operación	71
a.	Interruptores automáticos	71
b.	Fusibles.....	71
c.	Equipos de medida.....	71
d.	Convertidores y equipos electrónicos.	72
1.7.	ESTÁNDARES EN ARMÓNICOS.....	73
1.7.1.	IEEE 1159 – 1995.....	73
1.7.2.	CONELEC 004/01	75
1.8.	EQUIPOS ANALIZADORES DE ARMÓNICOS	76
1.8.1.	Analizador de Calidad FLUKE 345.....	76
1.8.2.	Analizador de Calidad FLUKE 43B	77
1.8.3.	Analizadores trifásicos de calidad eléctrica Serie 430 de FLUKE	78
1.8.4.	Analizador trifásico de calidad PowerPad modelo 3945.....	78

CAPÍTULO 2
MODELADO DE FILTROS PARA LA CORRECCIÓN DE LA
DISTORSIÓN ARMÓNICA

2.1.	SOLUCIONES BÁSICAS.....	80
2.1.1.	Instalación de las cargas no-lineales Aguas arriba en el Sistema.....	81
2.1.2.	Agrupación de las cargas no-lineales.	81
2.1.3.	Creación de fuentes separadas.	82
2.1.4.	Uso de transformadores con conexiones especiales.	83
2.1.5.	Instalación de reactores	83
2.2.	SOLUCIONES CUANDO LOS VALORES LÍMITES SON SUPERADOS	
	FILTRADO DE ARMÓNICOS.....	84
2.2.1.	Filtros Pasivos	84
a.	Tipos de filtros pasivos de potencia.....	85
a.1	Filtros pasivos de potencia serie	86
a.2	Filtro pasivo de potencia paralelo o sintonizado.....	87
a.3	Filtro pasivo pasa-alto.....	90
a.3.1	Filtro de Primer orden.....	90
a.3.2	Filtro de Segundo orden (LCR).....	91
a.3.3	Filtro de Tercer Orden	93
a.3.4	Filtro tipo C.....	94
a.3.5	Combinación de filtros.....	95
b.	Factor de calidad de los filtros pasivos más utilizados.....	95
b.1	Factor de calidad de un filtro pasivo paralelo.....	95
b.2	Factor de calidad de un filtro pasa - alto.	96
c.	Problemas del filtro pasivo de potencia.....	97
d.	Ventajas y desventajas de los filtros pasivo de potencia	98
d.1	Filtro pasivo serie	98
d.2	Filtro pasivo paralelo (sintonizado).	99
d.3	Filtro pasa-bajos (banda ancha).	100
d.4	Filtro serie (reactor de línea).	101
d.5	Filtro pasa - alto (LCR).....	102
2.2.2.	Filtros Activos.	103

a.	Tipos de filtros activos de potencia.	104
a.1	Filtros activos de potencia serie.	105
a.2	Filtro activo de potencia paralelo.	105
b.	Análisis del filtro activo de potencia paralelo.	107
c.	Ventajas de los filtros activos de potencia.	108
2.2.3.	Filtros Híbridos.	109
a.	Filtro híbrido serie.	109
b.	Filtro híbrido paralelo.	110

CAPÍTULO 3

EVALUACIÓN DEL ÁREA DE LAS TIC'S Y LABORATORIOS DE LA ESPE-L.

3.1	ESTADO ACTUAL DE LOS DIAGRAMAS UNIFILARES DE LOS TRANSFORMADORES Y CENTROS DE CARGA DE LA ESPE-L.	111
3.1.1	Centros de Transformación.	111
3.1.2	Diagramas unifilares de los Centros de Transformación.	113
3.1.3	Centros de Carga.	113
3.1.4	Diagramas unifilares de los Centros de Carga.	114
3.2	ESTADO ACTUAL DE LA CALIDAD DE ENERGÍA DEL SISTEMA ELÉCTRICO DE POTENCIA DE LA ESPE-L.	114
3.2.1	Área de las TIC'S.	114
a.	Valores nominales de corriente y voltaje en el área de TIC'S.	115
b.	Valores de THDi distorsionadas en el área de las TIC'S.	116
3.2.2	Laboratorios de Computación en la "Planta A".	118
a.	Valores nominales de corriente y voltaje de la "Planta A".	118
b.	Valores de THDi distorsionadas de la "Planta A".	119
3.2.3	Laboratorios de Computación en la "Planta B".	121
a.	Valores nominales de corriente y voltaje de la "Planta B".	121
b.	Valores de THDi distorsionadas de la "Planta B".	122
3.2.4	Laboratorios de Electrónica y Eléctrica "Planta B".	124
a.	Valores nominales de corriente y voltaje de los laboratorios de Electrónica.	124

b.	Valores de THDi distorsionadas de los laboratorios de Electrónica.	125
3.2.5	Laboratorio de CNC.....	127
a.	Valores nominales de corriente y voltaje del laboratorio de CNC.	127
b.	Valores de THDi distorsionadas del laboratorio de CNC.	128
3.2.6	Laboratorio de Soldadura.....	130
a.	Valores nominales de corriente y voltaje del lab. de soldadura “caja 1”.	130
b.	Valores de THDi distorsionadas del lab. de soldadura “caja 1”.	131
a.	Valores nominales de corriente y voltaje del lab. de soldadura “caja 2”.	133
b.	Valores de THDi distorsionadas del lab. de soldadura “caja 2”.	134
3.3	ANÁLISIS DE RESULTADOS MEDIANTE UN ANÁLISIS ESTADÍSTICO.....	136
3.4	DETERMINACIÓN DE ÁREAS ESTRATÉGICAS.....	137

CAPÍTULO 4
DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE FILTROS PARA ÁREAS
ESTRATÉGICAS.

4.1.	CRITERIOS Y CONSIDERACIONES PARA EL DISEÑO DE FILTROS PASIVOS.....	138
4.1.1.	Consideraciones en el Diseño de Filtros Pasivos.....	138
4.1.2.	Criterios de Selección de Filtros Pasivos.....	139
a.	Según la función que cumple cada configuración del filtro pasivo.	139
b.	Respuesta del filtro en función de la frecuencia e impedancia.	140
b.1	Respuesta de un Filtro Pasivo Serie de la Hz vs. Impedancia.	141
b.2	Respuesta de un Filtro Pasivo Paralelo de la Hz vs. Impedancia.	141
b.3	Respuesta de un Filtro Pasivo Paso-alto de la Hz vs. Impedancia.....	142
c.	Tamaño del filtro.....	142
d.	Costo del filtro.....	143
e.	Facilidad para la construcción de filtros.....	143
f.	El número de armónicos del sistema a atenuar.....	144
g.	Los requerimientos del filtro.....	144
4.1.3.	Criterios de ubicación de los Filtros Pasivos.....	145

4.2.	ECUACIONES DE DISEÑO PARA FILTRO PASIVO PARALELO SINTONIZADO.....	146
4.2.1.	Diseño de un Filtro Pasivo.	146
a.	Ecuaciones generales para el diseño de un filtro pasivo Paralelo.....	146
a.1	Selección del banco de capacitores.	146
a.2	Cálculo del orden de resonancia armónico.	147
a.3	Cálculo de la frecuencia de resonancia.	147
a.4	Cálculo de la reactancia capacitiva.	147
a.5	Cálculo de la reactancia inductiva.	148
a.6	Cálculo de voltaje pico a través de los capacitores.	148
a.7	Corriente a través del capacitor, se recomienda un 5% mayor que el nominal.	148
a.8	Corriente rms de los capacitores.	149
a.9	Capacidad del banco inductivo y del capacitivo.	149
a.10	Determinar los esfuerzos reales y verificar que se encuentren dentro de los límites tolerables.....	149
a.11	Verificar las condiciones de resonancia.....	150
4.2.2.	Diseño de la Bobina.	151
a.	Consideraciones para el diseño de la bobina.....	151
b.	Ecuaciones generales para el diseño de la bobina.	151
b.1	Recabar los criterios para el diseño.	151
b.2	Factor de relleno de cobre.	152
b.3	Calcular el valor de energía acumulada.	153
b.4	Seleccionar material, forma y tamaño del núcleo.....	153
b.5	Especificación de la densidad de flujo del núcleo de CA.	154
b.6	Cálculo de la densidad de flujo pico del núcleo \hat{B}	154
b.7	Especificación de los parámetros de arrollamiento ($K_{cu}, J_{rms}, A_{cu}, N$).	155
b.8	Cálculo de $L_{m\acute{a}x}$ del núcleo seleccionado.	155
b.9	Establecer L conforme al valor del diseño.	156
4.3.	DISEÑO, CONSTRUCCIÓN E IMPLEMENTACIÓN DE UN FILTRO PASIVO DE SEGUNDO ORDEN (PASA-ALTO).	157
4.3.1.	Diseño del Filtro Pasivo Pasa-alto.	157

a.	Datos generales de los laboratorios de computación “Planta A”.....	157
b.	Selección del condensador.	157
c.	Selección de la bobina.	158
d.	Selección del valor de la resistencia.	159
e.	Cálculo de la reactancia capacitiva e inductiva a la frecuencia fundamental y 3 ^{ra} armónica.	159
f.	Cálculo de la impedancia del filtro a la frecuencia fundamental y 3 ^{ra} armónica.	160
g.	Dimensionamiento del filtro.....	161
4.3.2.	Construcción del Filtro.....	165
a.	Construcción la bobina	165
b.	Construcción de las resistencias.....	167
c.	Ubicación de elementos.....	167
4.3.3.	Características técnicas de los Filtros construidos.	169
a.	Laboratorios de computación “Planta A”.....	169
b.	Laboratorios de computación “Planta B”.....	170
c.	Laboratorio de CNC.....	170

CAPÍTULO 5

PRUEBAS EXPERIMENTALES Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

5.1.	DIAGNÓSTICO LUEGO DE LA IMPLANTACIÓN DE LOS FILTROS.....	172
5.1.1.	Laboratorios de Computación “Planta A”.....	172
a.	THDi total de las fases antes y después de la implementación de los filtros.	172
b.	Ondas de Voltaje y Corriente antes y después de la implementación de los filtros.....	175
c.	Espectro de frecuencias antes y después de la implementación de los filtros	176
5.1.2.	Laboratorios de Computación “Planta B”	177
a.	THDi total de las fases antes y después de la implementación de los filtros.	177
b.	Ondas de Voltaje y Corriente antes y después de la implementación de los filtros.....	179

c. Espectro de frecuencias antes y después de la implementación de los filtros.	180
5.1.3. Laboratorio de CNC.....	181
a. THD total de la Fase A antes y después de la implementación del filtro.....	181
b. Onda de Voltaje y Corriente antes y después de la implementación del filtro.	181
c. Espectro de frecuencias antes y después de la implementación del filtro.....	182
5.2. ANÁLISIS DE RESULTADOS	183
5.3. ALCANCES Y LIMITACIONES.	184
5.4. ANÁLISIS ECONÓMICO.....	184

CAPÍTULO 6
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

6.1 CONCLUSIONES	186
6.2 RECOMENDACIONES	187

ÍNDICE DE FIGURAS

CAPÍTULO 1

Figura 1.1 Formas de onda comunes no senoidales; (a) cd; (b) diente de sierra; (c) rectificadora; (d) cuadradas; (e) triangular.	4
Figura 1.2 Formas de onda de funciones pares.....	8
Figura 1.3 Formas de onda de funciones impares.....	9
Figura 1.4 Formas de onda con simetrías de semionda.....	9
Figura 1.5 Formas de onda repetitiva en la mitad del ciclo.....	10
Figura 1.6 Forma de onda del diente de Sierra.....	11
Figura 1.7 Espectros de líneas de la forma de Onda de diente de Sierra.....	13
Figura 1.8 Síntesis de Onda del diente de sierra.....	14
Figura 1.9 Valor medio de una onda senoidal.....	15
Figura 1.10 Cuando se produce la misma cantidad de calor en ambas configuraciones, el voltaje senoidal tiene un valor rms igual al voltaje de cd.	16
Figura 1.11 Valor eficaz de una onda senoidal.....	16
Figura 1.12 Formación de una señal armónica.....	21
Figura 1.13 Un voltaje distorsionado se puede representar mediante fasores que giran a diferentes velocidades.....	23
Figura 1.14 Forma de onda del voltaje generado por los fasores.....	24
Figura 1.15 Forma de onda del voltaje cuando el ángulo inicial del 5 ^{to} armónico es de 180°.	25
Figura 1.16 Análisis espectral de una señal rectangular, para la tensión U (t).....	29
Figura 1.17 Variación de $FP/ \cos\phi_1$ en función del THDi, donde THDv=0.....	42
Figura 1.18 Forma de Onda de un Convertor Estático.	44

Figura 1.19 Forma de Onda de Voltaje aplicado de una soldadora de Arco Monofásico.	45
Figura 1.20 Forma de Onda de Corriente de carga de una Soldadora de arco Monofásico.	45
Figura 1.21 Característica del Voltaje de Arco vs. Corriente de Arco para longitud de Arco Constante.....	47
Figura 1.22 Forma de Onda Típica de Voltaje y Corriente de un Horno de Arco	47
Figura 1.23 Esquema Básico de un Horno de Inducción (f=300Hz).	48
Figura 1.24 Esquema Básico de un Horno de Inducción (f=60Hz).	49
Figura. 1.25 Onda de Voltaje de un Horno de Inducción.	50
Figura 1.26 Onda de Corriente de un Horno de Inducción.....	50
Figura 1.27 Onda de Corriente y Espectro de Frecuencias en Lámparas Fluorescentes. .	53
Figura 1.28 Onda de Corriente y Espectro de Frecuencias en Computadoras.....	54
Figura 1.29 Onda de Corriente en un Equipo de Sonido.....	55
Figura 1.30 Espectro de Frecuencias de un Equipo de Sonido.....	56
Figura 1.31 Diagrama unifilar de Potencia.....	57
Figura 1.32 Evolución de la corriente eficaz y de las pérdidas Joule en función del valor del THDi.....	59
Figura 1.33 Taza de decaje para un transformador alimentando cargas electrónicas....	60
Figura 1.34 Circulación de la corriente en los conductores conectados a la fuente trifásica	61
Figura 1.35 Corrientes que circulan por el neutro $I_n = i_r + i_s + i_t$	61
Figura 1.36 El flujo de dispersión a frecuencia fundamental induce corrientes parásitas i_{FS} en los devanados de cobre.	68
Figura 1.37 Los flujos de dispersión armónicos inducen corrientes parásitas i_{HS} en los devanados de cobre.	69
Figura1.38 Analizador de Calidad tipo pinza FLUKE 345	76

Figura 1.39	Analizador de Calidad tipo pinza FLUKE 345	77
Figura 1.40	Analizador de calidad eléctrica Serie 430 de FLUKE	78
Figura 1.41	Analizador de calidad eléctrica PowerPad modelo 3945	79

CAPÍTULO 2

Figura 2.1	Cargas no-lineales colocadas lo más aguas arriba posible (disposición recomendada)	81
Figura 2.2	Agrupación de cargas no-lineales y conexión lo más aguas arriba posible	82
Figura 2.3	Alimentación independiente de cargas no-lineales	82
Figura 2.4	Transformador bloquea la propagación de los armónicos de 5° y 7° en la red aguas arriba.	83
Figura 2.5	Posibles combinaciones de elementos pasivos que pueden formar parte de un arreglo de un filtro pasivo	85
Figura 2.6	Circuito monofásico con la implementación de un filtro pasivo de potencia en serie.	86
Figura 2.7	Arreglo de una sola rama de un filtro pasivo de potencia en serie.	86
Figura 2.8	Circuito monofásico con la implementación de un filtro pasivo de potencia en paralelo	88
Figura 2.9	Arreglo de una sola rama de un filtro pasivo de potencia en paralelo	88
Figura 2.10	Arreglo de una sola rama de un filtro pasivo de primer orden.	90
Figura 2.11	Circuito monofásico con la implementación de un filtro pasivo de potencia pasa-alto (LCR).....	91
Figura 2.12	Arreglo de una sola rama de un filtro pasivo de segundo orden (LCR)	92
Figura 2.13	Arreglo de una sola rama de un filtro pasivo de tercer orden.	93
Figura 2.14	Arreglo de una sola rama de un filtro pasivo tipo C.....	94
Figura 2.15	Representación de la operación de un filtro activo de potencia	104
Figura 2.16	(a) Bosquejo de la conexión de un filtro activo de potencia paralelo (b) Bosquejo de la conexión de un filtro activo de potencia serie.	104

Figura 2.17 Representación gráfica de la acción de un filtro activo de potencia serie. ..	105
Figura 2.18 Representación gráfica de la acción de un filtro activo de potencia paralelo.	106
Figura 2.19 Configuración eléctrica de un filtro activo de potencia paralelo.	106
Figura 2.20 Bosquejo de conexión de un filtro híbrido de potencia serie.	109
Figura 2.21 Bosquejo de conexión de un filtro híbrido de potencia paralelo.	110

CAPÍTULO 3

Figura 3.1 Esquema de ubicación de la fuentes de energía de la ESPE-L	112
Figura 3.2 Distribución de cargas según las fuentes de alimentación a la ESPE-L	
Figura 3.3 Valores de corriente eléctrica de las TIC'S durante los 7 días.....	115
Figura 3.4 Armónicos en el área de las TIC'S.....	116
Figura 3.5 Valores de corriente en los laboratorios de computación “Planta A” durante el análisis	119
Figura 3.6 Armónicos en los laboratorios de computación “Planta A”.....	119
Figura 3.7 Valores de corriente en los laboratorios de computación “Planta B” durante el análisis	122
Figura 3.8 Armónicos de corriente en los laboratorios de computación “Planta B”	122
Figura 3.9 Valores de corriente en los laboratorios de Eléctrica y Electrónica “Planta B” durante el análisis	125
Figura 3.10 Armónicos de corriente en los laboratorios de Eléctrica y Electrónica “Planta B”	125
Figura 3.11 Valores de corriente en el laboratorio CNC durante el análisis	128
Figura 3.12 Armónicos de corriente en el laboratorio CNC.....	128
Figura 3.13 Valores de corriente en el laboratorio de soldadura “caja térmica 1”	131
Figura 3.14 Armónicos de corriente en el laboratorio de soldadura “caja térmica 1” ...	131
Figura 3.15 Valores de corriente en el laboratorio de soldadura “caja térmica 2”	133

Figura 3.16 Armónicos de corriente en el laboratorio de soldadura “caja térmica 2” ... 134

CAPÍTULO 4

Figura 4.1 Respuesta de la frecuencia vs. Impedancia de un filtro Pasivo Serie	141
Figura 4.2 Respuesta de la frecuencia vs. Impedancia de un filtro Pasivo Paralelo.	141
Figura 4.3 Respuesta de la frecuencia vs. Impedancia de un filtro Pasivo Paso- Alto...	142
Figura 4.4 Posibles ubicaciones de los filtros.....	145
Figura 4.5 Vista transversal de un núcleo en “E”	152
Figura 4.6. División de la corriente del filtro.	163
Figura 4.7 Respuesta de la corriente del filtro en la bobina IfiltroL Vs. Frecuencia.	164
Figura 4.8 Respuesta de la corriente del filtro en la resistencia IfiltroR Vs. Frecuencia.	164
Figura 4.9 Molde del núcleo para bobinar.....	165
Figura 4.10 Carcaza de la bobina.....	165
Figura 4.11 Forma de bobinar.....	166
Figura 4.12 Bobina construida.....	166
Figura 4.13 Paquete de resistencia construida.	167
Figura 4.14 Elementos que constituyen el filtro trifásico.....	168
Figura 4.15 Filtro pasivo trifásico construido.....	168

CAPÍTULO 5

Figura 5.1 THDi total de la fase A antes de la implementación del filtro “Planta A”	173
Figura 5.2 THDi total de la fase A después de la implementación del filtro “Planta A”	173
Figura 5.3 THDi total de la fase B antes de la implementación del filtro “Planta A”	173
Figura 5.4 THDi total de la fase B después de la implementación del filtro “Planta A”	174
Figura 5.5 THDi total de la fase C antes de la implementación del filtro “Planta A”	174
Figura 5.6 THDi total de la fase C después de la implementación del filtro “Planta A”	174
Figura 5.7 Formas de Onda de voltaje y corriente de las fases de la “Planta A”	175

Figura 5.8 Espectro de frecuencias de las fases antes de la implementación de filtros “Planta A”	176
Figura 5.9 Espectro de frecuencias de las fases después de la implementación de filtros “Planta A”	176
Figura 5.10 THDi total de la fase A antes de la implementación del filtro “Planta B”...	177
Figura 5.11 THDi total de la fase A después de la implementación del filtro “Planta B”	177
Figura 5.12 THDi total de la fase B antes de la implementación del filtro “Planta B”...	177
Figura 5.13 THDi total de la fase B después de la implementación del filtro “Planta B”	178
Figura 5.14 THDi total de la fase C antes de la implementación del filtro “Planta B”...	178
Figura 5.15 THDi total de la fase C después de la implementación del filtro “Planta B”	178
Figura 5.16 Formas de Onda de voltaje y corriente de las fases de la “Planta B”	179
Figura 5.17 Espectro de frecuencias de las fases antes de la implementación de filtros “Planta B”	180
Figura 5.18 Espectro de frecuencias de las fases después de la implementación de filtros “Planta B”	180
Figura 5.19 THDi total de la fase A antes de la implementación del filtro “Lab. CNC”.	181
Figura 5.20 THDi total de la fase A después de la implementación del filtro “Lab. CNC”.	181
Figura 5.21 Formas de Onda de voltaje y corriente de la fase A del “Lab. CNC”	181
Figura 5.22 Espectro de frecuencia de la fase A antes de la implementación del filtro “Lab. CNC”	182
Figura 5.23 Espectro de frecuencia de la fase A después de la implementación del filtro “Lab. CNC”	182

ÍNDICE DE TABLAS

CAPÍTULO 1

Tabla 1.1 Valores del coeficiente de Fourier de la forma de Onda de diente de Sierra ..	13
Tabla 1.2 Clasificación de los armónicos por su: orden, secuencia, frecuencia	22
Tabla 1.3 Contenido armónico en un horno de arco	46

CAPÍTULO 3

Tabla 3.1 Valores nominales de voltaje en el área de TIC'S	115
Tabla 3.2 Valores nominales de corriente en el área de TIC'S	115
Tabla 3.3 Valores de THDi en el área de las TIC'S de cada una de las fases en amperios.	116
Tabla 3.4 Valores de THDi en el área de las TIC'S de cada una de las fases en porcentaje.	117
Tabla 3.5 THDi total en las TIC'S	117
Tabla 3.6 Valores nominales de voltaje en los laboratorios de Computación “Planta A”	118
Tabla 3.7 Valores nominales de corriente en los laboratorios de Computación “Planta A”	118
Tabla 3.8 Valores de THDi en los laboratorios de computación “Planta A” de cada una de las fases en amperios	120
Tabla 3.9 Valores de THDi en los laboratorios de computación “Planta A” de cada una de las Fases en porcentaje.	120
Tabla 3.10 THDi total en los laboratorios de computación “Planta A”	120
Tabla 3.11 Valores nominales de voltaje en los laboratorios de Computación “Planta B”	121

Tabla 3.12 Valores nominales de corriente en los laboratorios de Computación “Planta B”	121
Tabla 3.13 Valores de THDi en los laboratorios de computación “Planta B” de cada una de las fases en porcentaje.	123
Tabla 3.14 THDi total en los laboratorios de computación “Planta B”	123
Tabla 3.15 Valores nominales de voltaje en los laboratorios de Electrónica y Eléctrica.	124
Tabla 3.16 Valores nominales de corriente en los laboratorios de Electrónica y Eléctrica.	124
Tabla 3.17 Valores de THDi en Laboratorios de Electrónica y Eléctrica en la “Planta B” de cada una de las fases en amperios.	126
Tabla 3.18 Valores de THDi en Laboratorios de Electrónica y Eléctrica en la “Planta B” de cada una de las fases en porcentaje.	126
Tabla 3.19 THDi total en los laboratorios de Eléctrica y Electrónica “Planta B”	126
Tabla 3.20 Valores nominales de voltaje en el laboratorio de CNC.	127
Tabla 3.21 Valores nominales de corriente en el laboratorio de CNC.	127
Tabla 3.22 Valores de THDi en el Laboratorio de CNC de cada una de las fases en amperios.....	129
Tabla 3.23 Valores de THDi en el Laboratorio de CNC de cada una de las fases en porcentaje.	129
Tabla 3.24 THDi total en el laboratorio de CNC	129
Tabla 3.25 Valores nominales de voltaje en el lab. de soldadura “caja térmica 1”.....	130
Tabla 3.26 Valores nominales de corriente en el lab. de soldadura “caja térmica 1”.	131
Tabla 3.27 Valores de THDi en el laboratorio de soldadura de cada una de las fases en amperios “caja térmica 1”.	132
Tabla 3.28 Valores de THDi en el laboratorio de soldadura de cada una de las fases en porcentajes “caja térmica 1”	132
Tabla 3.29 Valores nominales de voltaje en el lab. de soldadura “caja térmica 2”.....	133

Tabla 3.30 Valores nominales de corriente en el lab. de soldadura “caja térmica 2.”	133
Tabla 3.31 Valores de THDi en el laboratorio de soldadura de cada una de las fases en amperios “caja térmica 2”.....	134
Tabla 3.32 Valores de THDi en el laboratorio de soldadura de cada una de las fases en porcentaje “caja térmica 2”.....	135
Tabla 3.33 Resumen de THDi total de los laboratorios de la ESPE-L.....	1376
Tabla 3.34 Detalle de la implementación de los filtros por cada fase.....	137

CAPÍTULO 4

Tabla 4.1 Parámetros eléctricos de los laboratorios de computación “Planta A”	157
Tabla 4.2 Especificaciones de los capacitores	158
Tabla 4.3 Capacidad de corriente de los conductores A.W.G para bobinar.	162
Tabla 4.4 Características técnicas del filtro trifásico construido “Planta A”.....	169
Tabla 4.5 Especificaciones de las protecciones del filtro trifásico construido “Planta A”	169
Tabla 4.6 Características técnicas del filtro trifásico construido “Planta B”	170
Tabla 4.7 Especificaciones de las protecciones del filtro trifásico construido “Planta B”	170
Tabla 4.8 Características técnicas del filtro monofásico construido “CNC”.....	170
Tabla 4.9 Especificaciones de las protecciones del filtro monofásico construido “CNC”	171

CAPÍTULO 5

Tabla 5.1 Resumen del THDi total de los laboratorios de computación Planta “A”.	183
Tabla 5.2 Resumen del THDi total de los laboratorios de computación Planta “B”	183
Tabla 5.3 Resumen del THDi total del “Lab. CNC”	183

RESUMEN

El presente trabajo tiene como finalidad realizar un estudio de la Distorsión Armónica en las TIC'S y laboratorios de la ESPE-L, pues en estos lugares es donde se concentran los diversos equipos eléctricos y electrónicos que son utilizados en las prácticas del modelo educativo.

Sin embargo el manejo de estos dispositivos electrónicos conocidos como cargas no - lineales generan armónicos, ya que el modo de operar de los mismos permite que se utilice diferentes técnicas de control y operación; proporcionando así frecuencias enteras o múltiples de la original y provocando la distorsión de una señal senoidal (armónico) ya sea de voltaje o corriente.

Como resultado de estas corrientes y tensiones armónicas en el sistema eléctrico hace que se altere la calidad de energía eléctrica.

Con motivo de disminuir el problema de los armónicos se ha tomado como idea la implementación de filtros pasivos ya que permitirá atenuar considerablemente los armónicos, así como también mejorar la calidad de energía eléctrica de los laboratorios y el uso eficiente de la misma.

Este proyecto servirá como base para futuras investigaciones en este campo, ya que permitirá un mejor modelamiento de filtros para mejorar la calidad de energía eléctrica.

SUMMARY

The present work has as purpose carry out a study of Harmonic Distortion in the TIC'S and laboratories of the ESPE-L, because in these places is where they concentrate the various electrical and electronic equipment are used in the practices of the educational model.

However, the management of these electronic devices known as loads - nonlinear harmonics generate as the mode of operation of those permitted to use various techniques of control and operation, this providing entire or multiple frequencies of the original and causing distortion of a sinusoidal signal (harmonic), either voltage or current.

As a result of harmonic currents and voltages in the electrical system causes it to alter the power quality.

Occasion to reduce the problem of harmonics is taken as an idea to implement passive filters as possible to reduce considerably the harmonics, as well as improving power quality laboratories and efficient use of it.

This project will serve as a base for future investigations in this field as it will allow better modeling of filters for improving power quality.

GENERALIDADES

i. ANTECEDENTES:

El desarrollo de la ciencia y Tecnología en universidades comprometidas con el desarrollo del país como es el caso de la ESPE-L, obliga en su modelo educativo a tomar como metodología de enseñanza a la práctica y por consiguiente a adquirir equipos actualizados en el medio laboral a desempeñarse.

Siendo responsabilidad de la comunidad Politécnica el conservarlo y de ser necesario mitigar la influencia externa de algunos elementos (servicio de la Empresa Eléctrica de Cotopaxi) para su mantenimiento.

La mayoría de los equipos instalados en los laboratorios de la Escuela Politécnica del Ejército son de diverso origen por consiguiente varían en su diseño, implementación, control y operación; generando influencia en su entorno de unos a otros.

Sin embargo la utilización de estos dispositivos electrónicos conocidos como cargas no - lineales que se utiliza para las diferentes técnicas de control proporcionan frecuencias enteras o múltiples de la original, dando origen a los armónicos y provocando la distorsión de una señal senoidal ya sea de voltaje o corriente.

Como consecuencia de estas corrientes y tensiones armónicas en el sistema eléctrico crean problemas tales como: el aumento de pérdidas de potencia activa, sobretensiones en los condensadores, errores de medición, mal funcionamiento de las protecciones, daño en los aislamientos, deterioro de dieléctricos, disminución de la vida útil de los equipos, entre otros.

Debido a esta problemática y la no existencia de un estudio realizado en nuestra Escuela Politécnica, lo anteriormente citado ha despertado en nosotros inquietud para conocer y aplicar en un laboratorio real solución a este problema.

ii. OBJETIVO GENERAL:

- Evaluar las áreas en estudio para identificar sus sitios estratégicos y diseñar e implementar filtros para la atenuación de armónicos con la finalidad de mejorar la calidad de energía.

iii. OBJETIVOS ESPECÍFICOS:

- Compilar información relacionada con las áreas de conocimiento involucradas.
- Realizar un estudio de todas las áreas implicadas mediante un análisis estadístico (laboratorios y las TIC'S de la ESPE-L) para identificar sitios estratégicos donde se producen dichos armónicos.
- Diseñar y construir dichos filtros según los parámetros y normas establecidas para cada una de las áreas estratégicas.
- Evidenciar los resultados post la implantación de los filtros con un analizador de calidad de energía todos los espectros de frecuencia y el THD (Factor de Distorsión Armónica Total).
- Concluir y recomendar en base a la experiencia sustentada en el proyecto.

iv. JUSTIFICACIÓN E IMPORTANCIA DEL PROBLEMA A RESOLVER:

En la infraestructura física del área académica son los laboratorios y la oficina de las TIC'S las unidades de trabajo que desde este punto de vista se les puede considerar como una área crítica como ya se detalló en lo anteriormente, pues en este lugar es donde se concentran los diversos equipos utilizados en las prácticas del modelo educativo; aquí es indispensable realizar el debido estudio de los armónicos para en lo posterior realizar el diseño e implementación de los filtros.

Es importante ya que permitirá reducir y atenuar considerablemente los armónicos según las normas para regular efectivamente las pérdidas más importantes que provocan dichos equipos que son cargas no-lineales y que se encuentran en los laboratorios.

Además este proyecto mediante su producto final, permitirá disminuir el aporte de armónicos innecesarios al Sistema Eléctrico, así como también mejorar la calidad de energía eléctrica y el uso eficiente de la misma.

El presente proyecto servirá como base y aporte para futuras investigaciones en este campo, a partir de la cual se podrá mejorar e implantar en muchas industrias y empresas del país.

CAPÍTULO 1

FUNDAMENTO TEÓRICO

1.1. INTRODUCCIÓN.¹

El presente trabajo tiene por objeto dar un breve repaso y presentar la bibliografía relacionada con el tema de la distorsión armónica en sistemas con equipos electrónicos, convertidores de corriente alterna a corriente continua.

El fenómeno de los armónicos es un problema creciente, a menudo los voltajes y las corrientes son distorsionados, tanto para los suministradores de electricidad como para los usuarios.

Este fenómeno relativamente nuevo, debido al cada vez mayor uso de equipos electrónicos en todos los ambientes, concierne a todas las redes eléctricas de los sectores, terciario, industrial y doméstico.

Ningún entorno moderno puede escapar a esta distorsión debido a equipos tales como: microordenadores, servidores, tubos fluorescentes, climatizadores, variadores de velocidad, lámparas de descarga, rectificadores, sistemas de alimentación ininterrumpida, hornos microondas, televisores, iluminación halógena... Todas estas cargas se denominan “no-lineales” o deformantes”.

En este trabajo se explican que son los armónicos, sus causas, efectos, formas de medirlos y las posibles soluciones a ser tomadas para contrarrestar dichos efectos.

¹ BELVER Inmaculada Zamora & STADIER Valentín Macho, Distorsión Armónica producida por Convertidores Estáticos, 1ra Edición, España, Año 2005, Pág. 7

Los armónicos son distorsiones de las ondas sinusoidales de tensión y/o corriente de los sistemas eléctricos, debido al uso de cargas con impedancia no-lineal, a materiales ferromagnético, y en general al uso de equipos que necesiten realizar conmutaciones en su operación normal.

La aparición de corrientes y/o tensiones armónicas en el sistema eléctrico crea problemas tales como, el aumento de pérdidas de potencia activa, sobretensiones en los condensadores, errores de medición, mal funcionamiento de protecciones, daño en los aislamientos, deterioro de dieléctricos, disminución de la vida útil de los equipos, entre otros.

Las soluciones a dicho problema se realizan en forma jerarquizada; primero en forma particular, resolviendo el problema de inyección de armónicos por parte del usuario al sistema (*diseñando y ubicando filtros en el lado de baja tensión, usando el transformador como barrera*); y segundo, resolviendo el problema en forma global, buscando reducir las pérdidas y mantener los niveles armónicos por debajo de los límites permitidos, en este caso, se trata de un problema de optimización donde se determina la ubicación de los compensadores (*condensadores, filtros pasivos, filtros activos*).

Independientemente del tipo de compensador utilizado para reducir los niveles de armónicos en el sistema o en el usuario, se debe analizar la forma en que el compensador afecta a la impedancia al variar la frecuencia, esto con el fin de determinar resonancias serie (*baja impedancia al paso de corriente*) y paralelo (*baja admitancia a la tensión de alimentación*).

1.2. ANÁLISIS DE LAS FORMAS DE ONDA.

1.2.1 ANÁLISIS DE LAS FORMAS DE ONDA EN RÉGIMEN SENOIDALES.

La forma ideal de la tensión de red es una función senoidal del tiempo con frecuencia constante. Las cargas de tipo lineal conectadas a dicha red originan corrientes también senoidales.

Los parámetros que definen este tipo de respuesta son:

- **Amplitud:** Máximo valor instantáneo ($V_{m\acute{a}x}$, $I_{m\acute{a}x}$).
- **Período:** Duración de un ciclo completo (T).
- **Frecuencia:** Número de ciclos por segundo ($f = 1/T$).
- **Pulsación:** Se define como $\omega = 2.\pi.f$.
- **Fase:** Desplazamiento angular de la función senoidal respecto al origen de ángulos.

En la práctica estas condiciones de frecuencia y tensión constante y la forma de la onda senoidal no suelen cumplirse, ya que los propios generadores y la red de distribución presentan una cierta impedancia interna y otras condiciones no ideales que ocasionan desviaciones con respecto a dicho comportamiento ideal.

Así pues, se aceptan como normales ciertas desviaciones en el valor eficaz de la tensión y en la frecuencia, habiéndose establecido normas que marcan los límites tolerados para dichas desviaciones.

No obstante, el valor eficaz de la tensión y la frecuencia, no definen totalmente la calidad de una red, puesto que nada indican acerca de la forma de onda o de su posible distorsión con respecto al valor teórico senoidal.

1.2.2 ANÁLISIS DE LAS FORMAS DE ONDAS POR LAS SERIES DE FOURIER.²

En ciertos equipos electrónicos en especial los convertidores estáticos de potencia se presentan formas de onda del tipo no sinusoidal periódicas para sus señales de corriente o voltaje, las cuales son difíciles de representar a través de una ecuación matemática sencilla; esto con lleva a utilizar una herramienta matemática llamada “SERIE TRIGONOMÉTRICA DE FOURIER”.

Ahora bien, si una función periódica puede expresarse como una suma de un número finito o infinito de funciones senoidales, las respuestas de los circuitos lineales sometidos a excitaciones no senoidales se podrá determinar aplicando el teorema de superposición.

El método de Fourier proporciona la manera de resolver este problema y tiene la característica de representar cualquier función periódica no-senoidal como una suma de funciones senoidales.

Las formas de onda más evidentes y conocidas son las que aparecen en la figura 1.1.³

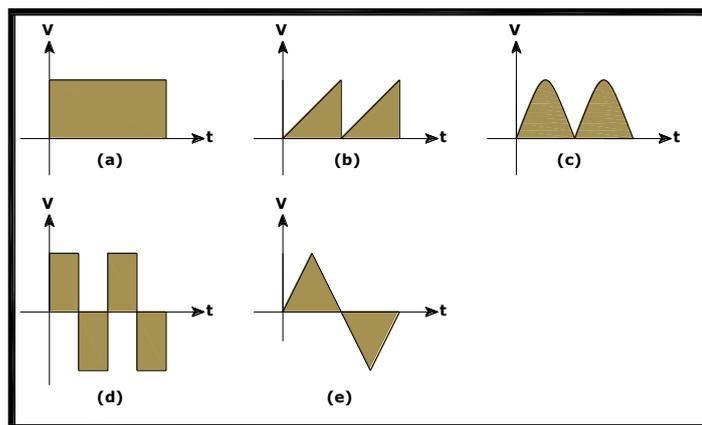


Figura 1.1 Formas de onda comunes no senoidales; (a) cd; (b) diente de sierra; (c) rectificada; (d) cuadradas; (e) triangular.

² EDMINISTER Joseph, Circuitos Eléctricos, 1ra Edición, 1970, Pág. 218

³ BOYLESTAD Robert L., Introducción al Análisis de Circuitos, Décima Edición, 2004, Pág. 1123

a. Características de la función a analizar por Series de Fourier.

La señal a descomponer por Series de Fourier tiene las siguientes características:

Toda forma de onda periódica, es aquella onda tal que $f(t) = f(t + T)$ puede expresarse por una serie de Fourier siempre que:

- Un número finito de discontinuidades en el período T, si es continúa.
- El valor medio en el período T sea finito.
- Tenga un número finito de máximos positivos y negativos.

b. Expresiones Trigonómicas de las Series de Fourier.

La Serie de Fourier puede escribirse en la forma trigonométrica:

$$f(t) = \frac{1}{2}a_0 + a_1 \cos(\omega t) + a_2 \cos(2\omega t) + a_3 \cos(3\omega t) \dots \dots \dots$$
$$+ b_1 \text{sen}(\omega t) + b_2 \text{sen}(2\omega t) + b_3 \text{sen}(3\omega t) \dots \dots \dots \quad [\text{Ec. 1.1}]$$

En donde:

$f(t)$ = Función.

$\frac{1}{2}a_0$ = Valor medio de la función.

$a_1, a_2, a_3, \dots, a_n$ = Coeficiente de Fourier para la forma de onda de los cosenos.

$b_1, b_2, b_3, \dots, b_n$ = Coeficiente de Fourier para la forma de onda de los senos.

c. Coeficientes de Fourier.

Los coeficientes a y b se determinan para cada forma de onda mediante el cálculo integral.

$$a_n = \frac{\omega}{\pi} \int_0^{2\pi/\omega} f(t) \cos(n\omega t) dt = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(n\omega t) dt \quad [\text{Ec. 1.2}]$$

$$b_n = \frac{\omega}{\pi} \int_0^{2\pi/\omega} f(t) \text{sen}(n\omega t) dt = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \text{sen}(n\omega t) dt \quad [\text{Ec. 1.3}]$$

Otra forma de hallar los coeficientes es tomar ωt como variable y el período correspondiente de 2π radianes.

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \cos(n\omega t) d(\omega t) \quad [\text{Ec. 1.4}]$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \text{sen}(n\omega t) d(\omega t) \quad [\text{Ec. 1.5}]$$

La constante a_0 se obtiene de las ecuación de a_n y b_n haciendo que $n = 0$; por medio de la fórmula o a veces por simple inspección.

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad [\text{Ec. 1.6}]$$

d. Expresiones trigonométricas de las series de Fourier en función del ángulo.

Los términos en seno y coseno de la misma pulsación pueden combinarse en un término único, seno o coseno, con un ángulo de fase. Resultan así otras dos formas posibles de las series trigonométricas.

$$f(t) = \frac{1}{2} a_0 + \sum C_n \cos(n\omega t - \theta_n) \quad [\text{Ec. 1.7}]$$

$$f(t) = \frac{1}{2} a_0 + \sum C_n \text{sen}(n\omega t + \phi_n) \quad [\text{Ec. 1.8}]$$

En donde:

$C_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$; Es la Amplitud de los armónicos.

$\theta_n = \text{arc tg } (b_n/a_n)$; Ángulo de fase de dichos armónicos.

$\phi_n = \text{arc tg } (a_n/b_n)$; Ángulo de fase de dichos armónicos.

e. Simetría de las formas de onda.

Algunas formas de onda contienen únicamente términos en seno sumados a una constante. Otras formas de onda tienen solamente términos en coseno y, a veces, únicamente existen en la serie armónicos impares, tanto si la serie contiene senos, cosenos o ambos a la vez. Este es resultado de cierto tipo de simetría asociados a la forma de onda.

El conocimiento de tal simetría da lugar a una reducción de los cálculos en la determinación de las series. A este respecto, son importantes las definiciones siguientes.

e.1 Función Par (Simetría de eje).

“Si una forma de onda es simétrica con respecto al eje vertical, se le llama función par o se dice que tiene simetría de eje.”

Una función $f(x)$ es par cuando $f(x) = f(-x)$

La función $f(x) = 2 + x^2 + x^4$ es una función par, ya que los valores de la función x y para $-x$ son iguales. El coseno es una función par, puesto que su desarrollo en serie es:

$$\cos x = 1 - \frac{x^2}{2!} + \frac{x^4}{4!} - \frac{x^6}{6!} + \frac{x^8}{8!} - \dots \dots \dots \quad [\text{Ec. 1.9}]$$

En la figura 1.2 se muestra las funciones pares, siendo simétricas con respecto al eje.

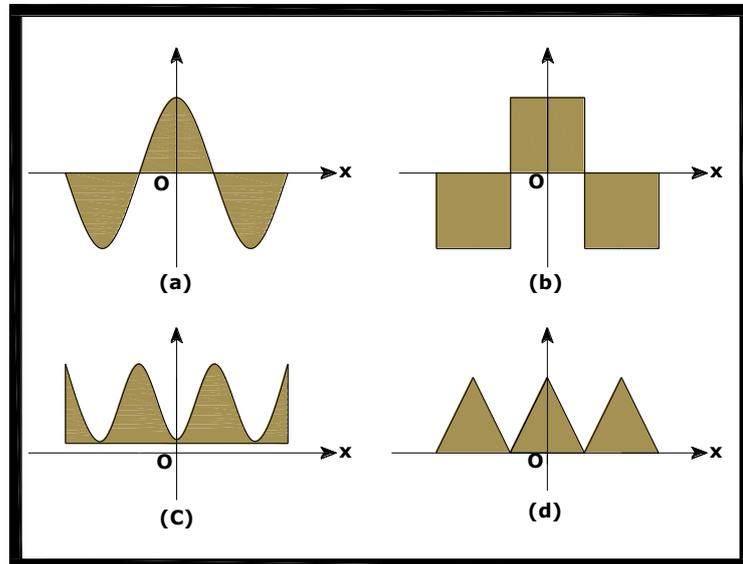


Figura 1.2 Formas de onda de funciones pares.

e.2 Función Impar (Simetría de punto).

“Si una forma de onda es tal que su valor para $+x$ es el negativo de su valor para $-x$, se le llama función impar o se dice que tiene simetría de punto.”

Una función $f(x)$ es impar cuando $f(x) = -f(-x)$

La función $f(x) = x + x^3 + x^5$ es una función impar, ya que los valores de la función x y para $-x$ son de signo contrario. El seno es una función impar, puesto que su desarrollo en serie es:

$$\text{sen } x = x - \frac{x^3}{3!} + \frac{x^5}{5!} - \frac{x^7}{7!} + \frac{x^9}{9!} - \dots \dots \dots \quad [\text{Ec. 1.10}]$$

En la figura 1.3 se muestra las funciones impares, siendo no simétricas con respecto al eje.

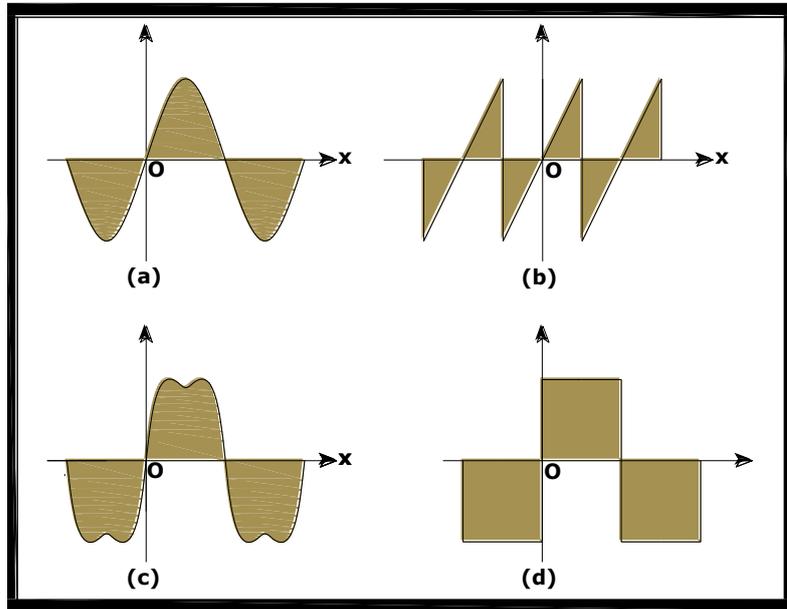


Figura 1.3 Formas de onda de funciones impares.

e.3 Simetría de espejo o de media onda.

“Si una forma de onda tiene simetría de espejo o de media onda, los armónicos pares de la serie de términos seno y coseno serán cero.”

Una función periódica $f(x)$ tiene una simetría de semionda si $f(x) = -f(x + T/2)$, siendo T el período. En la figura 1.4 se muestra el ejemplo.

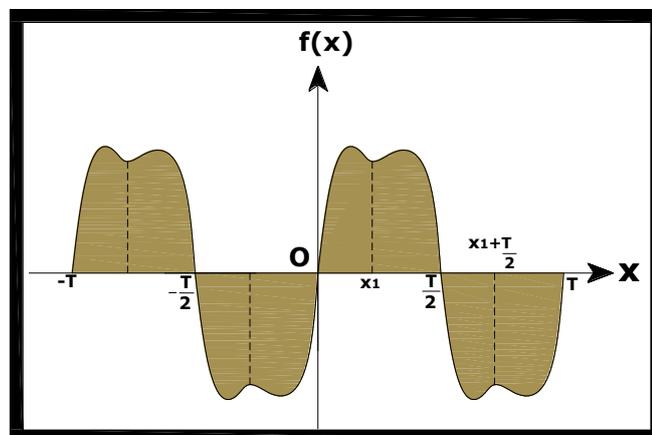


Figura 1.4 Formas de onda con simetrías de semionda.

e.4 Onda repetitiva en la mitad del ciclo.

“Si una forma de onda es repetitiva en la mitad del ciclo, los armónicos impares de la serie de términos seno y coseno serán cero.”

Una función periódica $f(x)$ tiene una onda repetitiva en la mitad del ciclo si $f(x) = f(x + T/2)$, siendo T el período. En la figura 1.5 se muestran dos ejemplos.

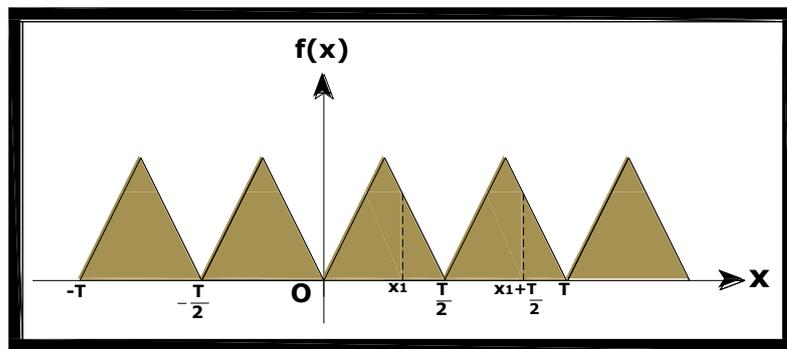


Figura 1.5 Formas de onda repetitiva en la mitad del ciclo.

f. Espectro de líneas.

Se llama espectro de líneas a una representación gráfica en la que figuran todas las amplitudes de los armónicos.

Las líneas decrecen rápidamente para ondas con series convergentes. Las ondas con discontinuidades, tales como la diente de sierra y la onda cuadrada, tienen espectros con amplitudes que decrecen lentamente, ya que sus series poseen armónicos muy altos. Sus armónicos de orden 10 tendrán, normalmente amplitudes de valor apreciable comparado con la fundamental.

Por el contrario, la serie de forma de onda sin discontinuidades y de aspecto generalmente suave converge rápidamente a la función y basta con pocos términos para generar la onda. Esta rápida convergencia se hace evidente en el espectro de

líneas en que las amplitudes de los armónicos decrecen rápidamente de manera que por encima del quinto o del sexto son ya despreciables.

Ejemplo:

Determine la serie de Fourier y el espectro de líneas de la forma de onda representada en la figura 1.6.

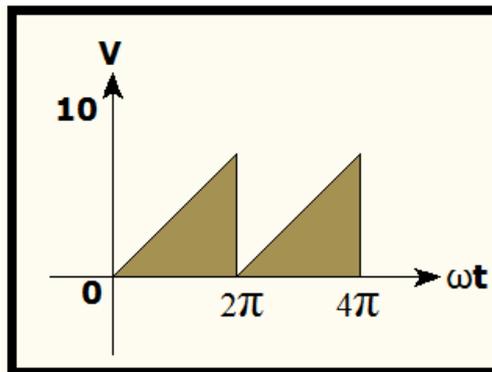


Figura 1.6 Forma de onda del diente de Sierra.

ANÁLISIS DE LA FORMA DE ONDA.

- a) La forma onda es continua para $0 < \omega t < 2\pi$.
- b) Por simple inspección es una función impar, por lo que no tiene términos en coseno.
- c) La ecuación de la función está dada por: $f(t) = (10/2\pi)\omega t$.
- d) Determinamos los coeficientes a_0, b_n .

Calculo del coeficiente a_0 .

Con $n = 0$, calculamos el valor medio $\frac{1}{2} a_0$

$$a_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{10}{2\pi}\right) \omega t \cos(n\omega t) d(\omega t)$$

$$a_0 = 10$$

Calculo del coeficiente b_n .

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \cos(n\omega t) d(\omega t)$$
$$b_n = -\frac{10}{\pi n}$$

La serie de Fourier es:

$$f(t) = 5 - \frac{10}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\text{sen}(n\omega t)}{n}$$

Entonces cuando $n = 1,2,3,4$ la serie es:

$$f(t) = 5 - \frac{10}{\pi} \text{sen}(\omega t) - \frac{10}{2\pi} \text{sen}(2\omega t) - \frac{10}{3\pi} \text{sen}(3\omega t) - \frac{10}{4\pi} \text{sen}(4\omega t) \dots$$

El espectro de líneas es:

Por medio de la formula $C_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$ calculamos la amplitud de los Armónicos.

Entonces $C_n = \sqrt{b_n^2}$; y $b_n = -\frac{10}{\pi n}$.

En la figura 1.7 se muestran los espectros de frecuencias correspondientes a la forma de onda de diente de sierra.

Tabla 1.1 Valores del coeficiente de Fourier de la forma de Onda de diente de Sierra

Coeficientes	n	No.- de Armónicos	Cn	%
b1	1	$10/\pi n$	3.18309	63.662
b2	2	$10/2\pi$	1.59155	31.831
b3	3	$10/3\pi$	1.06103	21.221
b4	4	$10/4\pi$	0.79577	15.915
b5	5	$10/5\pi$	0.63662	12.732
b6	6	$10/6\pi$	0.53052	10.61
b7	7	$10/7\pi$	0.45473	9.0945
b8	8	$10/8\pi$	0.39789	7.9577
b9	9	$10/9\pi$	0.35368	7.0735

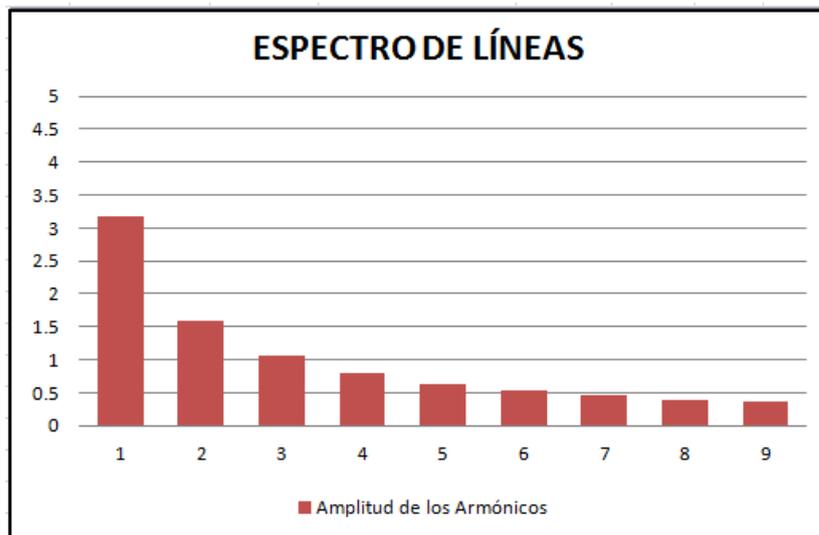


Figura 1.7 Espectros de líneas de la forma de Onda de diente de Sierra.

g. Síntesis de Ondas.

La síntesis es una combinación de las partes para formar un todo. En el análisis de las Series de Fourier se llama síntesis a la recombinación de los términos de la serie trigonométrica, ordinariamente los cuatro o cinco primeros, para reproducir la onda original.

Del ejemplo de la figura 1.6 anterior la serie trigonométrica para la forma onda del Diente de sierra es:

$$f(t) = 5 - \frac{10}{\pi} \text{sen}(\omega t) - \frac{10}{2\pi} \text{sen}(2\omega t) - \frac{10}{3\pi} \text{sen}(3\omega t) - \dots$$

La síntesis de estos cuatro términos se ha representado en la siguiente figura 1.8.

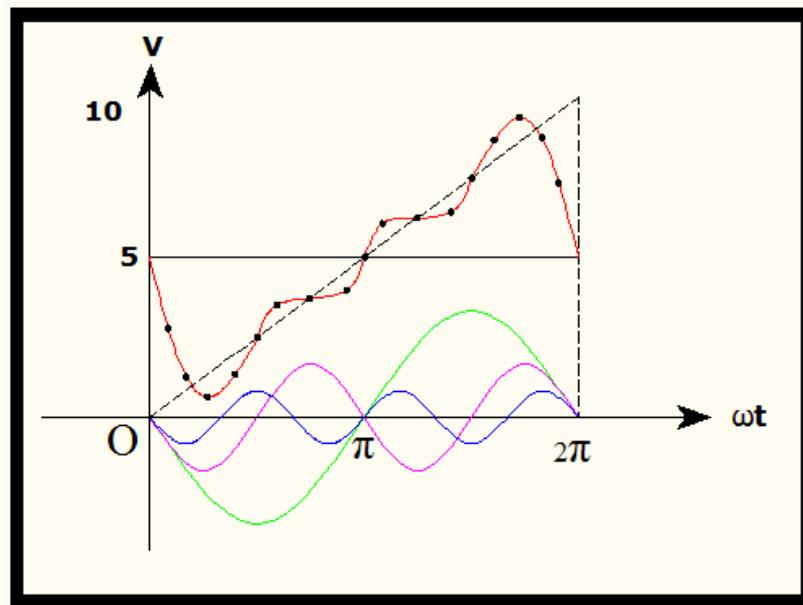


Figura 1.8 Síntesis de Onda del diente de sierra.

Aunque el resultado no es un diente de Sierra perfecto se puede observar que tomando más términos se acercaría aun más a la forma original.

h. Valor eficaz y Potencia.

h.1 Valor medio.

Es la media aritmética de los valores instantáneos a lo largo de un período. En el caso de una tensión o corriente alterna el valor medio es nulo. En caso de no ser nulo, el valor medio indicaría la presencia de una componente continua.⁴

En la figura 1.9 se muestra la representación gráfica del valor medio.

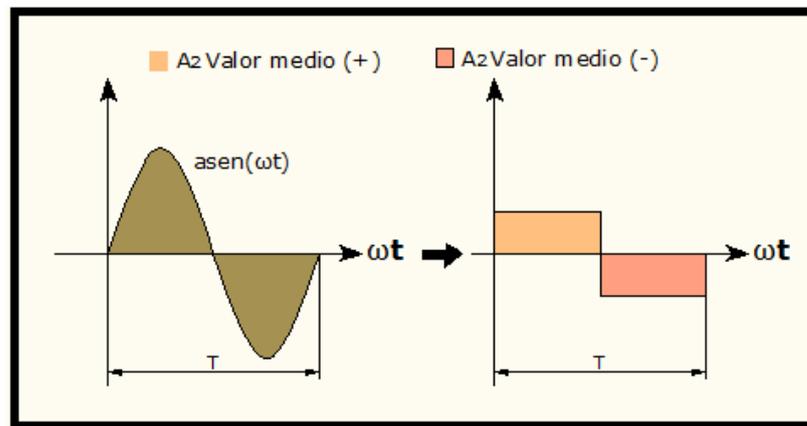


Figura 1.9 Valor medio de una onda senoidal.

El valor medio de la función: $f(t) = a \sin(\omega t)$ durante un medio período es:

$$A_0 = \left(\frac{2}{\pi}\right) a \quad [\text{Ec. 1.11}]$$

Ecuación del valor medio.

El valor medio o promedio de una función periódica $f(t)$ de período T viene dado por la ecuación:

$$F_{med} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad [\text{Ec. 1.12}]$$

⁴ BELVER Inmaculada Zamora & STADIER Valentín Macho, Distorsión Armónica producida por Convertidores Estáticos, 1ra Edición, España, Año 2005, Pág. 9.

h.2 Valor eficaz.

El valor eficaz de una función periódica es la media cuadrática de la función a lo largo de un período. Así pues el valor eficaz de una magnitud periódica es directamente proporcional a la potencia.⁵

En la figura 1.10 se muestra la interpretación del valor eficaz.

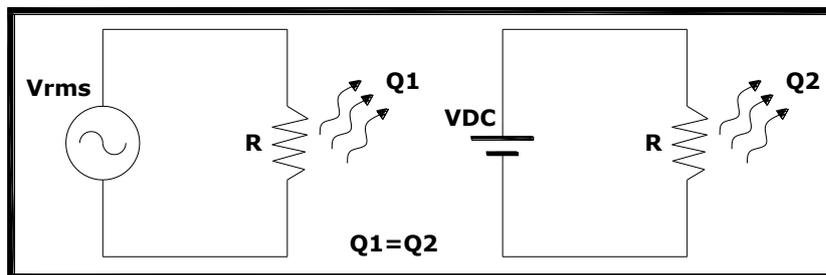


Figura 1.10 Cuando se produce la misma cantidad de calor en ambas configuraciones, el voltaje senoidal tiene un valor rms igual al voltaje de cd.

El valor rms, conocido también como valor efectivo, de un voltaje sinusoidal es en realidad una medida del efecto de calentamiento de la onda seno.⁶

En la figura 1.11 se muestra la representación gráfica del valor eficaz.

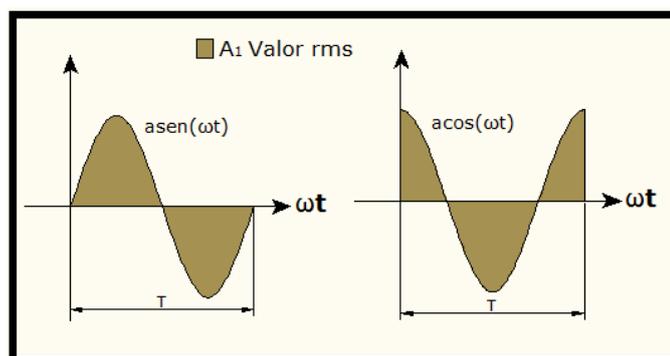


Figura 1.11 Valor eficaz de una onda senoidal.

⁵ BELVER Inmaculada Zamora & STADIER Valentín Macho, Distorsión Armónica producida por Convertidores Estáticos, 1ra Edición, España, Año 2005, Pág. 9

⁶ FLOY Thomas I., Principios de circuitos eléctricos, Octava edición, 2007, Pág. 417.

El valor eficaz de las funciones: $f(t) = a \text{sen}(\omega t)$ y $f(t) = a \text{cos}(\omega t)$ durante un período es:

$$A_1 = \frac{a}{\sqrt{2}} \quad [\text{Ec. 1.13}]$$

Ecuación del valor rms.

El valor eficaz o rms de una función $f(t)$ de período T viene dado por la ecuación:

$$F_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f(t)^2 dt} \quad [\text{Ec. 1.14}]$$

Entonces el valor eficaz de la función $f(t)$:

$$f(t) = \frac{1}{2} a_0 + a_1 \text{cos}(\omega t) + a_2 \text{cos}(2\omega t) + a_3 \text{cos}(3\omega t) \dots \dots \dots$$

$$+ b_1 \text{sen}(\omega t) + b_2 \text{sen}(2\omega t) + b_3 \text{sen}(3\omega t) \dots \dots \dots$$

Está dada por:

$$F_{ef} = \sqrt{\left(\frac{1}{2} a_0\right)^2 + \frac{1}{2} a_1^2 + \frac{1}{2} a_2^2 + \frac{1}{2} a_3^2 + \frac{1}{2} b_1^2 + \frac{1}{2} b_2^2 + \frac{1}{2} b_3^2} \quad [\text{Ec. 1.15}]$$

Llamando A al valor eficaz de la función $a \text{cos}(\omega t)$ y según lo antes dichos; podemos concluir que: $A_1 = \frac{a_1}{\sqrt{2}}$ o bien $A_1^2 = \frac{a_1^2}{2}$, por tanto:

$$F_{ef} = \sqrt{\left(\frac{1}{2} a_0\right)^2 + (A_1^2 + A_2^2 + A_3^2 \dots \dots) + (B_1^2 + B_2^2 + B_3^2 \dots \dots)} \quad [\text{Ec. 1.16}]$$

Expresando la amplitud armónica por $C_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$ y escribiendo C_0 para el valor medio de la ecuación anterior tendremos:

$$F_{ef} = \sqrt{C_0^2 + \frac{1}{2}C_1^2 + \frac{1}{2}C_2^2 + \frac{1}{2}C_3^2 \dots} \quad [\text{Ec. 1.17}]$$

Si se considera un circuito lineal con una tensión aplicada periódica podría esperarse que la corriente resultante tuviera los mismos armónicos, pero con amplitudes de valor relativo diferente, ya que la impedancia varia con ωt .

Es posible que algunos armónicos no aparezcan en la corriente, puesto que la resonancia paralela da lugar a una impedancia infinita. En general, se puede escribir:

Ecuación de una función de Voltaje y Corriente:

$$v = V_0 + \sum V_{m\acute{a}x_h} \text{sen}(h\omega t + \phi_h) \quad [\text{Ec. 1.18}]$$

$$i = I_0 + \sum I_{m\acute{a}x_h} \text{sen}(h\omega t + \phi_h) \quad [\text{Ec. 1.19}]$$

Ecuación de sus valores eficaces:

$$V_{ef} = \sqrt{V_0^2 + \frac{1}{2}V_{m\acute{a}x_1}^2 + \frac{1}{2}V_{m\acute{a}x_2}^2 + \frac{1}{2}V_{m\acute{a}x_3}^2 \dots} \quad [\text{Ec. 1.20}]$$

$$I_{ef} = \sqrt{I_0^2 + \frac{1}{2}I_{m\acute{a}x_1}^2 + \frac{1}{2}I_{m\acute{a}x_2}^2 + \frac{1}{2}I_{m\acute{a}x_3}^2 \dots} \quad [\text{Ec. 1.21}]$$

Donde:

V_{ef} = Valor del voltaje eficaz [V]

I_{ef} = Valor de la corriente eficaz [A]

V_o = Voltaje medio [V]

I_o = Corriente media [A]

$V_{m\acute{a}x_1}, V_{m\acute{a}x_2}, V_{m\acute{a}x_3}$ = Voltajes máximos de las respectivas funciones [V]

$I_{m\acute{a}x_1}, I_{m\acute{a}x_2}, I_{m\acute{a}x_3}$ = Corrientes máximas de las respectivas funciones [A]

Ecuación de la potencia media P (activa):

$$P = V_o I_o + \frac{1}{2} V_{m\acute{a}x_1} I_{m\acute{a}x_1} \cos \theta_1 + \frac{1}{2} V_{m\acute{a}x_2} I_{m\acute{a}x_2} \cos \theta_2 + \frac{1}{2} V_{m\acute{a}x_3} I_{m\acute{a}x_3} \cos \theta_3 \dots \quad [\text{Ec. 1.22}]$$

Donde:

P = Potencia activa o media [W]

$\theta_n = (\phi_n - \varphi_n)$; El ngulo de la impedancia equivalente del circuito []

1.3. DEFINICIÓN Y ASPECTOS GENERALES DE LOS ARMÓNICOS.⁷

1.3.1 DEFINICIÓN DE ARMÓNICO.⁸

Un armónico es un múltiplo entero de la frecuencia fundamental. Los términos clave en esta definición son “frecuencia fundamental” y “múltiplo entero”.

La frecuencia fundamental es un punto de referencia arbitrario al cual se relacionan las frecuencias de los armónicos.

Múltiplo entero de la frecuencia fundamental significa multiplicar dicha frecuencia fundamental por un número entero, como 2, 3, 4, etc.

Los armónicos de corriente de diferentes fuentes producen armónicos de tensión a través de la impedancia de la red.

Entre los armónicos de tensión/intensidad se pueden observar frecuencias que no son un múltiplo entero de la fundamental. Es lo que se denomina interarmónicos.

1.3.2 DEFINICIÓN DE UNA SEÑAL ARMÓNICA.

Se definen a los armónicos como la deformación de la forma de onda senoidal de tensión o intensidad por superposición de senoidales de frecuencia múltiple de la fundamental, como se muestra en la figura 1.12.

⁷ WILDI Theodore, Maquinas Eléctricas y Sistemas de Potencia, 6ta Edición, México, Año 2007, Pág. 847.

⁸ BELVER Inmaculada Zamora & STADIER Valentín Macho, Distorsión Armónica producida por Convertidores Estáticos, 1ra Edición, España, Año 2005, Pág. 10

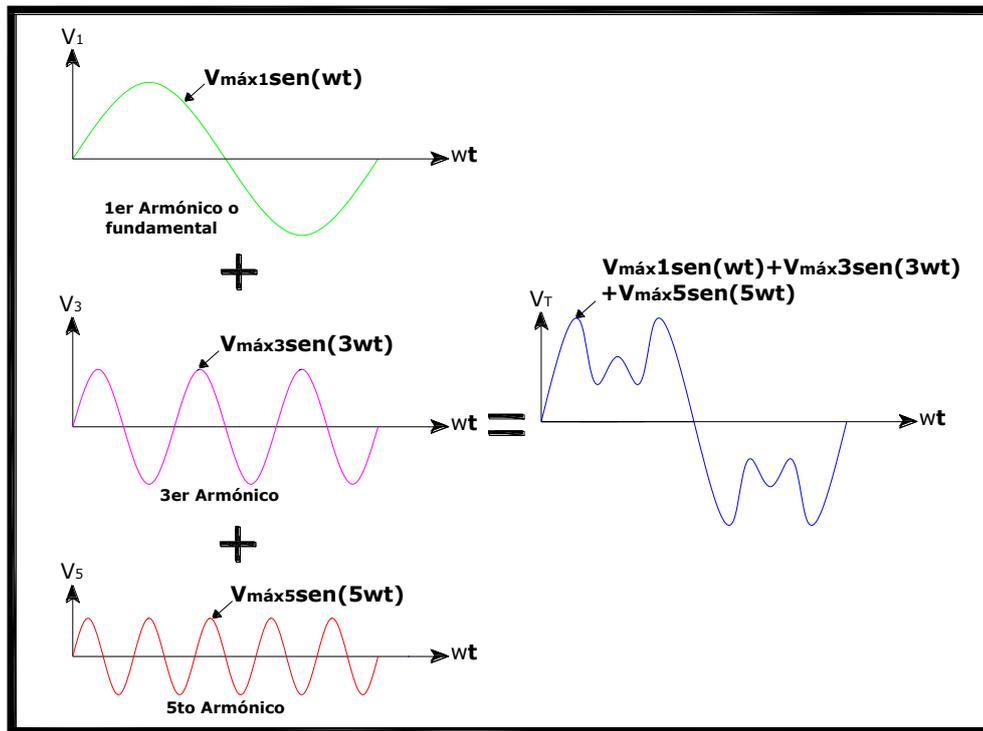


Figura 1.12 Formación de una señal armónica.

1.3.3 CLASIFICACIÓN DE LOS ARMÓNICOS.⁹

Cada armónica tiene un nombre, frecuencia y secuencia. La secuencia se refiere al giro del fasor con respecto a la fundamental (F), por ejemplo, en un motor de inducción, la armónica de secuencia positiva generaría un campo magnético que gira en la misma dirección que la fundamental.

Una armónica de secuencia negativa giraría en forma contraria. Las Armónicas 2a, 4a, 6a, 8a, etc., desaparecen cuando las ondas son simétricas (Típico para circuitos eléctricos).

Los armónicos se clasifican por su orden, frecuencia y secuencia, tal como se indica en la tabla 1.2.

⁹ <http://www.tecnicaindustrial.es/TIAdmin/Numeros/18/37/a37.pdf>.

Tabla 1.2 Clasificación de los armónicos por su: orden, secuencia, frecuencia.

Orden	1	2	3	4	5	6	7	8	9	N
Frecuencia	60	120	180	240	300	360	420	480	540	60xn
Secuencia	+	-	0	+	-	0	+	-	0

Los armónicos múltiplos de 3 son muy importantes, tanto por su alta presencia como por sus efectos. Los armónicos de orden 3 y 9 son los que más presencia tienen en las instalaciones industriales.

a. Armónicos Impares.

Los armónicos impares son los que se encuentran en las instalaciones eléctricas y edificios comerciales.

b. Armónicos Pares.

Los pares sólo existen cuando se produce una asimetría en la señal debido a la componente continua. En general, son de escasa consideración en las instalaciones eléctricas industriales.

c. Armónicos de secuencia positiva (+).

Los armónicos de secuencia positiva o rotación directa tienden a hacer girar el motor en el mismo sentido que la componente fundamental, generando una sobrecorriente que provoca el calentamiento del motor, iniciando deterioros en el aislamiento entre los devanados, reduciendo la vida útil del motor y aumentando el riesgo de averías en el mismo. También causan sobrecalentamientos en transformadores, cables, etc.

d. Armónicos de secuencia negativa (-).

Los armónicos de secuencia negativa o rotación inversa hacen girar el motor en sentido contrario, frenándolo, provocando también calentamientos y la reducción de la vida útil de ejes y engranajes.

e. Armónicos de secuencia cero (0).

Los armónicos de secuencia 0 no tiene sentido de rotación pero pueden causar calentamiento y producen una intensidad en el neutro.

La secuencia de armónicas cero (múltiplos de la 3a) son llamados "Triplens".

1.3.4 ARMÓNICOS Y DIAGRAMAS FASORIALES.

Podemos representar una onda distorsionada mediante un diagrama fasorial compuesto. Éste indica la frecuencia, la amplitud y el valor inicial de cada componente senoidal. La amplitud es igual al valor pico del voltaje o de la corriente.

Por ejemplo, el diagrama fasorial de la figura 1.13 representa un voltaje distorsionado que consta de dos componentes:

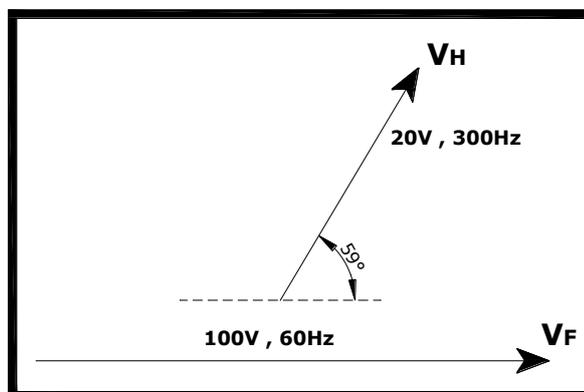


Figura 1.13 Un voltaje distorsionado se puede representar mediante fasores que giran a diferentes velocidades. Su posición angular inicial también afecta la forma de onda.

1. Un voltaje fundamental V_F que tiene una amplitud de 100 V, una frecuencia de 60 Hz y un ángulo inicial de 0° . Podemos considerar que el fasor gira en sentido contrario al de las manecillas del reloj a 60 r/seg.
2. Un 5o. armónico V_H que tiene una amplitud de 20 V, una frecuencia de 300 Hz y un ángulo inicial de 59° . Este fasor también gira en sentido contrario al de las manecillas del reloj, pero 5 veces más rápido que el fundamental.

La fundamental se puede expresar mediante la ecuación:

$$V_F = 100 \text{ sen } (\phi + 0^\circ) = 100 \text{ sen } 360 \text{ ft}$$

Así mismo, el armónico se puede expresar mediante:

$$V_H = 20 \text{ sen } (5\phi + 59^\circ) = 20 \text{ sen } (5 * 360 \text{ ft} + 59^\circ)$$

Por lo tanto, la onda distorsionada se puede expresar mediante la ecuación:

$$V = 100 \text{ sen } \phi + 20 \text{ sen } (5\phi + 59^\circ)$$

Donde:

$$\phi = 360 \text{ ft} = 360 \times 60 \times t$$

En la figura 1.14 se muestra la forma de onda de un ciclo completo.

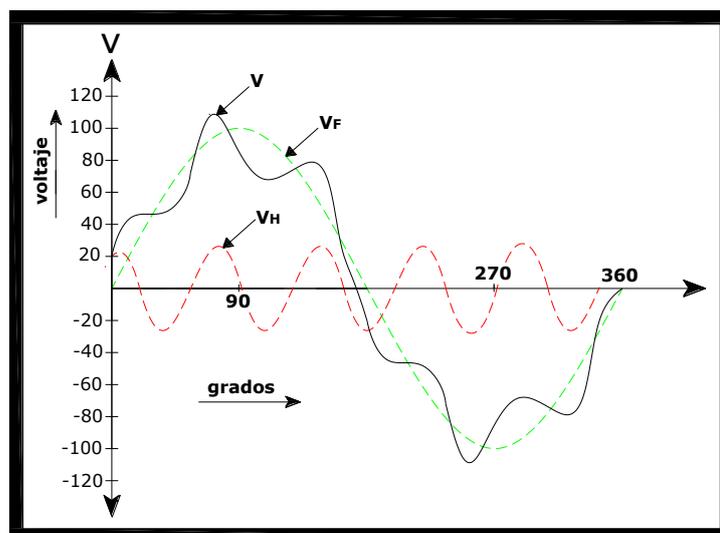


Figura 1.14 Forma de onda del voltaje generado por los fasores.

La forma de onda depende no sólo de la frecuencia y amplitud del armónico, sino también de su posición angular con respecto de la fundamental como se muestra en la figura 1.15.

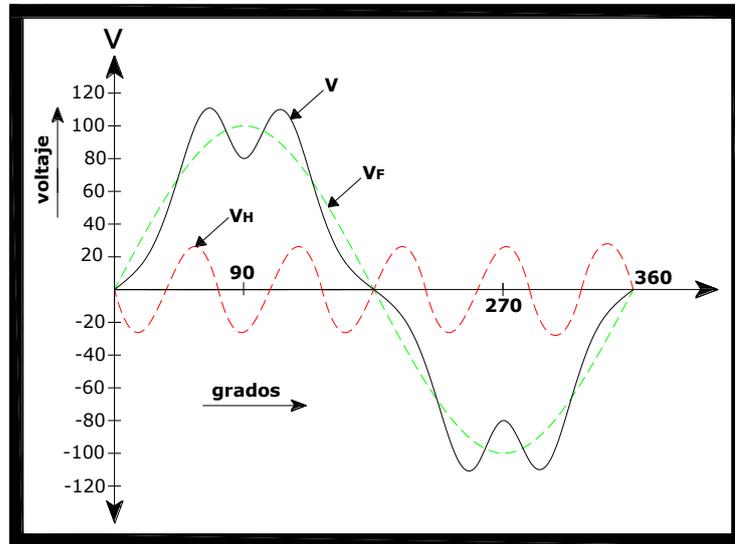


Figura 1.15 Forma de onda del voltaje cuando el ángulo inicial del 5^{to} armónico es de 180°.

1.3.5 VALOR EFICAZ DE UNA ONDA DISTORSIONADA.

Basándonos en las series de Fourier podemos deducir las siguientes ecuaciones:

a. Valor eficaz de una onda distorsionada de Voltaje.

El valor eficaz de un voltaje distorsionado está dado por la ecuación:

$$V = \sqrt{V_F^2 + V_H^2} \quad [\text{Ec. 1.23}]$$

Donde:

V = Valor eficaz del voltaje distorsionado [V]

V_F = Valor eficaz de la fundamental [V]

V_H = Valor eficaz de todos los armónicos [V]

b. Valor eficaz de una onda distorsionada de Corriente.

El valor eficaz de una corriente distorsionada está dado por la ecuación:

$$I = \sqrt{I_F^2 + I_H^2} \quad [\text{Ec. 1.24}]$$

Donde:

I = Valor eficaz de la corriente distorsionada [A]

I_F = Valor eficaz de la fundamental [A]

I_H = Valor eficaz de todos los armónicos [A]

1.3.6 INDICADORES ESENCIALES DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA.¹⁰

Existen varias formas de describir el grado de distorsión de una corriente o de un voltaje. Dos que se utilizan con frecuencia son el *factor de cresta* y la *Distorsión Armónica Total* (THD, por sus siglas en inglés).

a. Factor de Cresta.

Por definición, el **FACTOR DE CRESTA**: es la razón del valor de pico de una onda a su valor eficaz (RMS). Dicho factor se puede expresar como:

$$k = \frac{I_{\text{máx}}}{I_{\text{rms}_t}} \quad [\text{Ec. 1.25}]$$

$$k = \frac{V_{\text{máx}}}{V_{\text{rms}_t}} \quad [\text{Ec. 1.26}]$$

¹⁰ www.schneider-electric-com.ar, Detección y filtrado de armónicos

Donde:

k = Factor de cresta.

$I_{m\acute{a}x}$ = Corriente máxima o pico [A]

I_{rms_t} = Corriente eficaz (rms) total [A]

$V_{m\acute{a}x}$ = Voltaje máximo o pico [V]

V_{rms_t} = Voltaje eficaz (rms) total [V]

El factor de cresta para una onda senoidal es siempre $\sqrt{2} = 1.41$.

Un factor de cresta muy elevado implica sobreintensidades puntuales importantes.

Estas sobreintensidades, detectadas por los dispositivos de protecci3n, pueden ser el origen de desconexiones indeseadas.

b. Distorsi3n Arm3nica.

b.1 Distorsi3n Arm3nica individual (o distorsi3n arm3nica de orden h).

La distorsi3n arm3nica individual se define como el nivel de distorsi3n, en porcentaje, de orden h, con respecto a la fundamental.

$$i_h(\%) = 100 * \frac{I_h}{I_1} \quad [\text{Ec. 1.27}]$$

$$v_h(\%) = 100 * \frac{V_h}{V_1} \quad [\text{Ec. 1.28}]$$

Donde:

$i_h(\%)$ = Distorsi3n arm3nica individual de corriente de la arm3nica h [%]

I_h = Corriente eficaz de la arm3nica h. [A]

I_1 = Corriente eficaz de la fundamental [A]

$v_h(\%)$ = Distorsi3n arm3nica individual de voltaje de la arm3nica h [%]

V_h = Voltaje eficaz de la arm3nica h [V]

V_1 = Voltaje eficaz de la fundamental [V]

b.2 Distorsión Armónica Total (THD).

Por definición, la **DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL** (THD) de una corriente o voltaje es igual al valor eficaz de todos los armónicos dividido entre el valor eficaz del fundamental. La tasa de distorsión armónica es frecuentemente utilizada para definir la importancia del contenido armónico de una señal alternativa.

De acuerdo con la norma, generalmente se puede limitar h a 50.

b.2.1 Distorsión Armónica Total de Corriente (THDi).

En el caso de una corriente distorsionada, la ecuación es:

$$(\%)THDi = \frac{1}{I_1} * \sqrt{\sum_{h=2}^{h=50} I_h^2} * 100 \quad [\text{Ec. 1.29}]$$

Donde:

$(\%)THDi$ = Distorsión Armónica Total de corriente [%].

I_h = Corriente eficaz de la armónica h [A]

I_1 = Corriente eficaz de la fundamental [A]

Esta ecuación es equivalente a la mostrada a continuación, la cual es más directa y fácil de utilizar cuando se conoce el valor eficaz total:

$$THDi = \sqrt{\left(\frac{I_{rms_t}}{I_1}\right)^2 - 1} \quad [\text{Ec. 1.30}]$$

Donde:

$THDi$ = Distorsión Armónica Total de corriente.

I_{rms_t} = Corriente eficaz (rms) total [A]

b.2.2 Distorsión Armónica Total de Voltaje (THDv).

En el caso de un voltaje distorsionado, la ecuación es:

$$(\%)THDv = \frac{1}{V_1} * \sqrt{\sum_{h=2}^{h=50} V_h^2} * 100\% \quad [\text{Ec. 1.31}]$$

Donde:

$(\%)THDv$ = Distorsión Armónica Total de voltaje [%].

V_h = Voltaje eficaz de la armónica h [V]

V_1 = Voltaje eficaz de la fundamental [V]

c. Espectro de frecuencia.

Representa la amplitud de cada orden armónico en un gráfico, se obtiene una representación gráfica del espectro en frecuencia. Esta técnica se denomina análisis espectral.

La figura 1.16 muestra el análisis espectral de una señal rectangular.

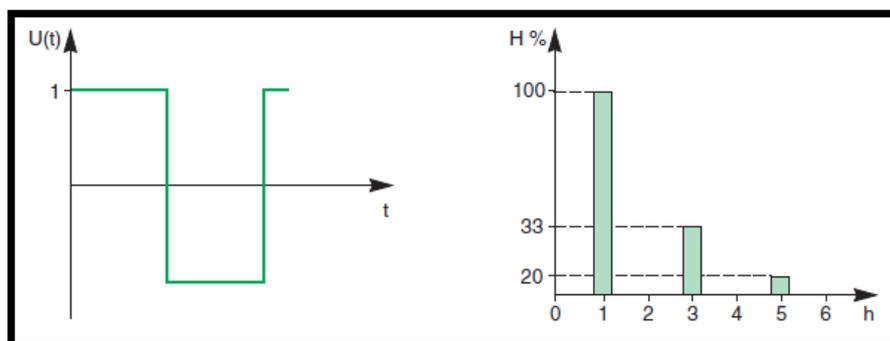


Figura 1.16 Análisis espectral de una señal rectangular, para la tensión U (t).

d. Utilidad de cada uno de los indicadores.

d.1 Interpretación del THDi.

La THD de corriente indica la distorsión de la onda de corriente.

Para identificar la carga que causa la distorsión, la THD de corriente se debe medir a la entrada y en cada una de las salidas de los diferentes circuitos.

La THDi medida proporciona información sobre fenómenos observados en una instalación:

- Un valor de THDi inferior al 10 % se considera normal. Prácticamente no existe riesgo de funcionamiento anómalo en los equipos.
- Un valor de THDi comprendido entre el 10 y el 50 % revela una distorsión armónica significativa. Existe el riesgo de que aumente la temperatura, lo que implica el sobredimensionado de los cables y las fuentes.
- Un valor de THDi superior al 50 % revela una distorsión armónica importante. El funcionamiento anómalo de los equipos es probable. Un análisis profundo y un sistema de atenuación son necesarios.

d.2 Interpretación del THDv.

La THD de tensión indica la distorsión de la onda de tensión.

La THDv medida proporciona información sobre fenómenos observados en una instalación:

- Un valor de THDv inferior al 5 % se considera normal. Prácticamente no existe riesgo de mal funcionamiento en los equipos.

- Un valor de THDv comprendido entre el 5 y el 8 % indica una distorsión armónica significativa. Se pueden dar funcionamientos anómalos en los equipos.
- Un valor de THDv superior al 8 % revela una distorsión armónica importante. Los funcionamientos anómalos en los equipos son probables. Un análisis profundo y un sistema de atenuación se hacen necesarios.

d.3 Interpretación del Factor de Cresta.

El factor de cresta se utiliza para caracterizar la amplitud de un generador (SAI o alternador) para proporcionar intensidades instantáneas de valor elevado.

El material informático por ejemplo, absorbe intensidades muy distorsionadas donde el factor de cresta puede ser 3 o incluso 5.

Una onda con un factor de cresta menor a 1.4 tiende a ser de cresta aplanada. En cambio, un factor de cresta mayor a 1.4 indica un voltaje que tiende a ser puntiagudo.

d.4 Interpretación del Espectro.

El espectro (descomposición en frecuencia de la señal) da una representación diferente de las señales eléctricas, y permite evaluar la distorsión.

1.3.7 ANÁLISIS DEL FACTOR DE POTENCIA Y POTENCIAS EN PRESENCIA DE ARMÓNICOS.¹¹

a. Potencia Activa, Reactiva, Aparente y Factor de potencia en régimen Senoidal.

Las definiciones de potencia aparente (S), factor de potencia (FP), potencia activa (P) y potencia reactiva (Q) en sistemas senoidales son conceptos que han quedado claros y han sido aceptados desde hace tiempo.

a.1 Potencia Activa (media, promedio).

La potencia activa se define como aquella parte de la potencia aparente que se transfiere de la fuente a la carga y es consumida en ella, es decir, representa la potencia útil.

$$P = V * I * \cos\phi \quad [\text{Ec. 1.32}]$$

Donde:

P = Potencia activa (media, promedio) [W]

V = Voltaje eficaz. [V]

I = Corriente eficaz [A]

ϕ = Ángulo de desfase entre la corriente y voltaje eficaz [° Grados]

a.2 Potencia Reactiva.

La potencia reactiva se define como aquella parte de la potencia aparente que se intercambia alternativamente entre un medio de almacenamiento inductivo y otro capacitivo, aumentándose las pérdidas de transporte y distribución pero sin la

¹¹ BELVER Inmaculada Zamora & STADIER Valentín Macho, Distorsión Armónica producida por Convertidores Estáticos, 1ra Edición, España, Año 2005, Pág. 9.

existencia de un consumo útil; por esta razón las compañías eléctricas penalizan a los clientes que consumen un valor elevado de esta potencia reactiva.

$$Q = V * I * \text{sen}\phi \quad [\text{Ec. 1.33}]$$

Donde:

Q = Potencia reactiva [VAR]

V = Voltaje eficaz [V]

I = Corriente eficaz [A]

ϕ = Ángulo de desfase entre la corriente y voltaje eficaz [° Grados]

a.3 Potencia Aparente.

La potencia eléctrica se define a partir de los fasores de tensión e intensidad como:

$$\vec{S} = \vec{V} * \vec{I}^* \quad [\text{Ec. 1.34}]$$

Donde:

\vec{S} = Potencia Aparente en su forma compleja. [VA]

\vec{V} = Es el fador de tensión. [V]

\vec{I}^* = Es el conjugado del fador de intensidad de línea. [A]

La potencia Aparente en función del voltaje y corriente eficaz es:

$$S = V * I \quad [\text{Ec. 1.35}]$$

Esta potencia compleja así definida y denominada potencia aparente se puede expresar en función de dos componentes ortogonales de potencia.

$$\vec{S} = P + jQ \quad [\text{Ec. 1.36}]$$

ó también

$$S^2 = P^2 + Q^2 \quad [\text{Ec. 1.37}]$$

Donde:

S = Potencia Aparente [VA]

P = Potencia Activa (media, promedio) [W]

Q = Potencia reactiva [VAR]

a.4 Factor de Potencia.¹²

Usualmente se tiende a pensar que el factor de potencia FP y el coseno de θ ($\cos\theta$) son lo mismo, así hablamos de $\cos\theta$ o FP. Esto es cierto solamente cuando no hay armónicos, es decir, cuando tanto la señal de corriente como la de voltaje son señales senoidales.

El factor de potencia es la relación entre la potencia activa y la potencia aparente:

$$FP = \frac{P}{S} \quad [\text{Ec. 1.38}]$$

En estas condiciones en el cual no existen corrientes y voltajes distorsionados, el factor de Potencia esta dado por el coseno del ángulo entre el voltaje y la corriente fundamental.

$$FP = \cos\theta \quad [\text{Ec. 1.39}]$$

Donde:

FP = Factor de potencia

P = Potencia Activa (media, promedio). [W]

S = Potencia Aparente. [VA]

$\cos\theta$ = Coseno del ángulo entre el voltaje y la corriente eficaz [° Grados].

Un consumo elevado de potencia reactiva se traduce en un valor reducido del factor de potencia.

¹² <http://biee.epn.edu.ec:8180/dspace/bitstream/123456789/1094/6/T10904CAP2.pdf>

b. Potencia Activa, Reactiva, Aparente y Factor de potencia en régimen no Senoidal.

Hoy en día, el incremento que ha experimentado el uso de los convertidores de potencia, dispositivos electrónicos, accionamientos de velocidad variable, etc., contribuye a una excesiva distorsión de las formas de onda de tensión e intensidad debido a las componentes armónicas que generan, lo que a su vez se traduce en un reducido valor del factor de potencia.

Cuando se está en condiciones no senoidales, además de los términos clásicos de potencia activa, aparente y reactiva, surgen otros términos cuya denominación varía de unos autores a otros (potencia de distorsión, reactiva, etc.).

b.1 Potencia Activa con distorsión de voltaje y corriente.

La potencia activa en presencia de armónicos viene dada por la ecuación general:

$$P = \sum_{h=1,2,3}^{\infty} V_h * I_h * \cos\phi_h \quad [\text{Ec. 1.40}]$$

Donde:

P = Potencia promedio en presencia de armónicos. [W]

V_h = Voltaje eficaz de la armónica h. [V]

I_h = Corriente eficaz de la armónica h. [A]

ϕ_h = Es el desfase entre la armónica h de voltaje y corriente [°]

b.2 Potencia Reactiva con distorsión de voltaje y corriente.

La potencia reactiva en presencia de armónicos viene dada por la ecuación general:

$$Q = \sum_{h=1,2,3}^{\infty} V_h * I_h * \text{sen}\phi_h \quad [\text{Ec. 1.41}]$$

Donde:

Q = Potencia reactiva en presencia de armónicos. [VAR]

V_h = Voltaje eficaz de la armónica h. [V]

I_h = Corriente eficaz de la armónica h. [A]

ϕ_h = Es el desfaseamiento entre la armónica h de voltaje y corriente [°]

b.3 Potencia Aparente con distorsión de voltaje y corriente.

La potencia aparente en presencia de armónicos viene dada por la ecuación general:

$$S = \sqrt{\sum_{h=1,2,3}^{\infty} (V_h^2)} * \sqrt{\sum_{h=1,2,3}^{\infty} (I_h^2)} \quad [\text{Ec. 1.42}]$$

Donde:

S = Potencia aparente en presencia de armónicos. [VA]

V_h = Voltaje eficaz de la armónica h. [V]

I_h = Corriente eficaz de la armónica h. [A]

b.4 Potencia de Distorsión.

Con lo antes mencionado y considerando la potencia S:

$$S^2 = \left(\sum_{h=1,2,3}^{\infty} (V_h^2) \right)^2 * \left(\sum_{h=1,2,3}^{\infty} (I_h^2) \right)^2$$

Como consecuencia, en presencia de armónicos, la relación $S^2 = P^2 + Q^2$ no es válida. Se define la potencia de distorsión D de tal forma que: $S^2 = P^2 + Q^2 + D^2$. Así pues:

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad [\text{Ec. 1.43}]$$

Donde:

D = Potencia de distorsión. [VA]

S = Potencia Aparente [VA]

P = Potencia Activa (media, promedio). [W]

Q = Potencia Reactiva. [VAR]

Con lo antes mencionado debemos ampliar su significado cuando existen corrientes y voltajes distorsionados. Entonces utilizamos los términos *factor de potencia total* y *factor de potencia de desplazamiento*.

b.5 Factor de Potencia total.

El *factor de potencia total* es igual a la potencia activa total dividida entre la potencia aparente total cuando existen voltajes y corrientes distorsionadas:

$$FP_{total} = \frac{P_{total}}{S_{total}} \quad [\text{Ec. 1.44}]$$

$$FP_{total} = \frac{\sum_{h=1,2,3}^{\infty} V_h * I_h * \cos\phi_h}{\sqrt{\sum_{h=1,2,3}^{\infty} (V_h^2)} * \sqrt{\sum_{h=1,2,3}^{\infty} (I_h^2)}} \quad [\text{Ec. 1.45}]$$

Donde:

FP_{total} = Factor de Potencia Total.

V_h = Voltaje eficaz de la armónica h. [V]

I_h = Corriente eficaz de la armónica h. [A]

ϕ_h = Es el desfaseamiento entre la armónica h de voltaje y corriente. [°]

b.6 Factor de Potencia de Desplazamiento.

Es la componente de desplazamiento del Factor de Potencia FP.

Es la relación de la potencia activa de la onda fundamental (W), a la potencia aparente de la onda fundamental (VA).

$$FP_{disp.} = \frac{P_1}{S_1} \quad [\text{Ec. 1.46}]$$

$$FP_{disp.} = \frac{V_1 * I_1 * \cos(\theta_{v1} - \theta_{i1})}{V_1 * I_1}$$

$$FP_{disp.} = \cos(\theta_{v1} - \theta_{i1}) \quad [\text{Ec. 1.47}]$$

Donde:

$FP_{disp.}$ = Factor de Potencia de Desplazamiento.

V_1 = Voltaje eficaz de la fundamental. [V]

I_1 = Corriente eficaz de la fundamental. [A]

P_1 = Potencia activa fundamental. [V]

S_1 = Potencia aparente fundamental. [A]

$(\theta_{v1} - \theta_{i1})$ = Ángulo de Factor de Potencia. [°]

c. Análisis de Potencia y Factor de Potencia con Distorsión Armónica solo de Corriente.¹³

Si solamente existen armónicas de corriente y el voltaje solo tiene la componente de la frecuencia fundamental las ecuaciones de potencia se simplifican.

c.1 Potencia Aparente, Activa y Reactiva con distorsión solo de corriente.

La potencia activa en presencia de armónicos solo de corriente viene dada por la ecuación:

$$P_1 = V_1 * I_1 * \cos\phi_1 \quad [\text{Ec. 1.48}]$$

La potencia reactiva en presencia de armónicos solo de corriente viene dada por la ecuación:

$$Q_1 = V_1 * I_1 * \text{sen}\phi_1 \quad [\text{Ec. 1.49}]$$

La potencia aparente en presencia de armónicos solo de corriente viene dada por la ecuación:

$$S = V_1 * I_{rmst} = V_1 * \sqrt{\sum_{h=1,2,3}^{\infty} (I_h^2)} \quad [\text{Ec. 1.50}]$$

Donde:

P_1 = Potencia activa fundamental. [W]

Q_1 = Potencia reactiva fundamental. [VAR]

S = Potencia Aparente. [VA]

V_1 = Voltaje eficaz de la fundamental. [V]

I_1 = Corriente eficaz de la fundamental. [A]

I_{rms_t} = Corriente eficaz (rms) total. [A]

I_h = Corriente eficaz de la armónica h. [A]

ϕ_1 = Es el ángulo de desfase entre el voltaje y la corriente fundamental. [°]

¹³ RODRÍGUEZ Bailey Javier, Factor de Potencia y Armónicas

c.2 Factor de Potencia con distorsión solo de corriente.

Cuando una tensión es senoidal o prácticamente senoidal, se puede considerar que:

$$\begin{aligned}FP &= \frac{P}{S} \\FP &= \frac{V_1 * I_1 * \cos\phi_1}{V_1 * I_{rms_t}} \\FP &= \frac{I_1}{I_{rms_t}} * \cos\phi_1 \\FP &= g * \cos\phi_1\end{aligned}\quad [\text{Ec. 1.51}]$$

Donde:

FP = Factor de Potencia.

g = Factor de distorsión.

cosφ₁ = Factor de desplazamiento.

El factor de distorsión **g** es la relación del valor rms de la componente fundamental **I₁** y el valor rms total de la corriente **I_{rms_t}**.

c.3 Relación entre el factor de potencia y el THDi.

De la ecuación [Ec. 1.34] se obtiene que:

$$\frac{I_1}{I_{rms_t}} = \frac{1}{\sqrt{1 + THD_i^2}}\quad [\text{Ec. 1.52}]$$

Y despejando la corriente eficaz total se tiene que:

$$I_{rms_t} = I_1 * \sqrt{1 + THD_i^2}\quad [\text{Ec. 1.53}]$$

Esta ecuación es la misma para el caso del voltaje eficaz total:

$$V_{rms_t} = V_1 * \sqrt{1 + THD_v^2} \quad [\text{Ec. 1.54}]$$

En donde remplazando en la ecuación [Ec.1.49] del Factor de Potencia y considerando corrientes y voltajes distorsionados se tiene:

$$FP_{total} = \frac{P_1 + P_2 + P_3 + \dots}{I_1 \sqrt{1 + THD_i^2} * V_1 \sqrt{1 + THD_v^2}} \quad [\text{Ec. 1.55}]$$

En muchas instancias la potencia armónica es menor comparado con la fundamental, y la distorsión del voltaje es menor que el 10%. Por eso la siguiente simplificación es importante y es generalmente válida.¹⁴

$$FP = \frac{P_1}{V_1 * I_1 \sqrt{1 + THD_i^2}} \quad [\text{Ec. 1.56}]$$

En donde despejando de la ecuación [Ec.1.53] el factor de Potencia de desplazamiento y remplazando en la ecuación [Ec. 1.63] se tiene:

$$FP = \frac{\cos\phi_1}{\sqrt{1 + THD_i^2}} \quad [\text{Ec. 1.57}]$$

Y la representación de $FP / \cos\phi_1$ en función de THDi (figura 1.17)

$$FP / \cos\phi_1 = f(THD_i)$$

¹⁴ GRADY M., GILLESKIE R. Harmonics and How They Relate to Power Factor Proc. of the EPRI Power Quality Issues & Opportunities Conference (PQA'93), San Diego, CA, November 1993. p 1-8

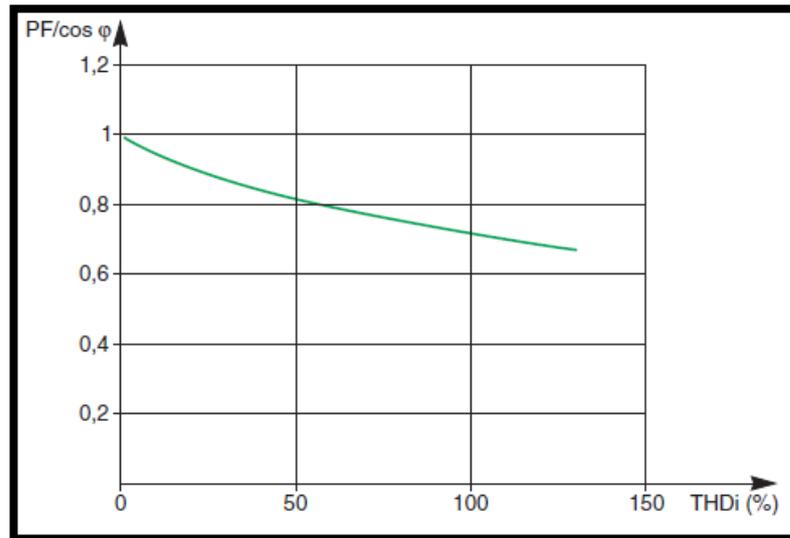


Figura 1.17 Variación de $FP / \cos\phi_1$ en función del THDi, donde $THDv=0$.

Es evidente en la ecuación [Ec.1.46] que el verdadero factor de potencia de cargas no-lineales está limitado por $THDi$.

1.4. GENERACIÓN DE ARMÓNICOS.

Un receptor o carga se dice que es lineal cuando la tensión aplicada a sus extremos y la corriente que los atraviesa están relacionadas por un factor constante. Por el contrario, un receptor es no-lineal cuando la relación tensión/corriente no es constante.

Las cargas no-lineales conectadas a la red de corriente alterna senoidal absorben corrientes que no son senoidales, aunque por lo general sí son periódicas.

Como ejemplos más típicos de tales cargas podemos citar: los convertidores estáticos (grupos rectificadores, reguladores de velocidad, arrancados estáticos, cargadores de baterías, etc.), hornos de arco, instalaciones de iluminación con lámparas de descarga, transformadores (debido a la no linealidad de su circuito magnético en saturación, se produce una deformación de la forma de onda de la intensidad), reactancias con núcleo de hierro, máquinas rotativas, electrodomésticos con equipos de regulación de tensión y potencia, etc....¹⁵

¹⁵ BELVER Inmaculada Zamora & STADIER Valentín Macho, Distorsión Armónica producida por Convertidores Estáticos, 1ra Edición, España, Año 2005, Pág. 14.

1.4.1. CONVERSORES ESTÁTICOS.¹⁶

La mayor aplicación de los convertidores estáticos está en los dispositivos variadores de velocidad para el control de motores. Estos dispositivos (drive) estáticos se usan ahora en todos los motores industriales, ofreciendo mayor eficiencia, mejor control de la velocidad, y mayor operación libre de mantenimiento que otros dispositivos convencionales.

Los convertidores usan dispositivos de “switching” de estado sólido para convertir la potencia de una frecuencia a otra (comúnmente entre CA y CC.). Estos dispositivos de “switching” pueden ser diodos, tiristores, GTO, o muchos otros dispositivos de electrónica de potencia.

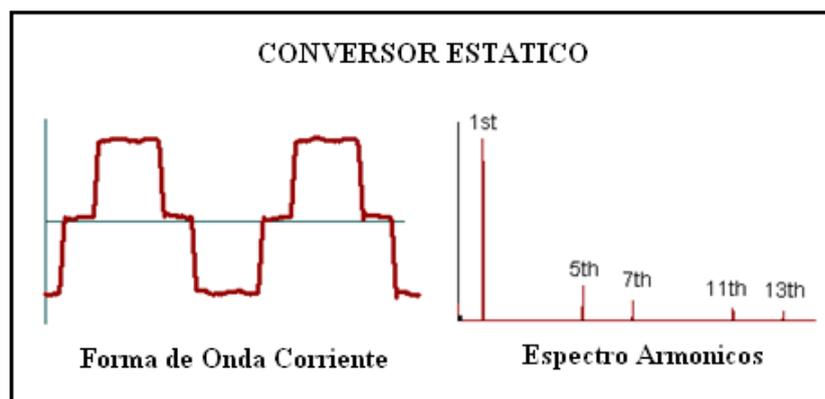


Fig. 1.18 Forma de Onda de un Conversor Estático.

1.4.2. SOLDADORAS ELÉCTRICAS.

Este tipo de máquinas estáticas es probablemente la principal fuente de distorsión de las formas de ondas en nuestro medio.

Las soldadoras de tipo monofásico provocan mayor distorsión de onda de voltaje y corriente típica, producida en la línea por este tipo de máquina se muestra en las figuras 1.19 y 1.20.¹⁷

¹⁶ http://jaimevp.tripod.com/Electricidad/armonico519_pag2.htm

En estas figuras, la deformación de la forma de onda de la corriente se debe al arco eléctrico producido por la soldadura eléctrica. Este parpadeo es muy bien absorbido por los motores cuando causan un incremento en sus pérdidas.

En muchos de los sectores residenciales existen pequeños talleres los cuales utilizan soldadoras eléctricas, y aun cuando la capacidad de estos equipos es muy pequeña, su efecto se ve reflejado en el parpadeo de la luz eléctrica, la cual se hace evidente casi de inmediato en las viviendas contiguas al taller.

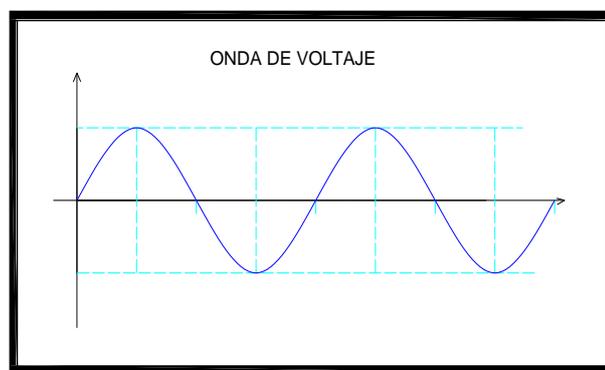


Figura 1.19 Forma de Onda de Voltaje aplicado de una soldadora de Arco Monofásico.

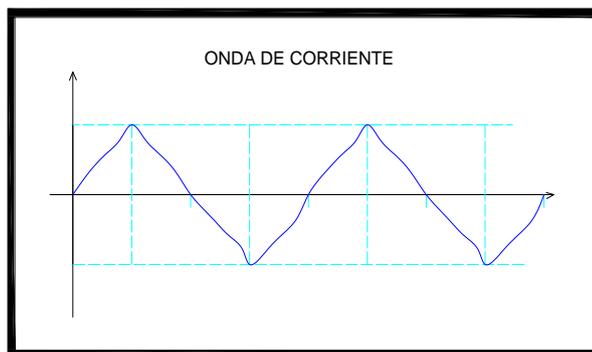


Figura. 1.20 Forma de Onda de Corriente de carga de una Soldadora de arco Monofásico.

En si este tipo de máquinas no origina muchos armónicos al sistema, solo durante el arco eléctrico se originan estos, los armónicos más relevantes son el 3er y 5to armónico.

¹⁷ Seminario Ecuatoriano de Distribución y Comercialización de Energía Eléctrica. Marcelo Astudillo Guillen, Luis Guillen Bernal, Marzo 2000.

1.4.3. HORNOS DE ARCO.

Los armónicos producidos por los hornos de arco eléctrico usados para la producción de acero son impredecibles debido a la variación ciclo a ciclo del arco, particularmente cuando se perfora un nuevo trozo de acero. La corriente del arco no es periódica, y los análisis revelan un continuo espectro de frecuencias armónicas de órdenes enteros y no enteros.

Sin embargo, las mediciones de armónicos han demostrado que las frecuencias armónicas de orden entero, particularmente las de bajo orden que comienzan con el segundo y terminan con el séptimo, predominan sobre las otras no enteras.

La tabla 1.3 ilustra el contenido armónico típico de corriente del horno de arco en dos fases del ciclo de fundición en un horno de arco típico para la producción de acero.¹⁸

Tabla 1.3 Contenido armónico en un horno de arco.

	CORRIENTE ARMÓNICA EN % DE LA FUNDAMENTAL				
	ORDEN DE ARMÓNICO				
CONDICIÓN DEL HORNO	2	3	4	5	7
FUNDICIÓN INICIAL(arco activo)	77	5.8	2.5	4.2	3.1
REFINAMIENTO (arco estable)	0.0	2.0	0.0	2.1	0.0

Se ha encontrado que la relación entre el voltaje, la corriente y la longitud del arco tienen una característica no-lineal como se observa en la figura 1.21 y que da lugar a la aparición de armónicas, distorsionando la onda de voltaje y corriente como se puede ver en la figura 1.22.¹⁹

¹⁸ IEEE Std 519 – 1992, Cap. 4. Hornos de Arco, Pág. 18

¹⁹ Tesis, Determinación de Señales Armónicas de corriente y voltaje en la industria, Cap. 4, Pág. 49 - 50

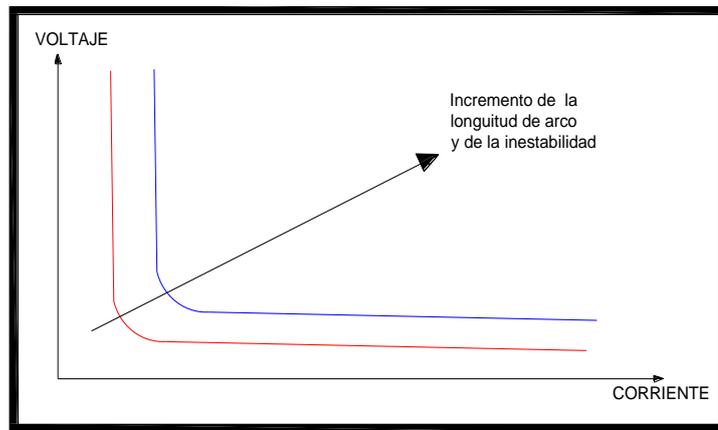


Figura 1.21 Característica del Voltaje de Arco vs. Corriente de Arco para longitud de Arco Constante.

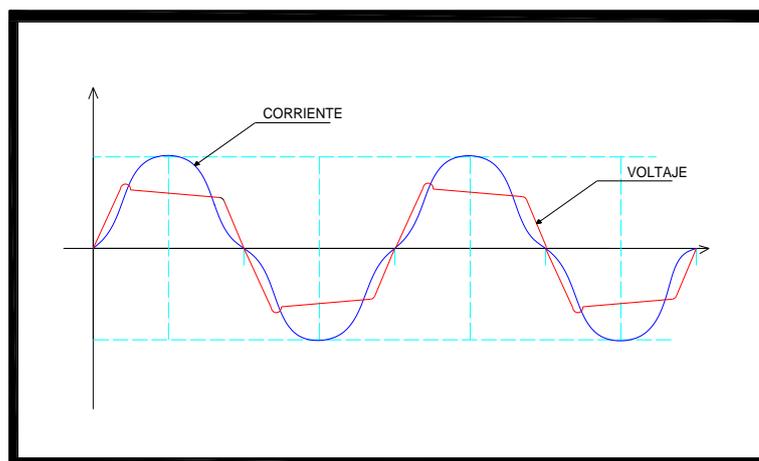


Figura 1.22 Forma de Onda Típica de Voltaje y Corriente de un Horno de Arco.

1.4.4. HORNOS DE INDUCCIÓN.²⁰

Existen dos tipos de hornos de inducción, un modelo trabaja a una frecuencia de 300 Hz, utilizando Conversores estáticos de potencia, mientras que el otro modelo opera a la frecuencia fundamental o industrial de 60Hz.

²⁰ Tesis, Determinación de Señales Armónicas de corriente y voltaje en la industria, Cap. 4, Pag.52

En la figura 1.23 se observa el esquema eléctrico del horno de inducción que trabaja a 300Hz, el mismo que se encuentra constituido por un rectificador controlado a 6 pulsos, un reactor limitador de corriente, un capacitor de filtrado y la bobina del horno. Desde el punto de vista de armónicos el sistema de alimentación, el inversor y la bobina del filtro pueden ser representados por una carga simple.

Los SCR's operan normalmente con un ángulo de disparo mínimo y consecuentemente, este tipo de horno puede ser representado en simulaciones como un rectificador de diodos con corriente constante en el lado de continua.

Los armónicos que se presentan en este tipo de carga cuando trabajan son el 5 y 7, lo que se comprueba con la ecuación ($h=rq \pm 1$) recomendada por la IEEE 519 – 1992 para Convertidores estáticos.

Donde: *h* representa el orden del armónico.
r es un entero positivo.
q representa el número de pulsos del convertidor.

Por lo tanto si $r=1$, $q=6$, los armónicos son del orden $h=6 \pm 1$ lo que quiere decir que existe la presencia del 5 y 7 armónicos.

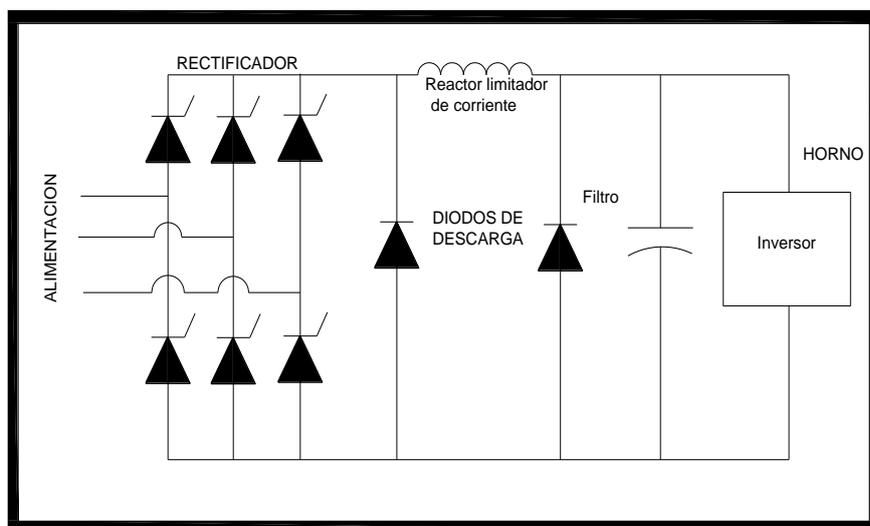


Figura 1.23 Esquema Básico de un Horno de Inducción ($f=300\text{Hz}$).

En el segundo tipo de horno de inducción, que se muestra en la figura 1.24 es un horno más antiguo que trabaja a 60 Hz, que no genera un porcentaje elevado de distorsión armónica comparado con el horno de inducción que trabaja a 300Hz. Este tipo de horno de inducción que trabaja a 300Hz.

Este tipo de horno de inducción está constituido por: su bobina **Lh** (conectada lado de alta tensión del autotransformador, terminales **BC**) que representa la inductancia del horno con compensación del factor de potencia que se logra mediante el uso de sus capacitores, también existe una bobina de balanceamiento **Lb** (conectada en el lado de baja tensión del autotransformador, terminales **AB**), que sirve para ajustar el equilibrio de la carga con ayuda del ajuste de tensión del autotransformador.

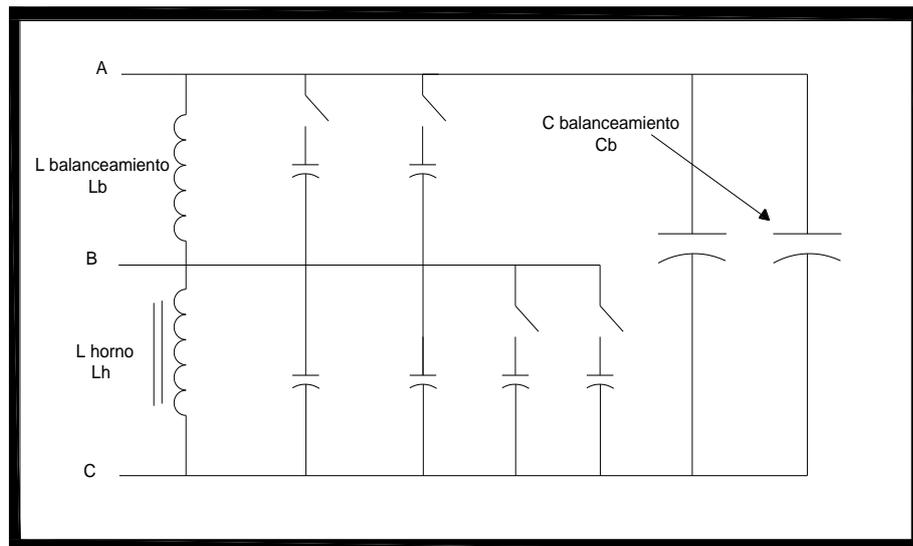


Figura 1.24 Esquema Básico de un Horno de Inducción ($f=60\text{Hz}$).

En la figura 1.25 se podrá notar que la onda de voltaje aplicado a este tipo de horno de inducción no se ve distorsionada y que es una onda sinusoidal pura debido a que la potencia del horno es pequeña y por ende la inyección armónica también es menor.

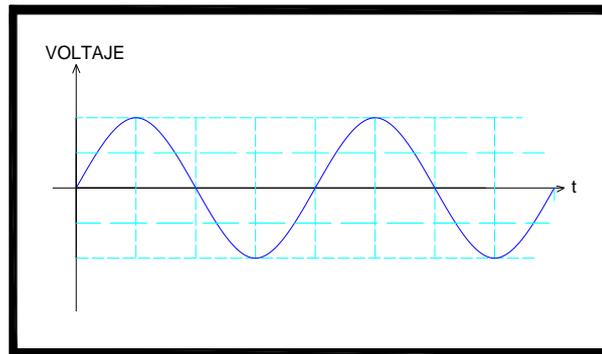


Figura. 1.25 Onda de Voltaje de un Horno de Inducción.

Sin embargo en la forma de onda de la corriente se ve una deformación la cual es debido al efecto de los armónicos 5, 7,11, característicos del horno de inducción, en la figura 1.26 se ve este efecto.

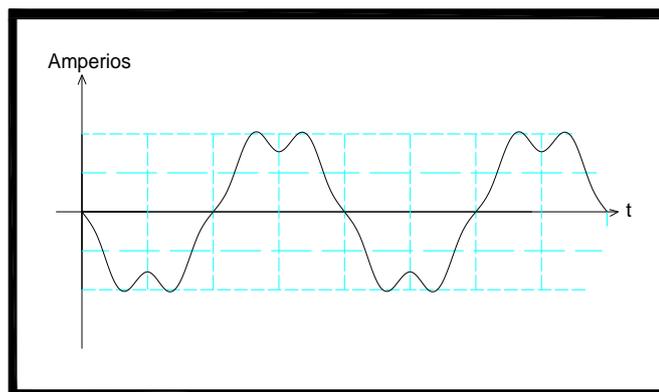


Figura 1.26 Onda de Corriente de un Horno de Inducción.

1.4.5. LAS INDUCTANCIAS SATURABLES.²¹

Dichas inductancias tienen su impedancia función de la amplitud de la corriente que circula por ellas, y son las que provocan las deformaciones notables de esta corriente. Este es el caso, en cierta medida, de los transformadores, sometidos a una sobretensión permanente.

²¹ BELVER Inmaculada Zamora & STADIER Valentín Macho, Distorsión Armónica producida por Convertidores Estáticos, 1ra Edición, España, Año 2005, Pág. 15.

1.4.6. MÁQUINAS ROTATIVAS.

En lo que se refiere a las máquinas rotativas estas vienen a construir los motores tanto monofásicos como trifásicos, los cuales generan corrientes armónicas produciendo la deformación de onda senoidal.

Estos armónicos son producidos principalmente por los defectos que tiene los bobinados internos del motor o también debido al mal estado en que se encuentra las barras de los rotores. Si se trata de motores con rotor devanado la presencia de los armónicos se debe a que las resistencias del rotor no se encuentran debidamente balanceadas.

Las máquinas rotativas dan a los armónicos de ranura de rango elevado y de amplitudes a menudo despreciables. Las pequeñas máquinas síncronas son, sin embargo, generadoras de tensiones armónicas de 3er orden que pueden tener una incidencia sobre:

- El calentamiento permanente de las resistencias de puesta a tierra del neutro de los alternadores;
- El funcionamiento de los relés amperimétricos de protección contra los defectos de aislamiento.

1.4.7. SATURACIÓN DE TRANSFORMADORES.²²

En un núcleo ideal sin pérdidas por histéresis, el flujo magnético y la corriente de magnetización necesaria para producirlo están relacionados entre sí mediante la curva de magnetización del acero utilizado en las laminaciones. Aún en estas condiciones, si graficamos la corriente de magnetización vs. el tiempo para cada valor de flujo, la forma de onda dista mucho de ser senoidal.

²² ESTIGARRIBIA Héctor, Armónicos en Líneas de Baja Tensión, Capítulo I, Pág. 5.

Cuando se incluye el efecto de histéresis, esta corriente magnetizante no senoidal no es simétrica con respecto a su valor máximo. La distorsión que se observa se debe a las armónicas triples (3a., 9a., 12a., etc.), pero principalmente a la 3a.

Por lo que para mantener una alimentación de voltaje necesario proporcionar una trayectoria para estas armónicas triples, lo que generalmente se logra con el uso de devanados conectados en delta.

1.4.8. LÁMPARAS FLUORESCENTES.²³

Los balastos electrónicos se han popularizado en los últimos años debido a su fama de mejorar el rendimiento de las instalaciones fluorescentes.

En realidad sólo son un poco más eficientes que los buenos balastos magnéticos y, de hecho, la mayor parte de sus ventajas se deben a que la lámpara es más eficiente cuando trabaja a altas frecuencias más que al propio estabilizador electrónico.

Su ventaja principal es que el nivel de luminosidad puede mantenerse durante una vida útil más larga mediante el control por realimentación de la corriente de funcionamiento; un método que reduce la eficiencia global de la vida útil. Su gran desventaja es que generan armónicos en la corriente de alimentación.

Actualmente se comercializan las lámparas fluorescentes compactas (CFL) como sustitutivas de las clásicas bombillas de filamento de tungsteno.

Los tubos de la luz fluorescente son altamente no-lineales y dan lugar a corrientes armónicas impares de magnitud importante. En una carga trifásica de 4 hilos, las armónicas triples básicamente se suman en el neutro, siendo al 3a. la más dominante.

²³ Guía de Calidad de la Energía Eléctrica, Armónicos Causas y efectos, Pág. 3.

El alumbrado, por lámparas de descarga y tubos fluorescentes, es generador de corrientes armónicas.

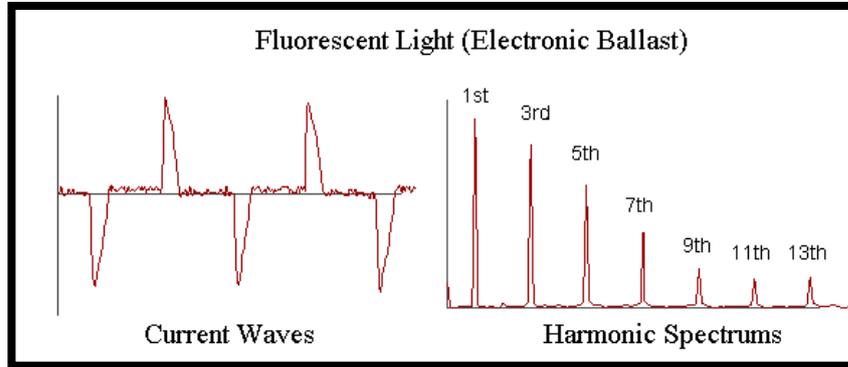


Figura 1.27 Onda de Corriente y Espectro de Frecuencias en Lámparas Fluorescentes.

1.4.9. COMPUTADORAS.

Son máquinas electrónicas que realizan varios trabajos a la vez y con una alta velocidad de procesamiento según las indicaciones del operador. Además estos aparatos se encuentran en casi todas las dependencias públicas, privadas, empresas de distintas índoles mercantiles y comerciales, pues la ayudan que presentan en asuntos contables, estadísticos, médicos, control de procesos industriales, etc., ha hecho que exista una gran demanda en la utilización y adquisición de estos equipos.

Todos estos equipos están constituidos por componentes electrónicos de tipo analógico y digital. Todos los circuitos eléctricos de la computadora utilizan diodos, transistores, chips, resistencias, condensadores, tríodos, etc., que sirven para conformar las tarjetas electrónicas y que son prácticamente el cerebro de estas máquinas.

Todos estos elementos tienen la capacidad de generar señales armónicas provocando así la deformación de las ondas de voltaje y corrientes existentes en la red de alimentación.

Estas señales distorsionadas generadas por computadores afectan también a otros equipos que se encuentran funcionando cerca de él, por lo cual, se va a producir una reducción de la vida útil de estos equipos.

La onda de corriente distorsionada se encuentra en la figura 1.28.

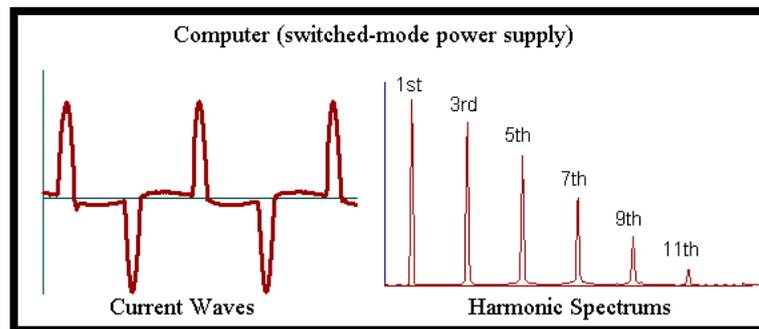


Figura 1.28 Onda de Corriente y Espectro de Frecuencias en Computadoras.

1.4.10. CARGADOR DE BATERÍAS.²⁴

Las armónicas individuales que generan el circuito en un cargador de baterías dependen del voltaje inicial en la misma y el contenido armónico global varía de acuerdo al tiempo que involucra probabilidad aleatoria.

Así como en televisores, radios, estéreos y otros artículos que emplean corriente directa, los cargadores de baterías producen corrientes de secuencia cero de armónicas triples, las cuales sobrecargan al circuito neutro.

Para empeorar las cosas, la luz fluorescente también produce armónicas triples con la misma relación de fase. Más aún, el ángulo de fase de la tercera armónica no varía lo suficiente como para sumar cancelación de armónicas al operar varios cargadores de baterías, de tal manera que las terceras armónicas se suman casi algebraicamente.

²⁴ ESTIGARRIBIA Héctor, Armónicos en líneas de Baja Tensión, Cap.1 Pág. 7

1.4.11. TELEVISORES Y EQUIPOS DE SONIDO.²⁵

Con respecto a equipos eléctricos existen en el campo residencial, comercial e incluso industrial, como : televisores, computadoras, vhs, equipos de sonido, fax; todas estas vienen a constituirse fuentes generadoras de armónicos de pequeña y mediana potencia estos aparatos eléctricos adquieren una mayor importancia cuando un gran número de ellos se encuentran funcionando simultáneamente, provocado inyección de señales de armónicos en la red de distribución, lo cual va a producir una degeneración en la calidad de energía suministrada por la empresa eléctrica.

En la siguiente figura 1.29 y 1.30 se muestran la forma de onda de un equipo de sonido y su espectro, los armónicos más relevantes son el 3, 5, 7, 9, 11.

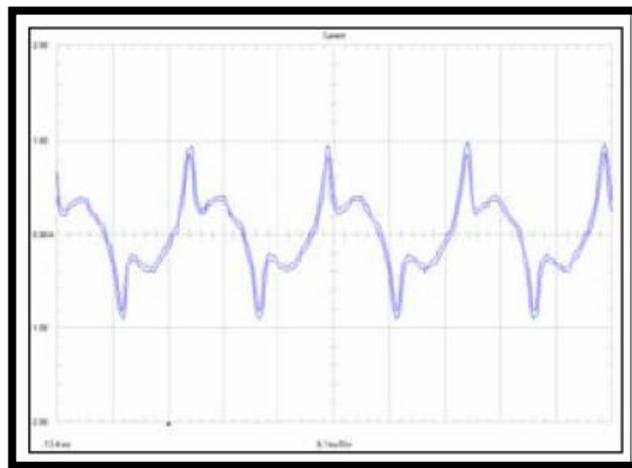


Figura 1.29 Onda de Corriente en un Equipo de Sonido.

²⁵ Tesis, Determinación de Señales Armónicas de corriente y voltaje en la industria, Cap. 4, Pág. 55

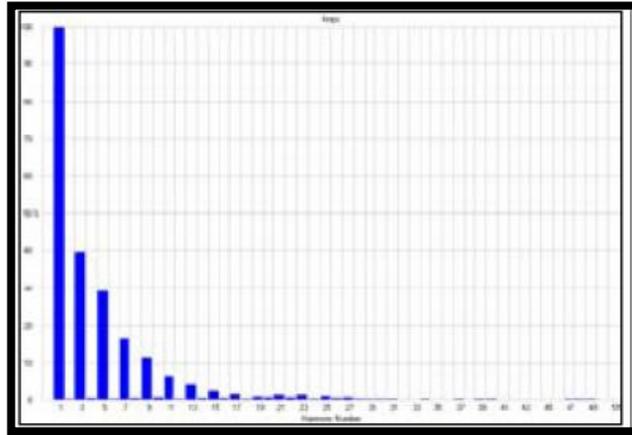


Figura 1.30 Espectro de Frecuencias de un Equipo de Sonido

1.5. EFECTOS PRINCIPALES DE LOS ARMÓNICOS.²⁶

1.5.1. RESONANCIA.

La utilización de dispositivos tanto capacitivos como inductivos en sistemas de distribución provoca el fenómeno de la resonancia, teniendo como resultado valores extremadamente altos o bajos de impedancia. Estas variaciones en la impedancia modifican la corriente y la tensión en el sistema de distribución. Aquí únicamente se discutirán los fenómenos de resonancia-paralelo, que son los más frecuentes.

Se considera en la figura 1.31 de abajo, donde se muestra una instalación constituida por:

- Un transformador que suministra potencia,
- Cargas lineales,
- Cargas no-lineales generadoras de corrientes armónicas,
- Condensadores de compensación.

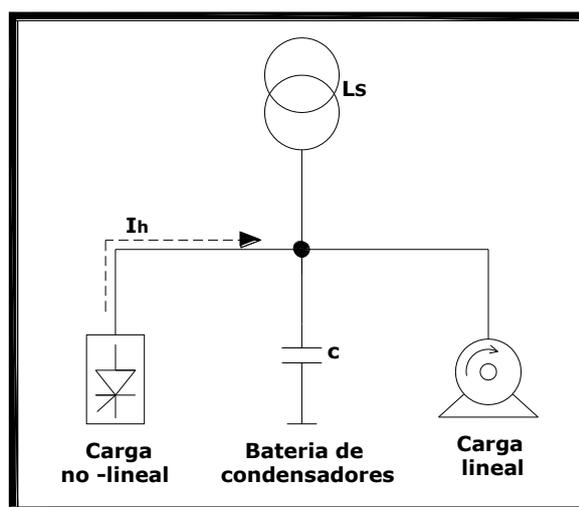
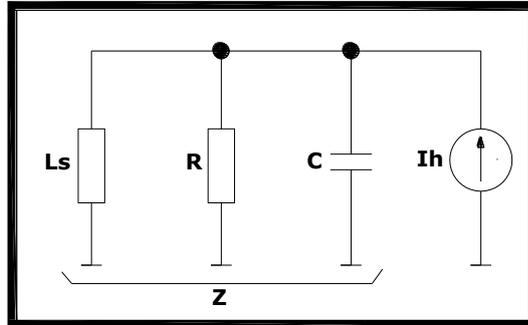


Figura 1.31 Diagrama unifilar de Potencia.

²⁶ www.schneider-electric-com.ar, Detección y filtrado de armónicos.

Para propósitos de análisis armónico, el diagrama equivalente se muestra abajo:



En donde:

Ls = Inductancia suministrada (sistema de distribución + transformador + línea)

C = Capacidad corrección factor de potencia. [uF]

R = Resistencia de las cargas lineales. [ohm]

Ih = Corriente armónica. [A]

Por tanto la impedancia **Z** del diagrama equivalente y despreciando la resistencia se tiene:

$$Z_F = \frac{jL_s\omega}{1 - L_sC\omega^2} \quad [\text{Ec. 1.58}]$$

La resonancia se produce cuando el denominador $1 - L_sC\omega^2$ se aproxima a cero. La frecuencia correspondiente se denomina frecuencia de resonancia del circuito. A esta frecuencia, la impedancia tiene su valor máximo, teniendo como resultado un aumento considerable de la tensión de los armónicos y consecuentemente una mayor distorsión en la tensión.

1.5.2. AUMENTO DE LAS PÉRDIDAS.

a. Pérdidas en los conductores.

La potencia activa transmitida a una carga depende de la corriente fundamental. Cuando la corriente absorbida por la carga contiene armónicos, el valor eficaz de la corriente, I_{rms} , es superior al fundamental I_1 .

Se puede deducir:

$$I_{rms} = I_1 \sqrt{(THDi)^2 + 1}$$

En la figura 1.32 se muestra, en función de la tasa de distorsión armónica:

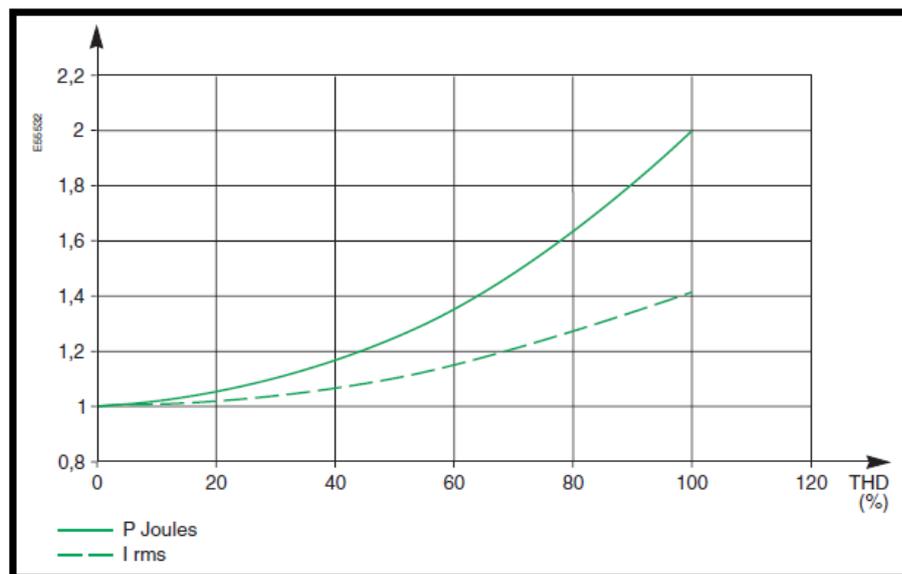


Figura 1.32 Evolución de la corriente eficaz y de las pérdidas Joule en función del valor del THDi.

Las corrientes armónicas provocan un aumento de las pérdidas Joule en todos los conductores por los que circulan y un aumento adicional en la temperatura de transformadores, equipos, cables, etc....

1.5.3. SOBRECARGA EN LOS MATERIALES.

a. Generadores.

Los generadores que alimentan cargas no-lineales generalmente sufren decalajes debidos a las pérdidas suplementarias creadas por las corrientes armónicas. Este decalaje es del orden del 10% para un alternador que alimenta un 30% de cargas no - lineales, y de allí la necesidad de sobredimensionar el aparato.

b. SAIs.

La corriente absorbida por los equipos informáticos presenta un factor de cresta elevado. Un SAIs dimensionado únicamente teniendo en cuenta el valor de la corriente eficaz puede no ser capaz de alimentar los picos de corriente requeridos y de este modo sobrecargarse.

c. Transformadores.

La curva de abajo (figura 1.33) muestra valores típicos de decalaje para un transformados que alimenta cargas electrónicas (no - lineales).

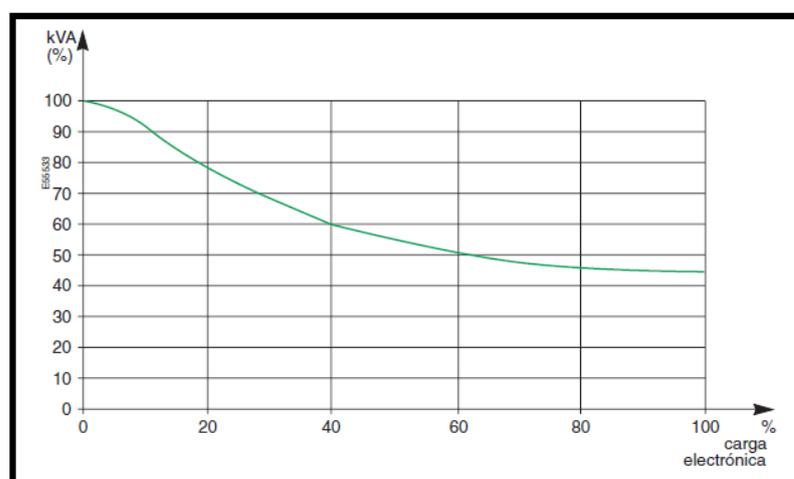


Figura 1.33 Taza de decalaje para un transformador alimentando cargas electrónicas.

d. Conductores del neutro.

Considerar un sistema formado por una fuente balanceada trifásica y tres cargas idénticas monofásicas conectadas fase-neutro.

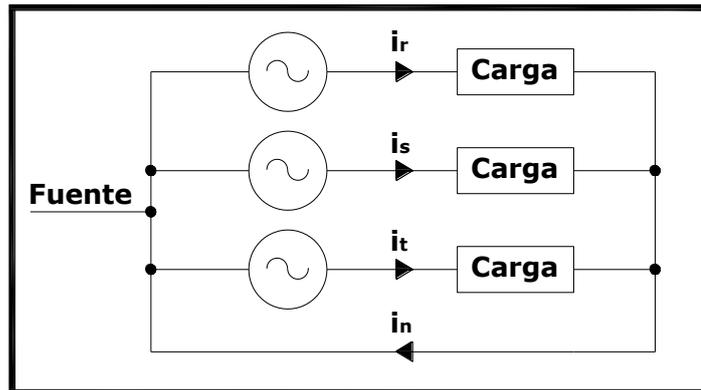


Figura 1.34 Circulación de la corriente en los conductores conectados a la fuente trifásica.

El gráfico de la figura 1.35 de abajo muestra la corriente resultante en el conductor neutro.

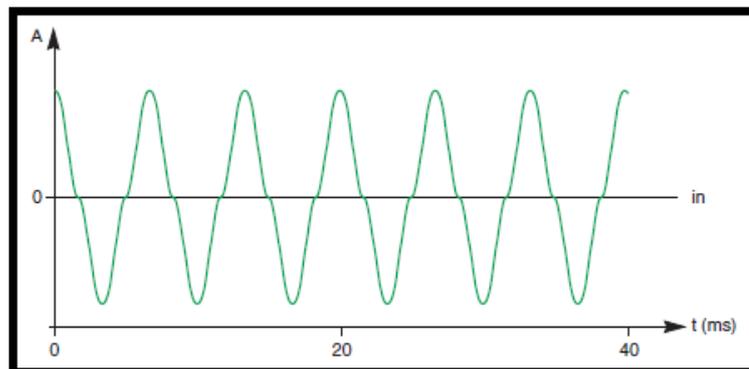


Figura 1.35 Corrientes que circulan por el neutro $I_n = i_r + i_s + i_t$

En este ejemplo, el valor de la corriente eficaz en el conductor neutro es 3 veces mayor que el de la corriente en una fase. Por tanto, el conductor neutro debe ser redimensionado adecuadamente.

1.5.4. PERTURBACIONES EN CARGAS SENSITIVAS.

a. Efectos de la distorsión de la tensión de alimentación.

La distorsión de la fuente de alimentación puede perturbar el funcionamiento de aparatos sensibles:

- Dispositivos de regulación (temperatura, etc.),
- Material informático,
- Dispositivos de control y monitorización (relés de protección).

b. Perturbaciones en las líneas telefónicas.

Los armónicos generan perturbaciones en los circuitos con la circulación de corrientes bajas.

El grado de perturbación depende de la distancia de avance en paralelo de los cables de potencia y de señal, la distancia entre las líneas y la frecuencia de los armónicos.

1.5.5. IMPACTO ECONÓMICO.

a. Pérdidas energéticas.

El efecto Joule, inducido por las corrientes armónicas en los conductores y equipos, causa pérdidas energéticas adicionales.

b. Costos adicionales de potencia contratada

La presencia de corrientes armónicas provoca que se incremente el nivel de potencia contratada y, consecuentemente, el coste de la suscripción.

Lo que es más, los distribuidores de energía tenderán a penalizar en el futuro a quienes produzcan perturbaciones armónicas.

c. Sobredimensionado de los equipos.

- El decalaje de las fuentes de energía (generadores, transformadores y SAIs) implica su sobredimensionado.
- Los conductores deben ser dimensionados teniendo en cuenta la circulación de las corrientes armónicas. Debido a que las frecuencias de los armónicos son mayores que la de la fundamental, las impedancias que se encuentran para estas corrientes son mayores. Para evitar excesivas pérdidas debidas al efecto Joule, es necesario sobredimensionar los conductores.
- La circulación de corrientes armónicas en el conductor neutro implica su sobredimensionado.

d. Reducción de la vida de los equipos.

(Datos obtenidos de: Canadian Electrical Association).

Cuando la distorsión de la tensión de alimentación es de aproximadamente el 10%, el tiempo de vida de los equipos se reduce significativamente. Dependiendo del tipo de aparato, la reducción en el tiempo de vida se puede estimar como:

- 32.5% para las máquinas monofásicas.
- 18% para las máquinas trifásicas.
- 5% para los transformadores.

Para mantener el tiempo de vida que corresponde a una tensión de alimentación normal, los aparatos deben ser sobredimensionados.

e. Desconexiones indeseadas y paradas en la instalación.

Los interruptores de una instalación están sometidos a picos de corrientes causados por armónicos.

Estos picos de corriente causan desconexiones indeseadas que implican pérdidas en la producción así como los costes correspondientes al tiempo requerido para volver a poner en marcha la instalación.

1.6. EFECTOS DE LOS ARMÓNICOS EN EQUIPOS ELÉCTRICOS.²⁷

Los efectos no deseados de los armónicos o distorsión de la onda de tensión en los equipos eléctricos dan lugar a problemas de daños para los equipos, mal funcionamiento u operación y aumento en los costos económicos de una instalación. Estos efectos pueden dividirse en tres apartados:

- Calentamientos.
- Defectos sobre el aislamiento.
- Fallos de operación.

A continuación se van a describir a qué equipos y cómo son los efectos mencionados anteriormente.

1.6.1. CALENTAMIENTOS.

El flujo de corrientes armónicas por los equipos eléctricos da lugar en general a un calentamiento adicional debido al aumento de pérdidas, y por lo tanto a envejecimiento prematuro de los aislamientos.

Entre los equipos que más sufren este tipo de efecto están las lámparas de incandescencia, motores, generadores, transformadores, reactancias, condensadores y cables.

a. Lámparas de incandescencia.

Este tipo de lámparas ve muy afectada su vida por tensiones distorsionadas que superen las tensiones nominales, dada la mayor temperatura a la que trabaja el filamento.

²⁷ BELVER Inmaculada Zamora & STADIER Valentín Macho, Distorsión Armónica producida por Convertidores Estáticos, 1ra Edición, España, Año 2005, Pág. 18-24

En lámparas de descarga, los únicos efectos que se conocen es la aparición en ciertos casos de un ligero ruido, y la posibilidad de resonancia del equipo de encendido con los armónicos, si bien ésta es poco probable, al encontrarse entre los 75-80 Hz.

b. Motores y generadores.

El incremento en el calentamiento de generadores y motores se produce por dos efectos diferentes:

El primero es el producido por el aumento de la corriente que atraviesa los bobinados con respecto a una corriente perfectamente senoidal, y el reparto de esta corriente dentro de los conductores (a mayores frecuencias el efecto pelicular toma mayor importancia, concentrándose la corriente en el exterior de los conductores y aumentando las pérdidas por Joule en esas zonas).

Las pérdidas causantes de los calentamientos adicionales en este caso son las pérdidas por Joule en estator y rotor y las pérdidas adicionales, no influyendo apenas las pérdidas en el hierro.

Fundamentalmente las armónicas producen los siguientes efectos en las máquinas rotatorias de C.A.:

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

c. Condensadores.

Las pérdidas en los condensadores son en general pequeñas, y no hay gran información de cómo varían éstas con la frecuencia. El incremento de pérdidas en

los condensadores y sus equipos asociados (resistencias de descarga, conexiones, etc...) son también pequeños, pero debido a su pequeño tamaño, éste puede dar lugar a un aumento de la temperatura sustancial, y por lo tanto un acortamiento de la vida de este elemento.

Este efecto, así como las sobretensiones permanentes a las que se pueden ver sometidos los condensadores, se agravan con la posibilidad de resonancia entre estos y otras partes de la red. Es por ello por lo cual el diseño e instalación de baterías de condensadores en redes con presencia de armónicos se menciona en todas las guías y tratados de diseño de instalaciones de compensación de energía reactiva mediante bancos de condensadores.

d. Transformadores y reactancia.

En un transformador, algunas de las líneas de flujo de dispersión que circundan los devanados intersecan las vueltas de los devanados primario y secundario. En consecuencia, estas líneas de flujo inducen voltajes débiles en el interior de los conductores de cobre (o aluminio) los que, a su vez, producen corrientes parásitas que producen pérdidas adicionales en los devanados por encima de las pérdidas eléctricas I^2R por el efecto Joule.

Las corrientes distorsionadas producen flujos de dispersión armónicos además del flujo de dispersión fundamental. Cuando estos flujos armónicos atraviesan los conductores de cobre, inducen voltajes armónicos y, por ende, corrientes parásitas armónicas. Las corrientes parásitas armónicas correspondientes también son h veces más grandes. En consecuencia, dado que las pérdidas se incrementan como el cuadrado de la corriente, entonces las pérdidas parásitas se incrementan como el *cuadrado* del orden armónico de la densidad de flujo de dispersión.

Suponga, por ejemplo, que una corriente fundamental de 40 A que fluye en el devanado primario produce pérdidas parásitas de 4 W. Una 7a corriente armónica del mismo valor produciría pérdidas parásitas de $7^2 \times 4 \text{ W} = 196 \text{ W}$.

La figura 1.36 muestra una pequeña parte de una vuelta del devanado de un transformador. Conduce una corriente no distorsionada I_F a 60 Hz. Una parte Φ_F del flujo de dispersión producido por I_F atraviesa la vuelta e induce en ella una corriente parásita i_{FS}

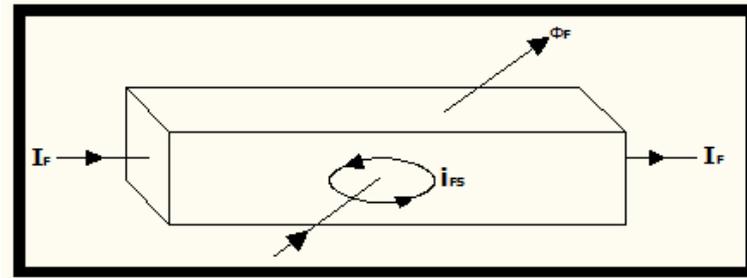


Figura 1.36 El flujo de dispersión a frecuencia fundamental induce corrientes parásitas i_{FS} en los devanados de cobre.

La suma de estas corrientes parásitas a lo largo del devanado produce pérdidas parásitas a frecuencia fundamental.

Suponga que la resistencia de cd del devanado es de R_0 ohms. Las pérdidas por efecto Joule provocadas por esta resistencia son iguales a $R_0 I_F^2$. Hagamos que las pérdidas parásitas representen una fracción g de estas pérdidas $R_0 I_F^2$. Según el tamaño del transformador, el valor de g puede variar de 2% a 15%.

Así, las pérdidas totales P_T a la frecuencia fundamental se pueden expresar mediante la ecuación:

Pérdidas totales = pérdidas por efecto Joule + perdidas parásitas

$$P_T = P_J + P_K = R_0 I_F^2 + g R_0 I_F^2 \quad [\text{Ec. 1.59}]$$

Por tanto:

$$P_T = I_F^2 (R_0 + g R_0) \quad [\text{Ec. 1.60}]$$

La figura 1.37 muestra la misma sección del devanado cuando éste conduce una corriente distorsionada compuesta de un componente fundamental I_F y varios armónicos I_2, I_3, I_4, I_n . La corriente distorsionada tiene un valor efectivo I_T .

$$I_T = \sqrt{I_F^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_h^2}$$

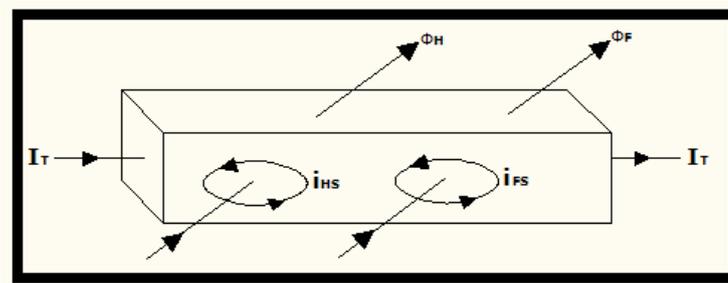


Figura 1.37 Los flujos de dispersión armónicos inducen corrientes parásitas i_{HS} en los devanados de cobre.

Observe que el flujo de dispersión incluye líneas de flujo fundamental ϕ_F y líneas de flujo armónico ϕ_H . Esta inducen corrientes inducen corrientes parásitas i_{FS} e i_{HS} , respectivamente.

Las pérdidas parásitas totales son iguales a la suma de las pérdidas parásitas individuales generadas por los componentes I_T . Como vimos antes, las pérdidas individuales son proporcionales al cuadrado de las corrientes respectivas y al cuadrado de sus órdenes armónicos (frecuencias). Por consiguiente, podemos escribir

$$P_T = P_J + P_K$$

$$P_T = R_0 I_T^2 + g R_0 (I_F^2 + 2^2 I_2^2 + 3^2 I_3^2 + \dots + h^2 I_h^2) \quad [\text{Ec. 1.61}]$$

$$P_T = I_T^2 \left\{ R_0 + g R_0 \frac{(I_F^2 + 2^2 I_2^2 + 3^2 I_3^2 + \dots + h^2 I_h^2)}{I_T^2} \right\}$$

Por lo tanto:

$$P_T = I_T^2 (R_0 + g R_0 K) \quad [\text{Ec. 1.62}]$$

En donde K es un factor que representa el efecto multiplicador en las pérdidas parásitas debido a la presencia de armónicos. El valor de K está dado por la ecuación:

$$K = \frac{I_F^2 + 2^2 I_2^2 + 3^2 I_3^2 + \dots + h^2 I_h^2}{I_F^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_h^2} \quad [\text{Ec. 1.63}]$$

Generalizando la expresión tenemos que:

$$K = \sum h^2 I_{h(pu)}^2 \quad [\text{Ec. 1.64}]$$

Donde:

K = Factor de pérdidas parásitas provocadas por armónicos.

h = Orden del armónico.

$I_{h(pu)}$ = Valor relativo del armónico con respecto a la corriente efectiva total I_T

Por esta razón, algunos transformadores están diseñados con un factor K específico para indicar el nivel de distorsión que pueden tolerar sin sobrecalentarse.

Dos son las soluciones al problema de utilización de transformadores en presencia de armónicos: sobredimensionamiento del transformador, o un diseño especial.

Los transformadores “h-rated”: son aquellos que se diseñan específicamente para operar en su temperatura de diseño mientras suministra potencia a una carga que genera un nivel específico de armónicos. Los cambios en el diseño de estos transformadores, respecto del diseño de transformadores estándar incluyen:

- Conductores de hilo múltiple en lugar de conductores sólidos.
- Conductores de neutro más grandes.
- Conductores paralelos para disminuir el efecto Skin.
- Modificaciones en el diseño del circuito magnético.
- Apantallamiento entre los devanados primario y secundario.

1.6.2. DEFECTOS DE AISLAMIENTO.

La presencia de armónicos en el sistema da lugar a sobretensiones y por lo tanto a la probabilidad de aparición del efecto corona, degradación de los aislamientos y fallos en los mismos.

1.6.3. FALLOS DE OPERACIÓN.

Los fallos de operación abarcan un amplio campo de equipos. A continuación:

a. Interruptores automáticos.

La capacidad de corte de corrientes de cortocircuito en interruptores automáticos puede verse afectada por la distorsión de la onda debido a aumentos en la variación de crecimiento de la onda de intensidad, lo cual puede dificultar el apagado del arco; así como a la incapacidad de soplar el arco en los interruptores de soplado magnético.

b. Fusibles.

Un contenido muy elevado de armónicos puede dar lugar a un calentamiento de los fusibles, que si bien difícilmente va a dar lugar a su fusión, si desplaza su curva de funcionamiento, dando lugar a operaciones no deseadas y fallo de coordinación con otros dispositivos, especialmente durante fallos de baja magnitud.

c. Equipos de medida.

Se han desarrollado varios estudios para comprobar los errores de medida en equipos electromecánicos y digitales de medida. Los equipos modernos son relativamente inmunes, con errores menores del 1 % en ondas producidas por

choppers y ángulos de disparo entre 0 y 135°. En vatímetros de inducción, el error llegaba a alcanzar el 20% con ángulos de disparo de 90°.

d. Convertidores y equipos electrónicos.

Los equipos electrónicos, incluidos los convertidores, son causantes de la distorsión de la onda, pero a su vez padecen fallos debidos a la misma. A continuación se enumeran algunos:

- Los altos valores de la variación de tensión e intensidad en el tiempo dan lugar a fallos en los semiconductores que componen los convertidores.
- Pueden darse fallos en el comportamiento de las cargas alimentadas por convertidores debido a la transmisión de armónicos a través del filtro de salida del mismo.
- Aparecen fallos en los equipos magnéticos y periféricos de los ordenadores.
- La lógica de control de muchos equipos electrónicos y de convertidores se basa en los pasos por cero de la tensión de entrada, por lo cual la distorsión de la misma da lugar a fallos de operación.

1.7. ESTÁNDARES EN ARMÓNICOS.

Existen varias organizaciones tanto nacionales como internacionales trabajando conjuntamente con ingenieros, fabricantes de equipos, y organizaciones investigativas para proponer las normas y pautas gobernantes, prácticas recomendadas y los límites de distorsión armónica.

El principal objetivo de las normas es proveer una guía común a todas las partes involucradas para trabajar juntas con el fin de asegurar la compatibilidad entre los equipos de uso final y los sistemas de distribución de energía eléctrica.

A continuación tenemos las principales normas gobiernan los límites de armónicos, entre las cuales tenemos:

- IEEE 1159 – 1995,
- CONELEC 004/01.

1.7.1. IEEE 1159 – 1995.²⁸

Uno de los objetivos iniciales de esta norma era promover una mayor uniformidad en los algoritmos de base y datos de los métodos de reducción aplicados por los fabricantes de instrumentos distintos. Esto resultó ser difícil y no fue alcanzado, teniendo en cuenta los principios de libre mercado bajo el cual los fabricantes diseñar y comercializar sus productos.

En la tabla 1.4 se muestra los estándares que se debe cumplir en los niveles de tensión, corriente, fase reducido y umbrales de tensiones conducidas diferenciales de neutro a tierra, se muestran los porcentajes que se debe tener.

²⁸ Norma de la Calidad de energía eléctrica IEEE1159-1995.

Tabla 1.4 Valores correspondientes a 220 V obtenidos en forma análoga a los sugeridos para 120 V.²⁹

	CATEGORÍAS	AJUSTES SUGERIDOS		COMENTARIOS
		120V	220V	
UMBRALES DE TENSIONES DE FASE REDUCIDO.	HUECO DE TENSIÓN	108 V	198 V	10% por debajo de la tensión nominal
	“SWELL”	126 V	231 V	5% por sobre la tensión nominal.
	TRANSITORIO	200 V	400 V	Aprox. por el doble de la tensión de fase de nominal
	RUIDO	1.5 V	2.5 V	Aprox. el 1% de la tensión de fase nominal
	ARMÓNICOS	5% THD	5% THD	Nivel de distorsión armónica que puede afectar la carga.
	FRECUENCIA	+/- Hz	+/- Hz	-
	DESBALANCE DE FASES	2%	2%	Desbalance de fases mayores al 2% puede afectar al equipamiento (los motores de inducción deben reducir su potencia nominal.)
UMBRALES DE TENSIONES CONDUCTIDAS DIFERENCIAL ES DE NEUTRO A TIERRA.	“SWELL”	3 V	5 V	Nivel típico de interés para problemas de neutro y tierra.
	TRANSITORIOS IMPULSIVOS	20 V _{pico}	40 V _{pico}	10 al 20% de la tensión de fase.
	RUIDO	1.5 V	2.5 V	Nivel típico de susceptibilidad del equipamiento
UMBRALES DE CORRIENTE	CORRIENTE FASE/NEUTRO	Corriente de carga nominal en base al valor eficaz verdadero	Corriente de carga nominal en base al valor eficaz verdadero	El nivel de umbral de corriente de carga puede estar bien por encima de la corriente normal, dependiendo de la cantidad de información deseada en sus fluctuaciones.
	CORRIENTE POR TIERRA	0.5 A eficaces verdaderos	0.5 A eficaces verdaderos	Corrientes objetables por ruido y por la aparición de tensiones peligrosas.

²⁹ Norma IEEE-1159.

	ARMÓNICAS	20% THD para pequeños consumidores a 5% para grandes consumidores	20% THD para pequeños consumidores a 5% para grandes consumidores	Medidos en el PAC y relativos a la corriente máxima de demanda, en el tablero seccional debe considerarse su posible efecto en equipamiento como transformadores, conductores y capacitores.
--	------------------	---	---	--

1.7.2. CONELEC 004/01.³⁰

En el Ecuador se cuenta con la regulación CONELEC 004/01 emitida por el Consejo Nacional de Electricidad (CONELEC) en la que se indican los índices y límites de calidad de energía que deben ser cumplidos por las empresas de distribución de energía eléctrica, sin embargo varios puntos de dicha regulación pueden ser aplicados desde el punto de vista del consumidor.

La regulación CONELEC 004/01 no contempla específicamente aplicaciones para el estudio o análisis de calidad en los sistemas eléctricos de consumidores pero es posible aplicarla considerando ciertas modificaciones y límites dependiendo del caso en donde se vaya a aplicar. Con respecto a los límites de distorsión armónica esta regulación solo contempla los límites de “*distorsión de voltaje*”.

³⁰ Norma Ecuatoriana -CONELEC 004/01.

1.8. EQUIPOS ANALIZADORES DE ARMÓNICOS.³¹

La energía eléctrica se caracteriza por ser una onda perfecta, pero esta se ve afectada por diferentes anomalías que hacen que esta se distorsione y difiera a como era originalmente, todas estas variaciones que se producen en la señal de energía eléctrica, hacen que el sistema comience a dar problemas en la operación de los equipos, mal funcionamiento de protecciones eléctricas, calentamiento anormal de los conductores eléctricos, etc.

Para determinar estas anomalías en el sistema, es conveniente realizar un estudio de calidad de la energía a través de instrumento analizadores de la calidad.

1.8.1. Analizador de Calidad FLUKE 345.

El modelo FLUKE 345 es capaz de medir una amplia gama de parámetros eléctricos para la detección y solución de problemas relacionados con perturbaciones de calidad eléctrica en sistemas eléctricos con cargas monofásicas y trifásicas. Su pantalla de color permite visualizar formas de onda y tendencias, dispone de un filtro pasa bajo para eliminar el ruido de alta frecuencia, además posee un diseño que ofrece una alta inmunidad a las EMC (Emisiones electromagnéticas).

Su memoria interna permite un registro a largo plazo para el análisis de tendencias o problemas intermitentes.

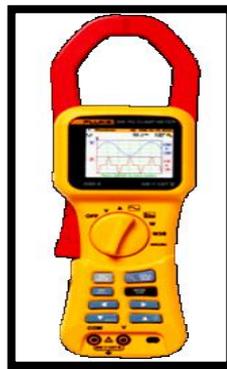


Figura1.38 Analizador de Calidad tipo pinza FLUKE 345.

³¹ Manuales de usuario FLUKE 435 y AEMC 3945

1.8.2. Analizador de Calidad FLUKE 43B.

El modelo de Analizador de Calidad FLUKE 43B es un equipo idóneo para el diagnóstico y localización de problemas relacionados con la calidad de la energía eléctrica y fallos generales en equipos.

Es fácil de utilizar, combina las funciones de un analizador de calidad eléctrica, un osciloscopio de 20 MHz, un multímetro y un registrador de datos en un solo instrumento. Entre sus principales funciones de medición están:

- Armónicos de tensión, corriente y potencia.
- Armónicos hasta el orden 51°.
- Distorsión Total Armónica (THD).
- Ángulo de fase de los diferentes armónicos.
- Registro continuo de voltios y amperios, ciclo a ciclo, hasta 16 días.



Figura 1.39 Analizador de Calidad tipo pinza FLUKE 345.

1.8.3. Analizadores trifásicos de calidad eléctrica Serie 430 de FLUKE.

Son instrumentos portátiles de fácil uso, cuentan con numerosas e innovadoras funciones que nos dan una lectura rápida y segura de los problemas que afectan a la red eléctrica.

Los analizadores de calidad eléctrica trifásicos 435 y 434 de FLUKE ayudan a localizar, predecir, prevenir y solucionar problemas en sistemas de distribución e instalaciones eléctricas trifásicas, miden prácticamente todos los parámetros del sistema eléctrico, como tensión, corriente, potencia, energía, desequilibrio, Flicker, armónicos e interarmónicos. Capturan eventos como fluctuaciones, transitorios, interrupciones y cambios rápidos de tensión.



Figura 1.40 Analizador de calidad eléctrica Serie 430 de FLUKE.

1.8.4. Analizador trifásico de calidad PowerPad modelo 3945.

El modelo de Analizador de Calidad PowerPad 3945 es un equipo capaz para realizar diagnósticos y localización de inconvenientes afines con la calidad de la energía eléctrica y fallos generales en equipos. El equipo combina las funciones

de un analizador de calidad eléctrica, un osciloscopio de 20 MHz, un multímetro y un registrador de datos en el equipo. Entre sus importantes funciones de medición son:

- Mediciones de RMS verdadero mono-di-y tri-fásicas a 256 muestras/ciclos.
- Reconocimiento del sensor de corriente y ajuste de escala automático.
- Mediciones RMS verdaderas de voltaje y corriente.
- Mide volts, amps. y potencia CC.
- Presenta y captura armónicos de voltaje, corriente y potencia hasta el orden 50th, incluyendo dirección en tiempo real.



Figura 1.41 Analizador de calidad eléctrica PowerPad modelo 3945.

CAPÍTULO 2

MODELADO DE FILTROS PARA LA CORRECCIÓN DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA.

2. SOLUCIONES GENERALES PARA LA ATENUACIÓN DE ARMÓNICOS.

Existen tres diferentes tipos de soluciones para atenuar los armónicos:

- Las modificaciones en la instalación
- Dispositivos especiales en el sistema de suministro.
- Filtración.

2.1. SOLUCIONES BÁSICAS.³²

Para limitar la propagación de los armónicos en la red de distribución, se dan soluciones diferentes que están disponibles y deben ser tenidos en cuenta en particular en el diseño de una nueva instalación.

Entre estas técnicas básicas tenemos:

³² www.schneider-electric-com.ar, Detección y filtrado de armónicos.

2.1.1. INSTALACIÓN DE LAS CARGAS NO-LINEALES AGUAS ARRIBA EN EL SISTEMA.

Las perturbaciones armónicas generales aumentan a medida que disminuye la potencia de cortocircuito.

Dejando a un lado todas las consideraciones económicas, es preferible conectar cargas no-lineales lo más aguas arriba posible, como se muestra en la figura 2.1.

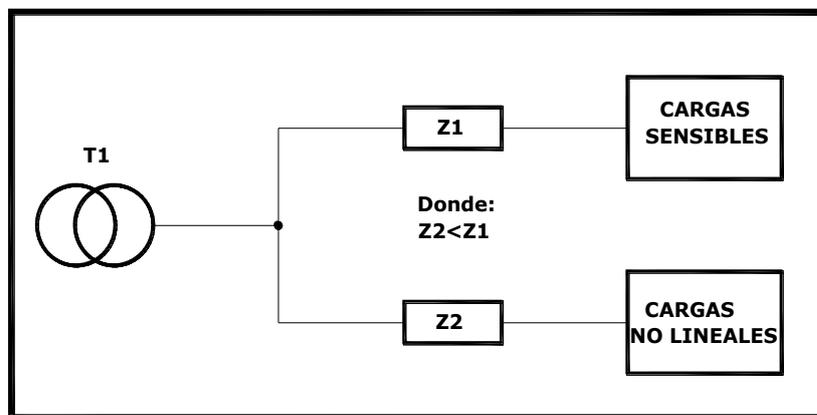


Figura 2.1 Cargas no-lineales colocadas lo más aguas arriba posible (disposición recomendada).

2.1.2. AGRUPACIÓN DE LAS CARGAS NO-LINEALES.

Al preparar el diagrama de una sola línea, los dispositivos no-lineales deben separarse del resto (ver figura 2.2), en la práctica se debería poner a las cargas lineales y no-lineales con diferentes barras.

Reagrupando las cargas no-lineales, aumenta la posibilidad de recomposición angular. Esto es debido a que la suma vectorial de las corrientes armónicas es menor que su suma algebraica.

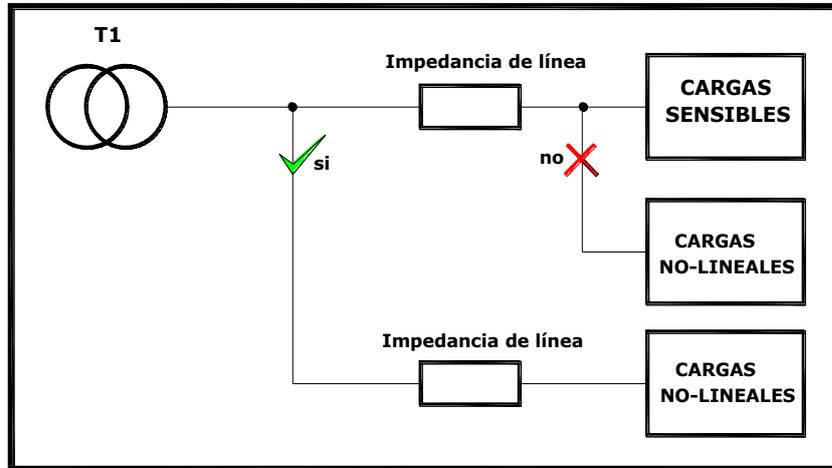


Figura 2.2 Agrupación de cargas no-lineales y conexión lo más aguas arriba posible.

2.1.3. CREACIÓN DE FUENTES SEPARADAS.

En el intento de limitar los armónicos, se puede obtener una mejora adicional alimentando las cargas no-lineales desde una fuente independiente del resto de cargas de la instalación como se indica en la figura 2.3.

La desventaja es el aumento en el costo de la instalación.

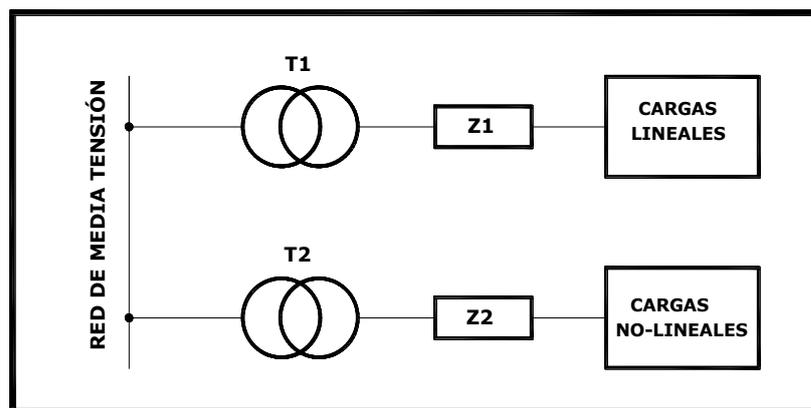


Figura 2.3 Alimentación independiente de cargas no-lineales.

2.1.4. USO DE TRANSFORMADORES CON CONEXIONES ESPECIALES.

Determinadas conexiones del transformador pueden eliminar algunos rangos de armónicos, tal y como se indica en los siguientes ejemplos:

- Una conexión Δ - Y - Δ elimina los armónicos de rangos 5 ° y 7 ° (ver fig. 2.4).
- Una conexión Δ - Y elimina el armónico de orden 3 °.
- Una conexión de Δ - Z 5 (zigzag) elimina los armónicos de orden 5 °.

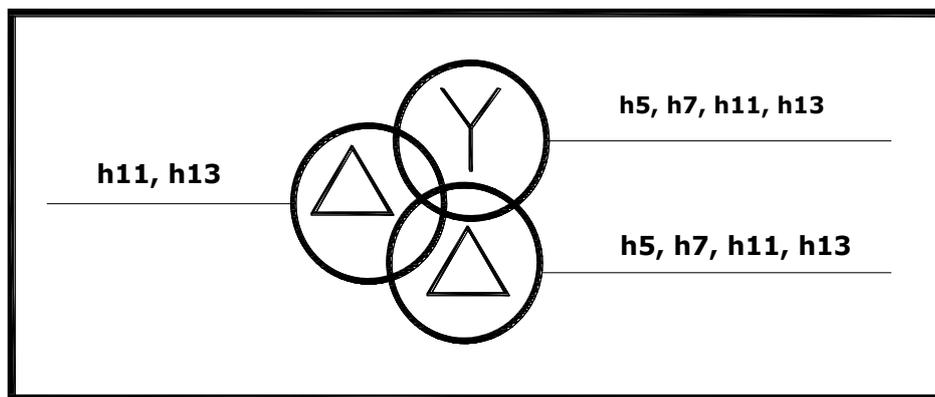


Figura 2.4 Transformador bloquea la propagación de los armónicos de 5° y 7° en la red aguas arriba.

2.1.5. INSTALACIÓN DE REACTORES.

Cuando se alimentan variadores de velocidad, es posible atenuar la corriente instalando inductancias. Al aumentar la impedancia del circuito de alimentación, la circulación de armónicos se limita.

La instalación de inductancias anti-armónicas en las baterías de condensadores aumenta la impedancia de la combinación reactor/condensador para los armónicos de gran orden.

De esta forma se evita la resonancia y se protege a los condensadores.

2.2. SOLUCIONES CUANDO LOS VALORES LÍMITES SON SUPERADOS FILTRADO DE ARMÓNICOS.³³

2.2.1. FILTROS PASIVOS.

Los filtros pasivos basan su funcionamiento en proporcionar a las corrientes armónicas un camino de una impedancia mucho menor que la red exterior, actuando como sumidero de las mismas. Están formados por componentes pasivos (resistencias, condensadores y reactancias), empleándose principalmente tres tipos: filtro tipo LC paralelo, filtro pasa-alto (LCR o LR), combinación de filtros.³⁴

El filtro pasivo de potencia es un sistema que ha sido utilizado en la industria con el objetivo de disminuir las perturbaciones en las redes eléctricas, se puede utilizar el filtro pasivo de dos formas ya sea reduciendo la circulación de la perturbación que genera la carga no-lineal en dirección de la fuente, o reduciendo la circulación de la perturbación desde la fuente hacia la carga en el caso de que la fuente ya posea problemas con la calidad de su energía.

Además este sistema puede proveer a la red eléctrica toda o parte de la potencia reactiva que éste necesita.

El filtro pasivo de potencia se caracteriza por estar compuesto de elementos pasivos, pudiendo ser éstos arreglos diferentes combinaciones de tipo inductivo y capacitivo dependiendo de la necesidad.

³³ GONZALES Jorge Andrés & ROMERO Fabián Vicente, “Diseño Construcción e Implementación de un filtro de baja tensión para el mejoramiento de la Calidad Eléctrica del suministro Eléctrico, tesis de Ingeniería en Electrónica, Universidad Politécnica Salesiana Sedes Cuenca, 2008.”

³⁴ BELVER Inmaculada Zamora & STADIER Valentín Macho, Distorsión Armónica producida por Convertidores Estáticos, 1ra Edición, España, Año 2005, Pág. 70

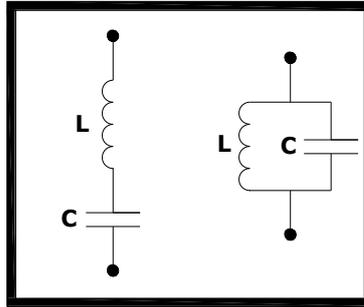


Figura. 2.5 Posibles combinaciones de elementos pasivos que pueden formar parte de un arreglo de un filtro pasivo.

Cada arreglo de filtro pasivo de potencia puede poseer más de una rama de elementos pasivos ya que cada rama es sintonizada para suprimir la distorsión que ocasiona un solo armónico.

Y como ya es sabido cuando los elementos capacitivos e inductivos pertenecen a un sistema eléctrico que trabaja con energía alterna estos presentan una impedancia particular al paso de la corriente en función de la frecuencia de la misma, esta impedancia se la conoce como reactancia.

a. Tipos de filtros pasivos de potencia.

Dependiendo del tipo de distorsión armónica que se presente en nuestra red eléctrica ya sea si necesitamos suprimir los armónicos que genera alguna carga no - lineal para que la distorsión armónica que se encuentran ya en el voltaje de la fuente, no afecte a las cargas que se necesitan conectar en la red eléctrica, poseemos dos configuraciones de filtro pasivo de potencia que nos ayudan a suprimir estos problemas.

De acuerdo a la configuración del filtro y su aplicación. El filtro pasivo puede ser clasificado en dos tipos de acuerdo al propósito particular.

- Filtros Serie.
- Filtros Shunt o paralelo.

a.1 Filtros pasivos de potencia serie.

Se lo denomina filtro serie ya que la implementación en el circuito se lo realiza en serie a la carga no - lineal.

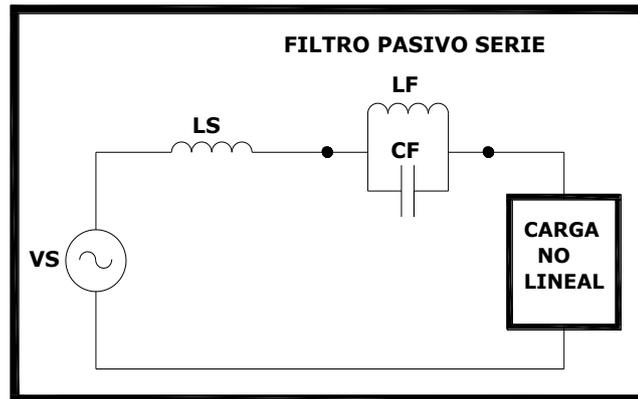


Figura. 2.6 Circuito monofásico con la implementación de un filtro pasivo de potencia en serie.

La estructura de una rama del filtro serie consta de un elemento inductivo y un elemento capacitivo ambos conectados en paralelo.

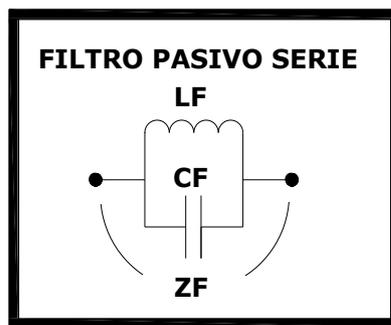


Figura. 2.7 Arreglo de una sola rama de un filtro pasivo de potencia en serie.

El arreglo de la Figura 2.7 presenta una impedancia Z_F en sus terminales la cual está dada por la ecuación:

$$Z_F = \frac{jX_{LF} * jX_{CF}}{jX_{LF} + jX_{CF}} \quad [\text{Ec. 2.1}]$$

Si el denominador de la ecuación es igualada a 0 el filtro presentaría en sus terminales un valor de impedancia infinito, de esta forma podemos calcular nuestro filtro para que se comporte como un circuito abierto para la señal que tenga la frecuencia que iguale al denominador a 0 evitando así el paso de la perturbación, [Ec. 2.2].

$$jX_{LF} + jX_{CF} = 0 \quad [\text{Ec. 2.2}]$$

De aquí llegamos a la ecuación para encontrar la frecuencia que hará resonar al filtro, para el caso del circuito LC paralelo resonará presentando una resistencia infinita en sus terminales, [Ec. 2.3].

$$\omega_h = 2 * \pi * f * h = \frac{1}{\sqrt{L * C}} \quad [\text{Ec. 2.3}]$$

De esta forma el filtro serie evita el paso de la señal que esté compuesta por la frecuencia a la que el filtro se encuentre sintonizado, disminuyendo la circulación de la perturbación de la señal que se encuentra en la fuente hasta la carga.

a.2 Filtro pasivo de potencia paralelo o sintonizado.

Es un filtro que está sintonizado a una única frecuencia, estando formado por una reactancia en serie con un banco de condensadores. Esta es la configuración de menor coste, pero exige una selección cuidadosa del valor de la reactancia, al objeto de no desplazar la resonancia del sistema hacia un armónico particular.³⁵

Se lo denomina filtro paralelo ya que la implementación en el circuito se lo realiza en paralelo con la carga no-lineal.

³⁵ BELVER Inmaculada Zamora & STADIER Valentín Macho, Distorsión Armónica producida por Convertidores Estáticos, 1ra Edición, España, Año 2005, Pág. 70

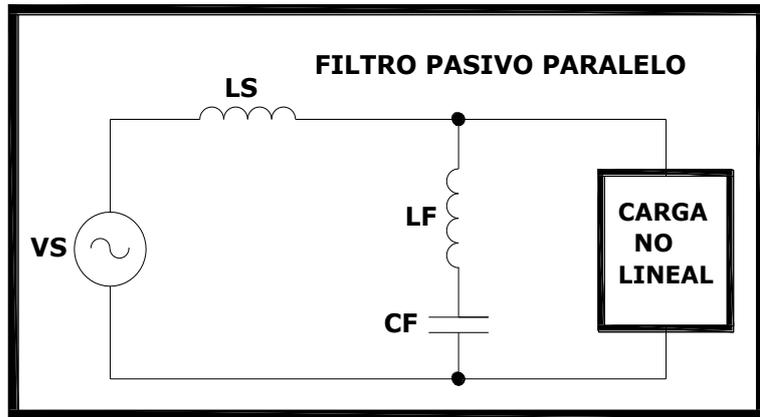


Figura. 2.8 Circuito monofásico con la implementación de un filtro pasivo de potencia en paralelo.

La estructura de una rama del filtro Shunt paralelo consta de un elemento inductivo y un elemento capacitivo ambos conectados en serie.

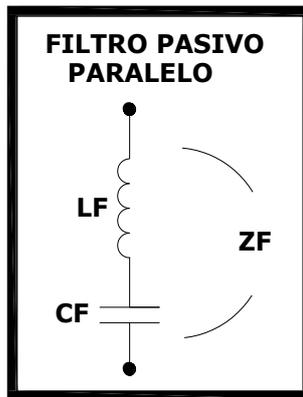


Figura 2.9 Arreglo de una sola rama de un filtro pasivo de potencia en paralelo.

El filtro Shunt paralelo presenta una impedancia Z_F en sus terminales la cual está dada por la ecuación:

$$Z_F = jX_{LF} + jX_{CF} \quad [\text{Ec. 2.4}]$$

Como el objetivo del filtro Shunt paralelo es servir como un camino de descarga hacia tierra para las señales armónicas la impedancia total del filtro debería ser 0, así tenemos la ecuación:

$$jX_{LF} = jX_{CF} \quad [\text{Ec. 2.5}]$$

De aquí llegamos a la ecuación para encontrar la frecuencia que hará resonar al filtro, para el caso del circuito LC serie resonará presentando una resistencia mínima en sus terminales [Ec. 2.6].

$$\omega_h = 2 * \pi * f * h = \frac{1}{\sqrt{L * C}} \quad [\text{Ec. 2.6}]$$

Este filtro a la frecuencia de sintonía (resonancia) la impedancia del filtro es mínimo.

a.3 Filtro pasivo pasa-alto.³⁶

Con la sección paso-alto del filtro se pretende crear un camino de baja impedancia para las componentes armónicas de corriente, cuya frecuencia es elevada.

A continuación se detallan las configuraciones del filtro pasa-alto:

a.3.1 Filtro de Primer orden.

El filtro de **primer orden** no se utiliza normalmente, porque requiere un condensador grande y tiene pérdidas excesivas a la frecuencia fundamental.

La estructura de una rama del filtro paso-alto de primer orden consta de un elemento capacitivo en serie con una resistencia.

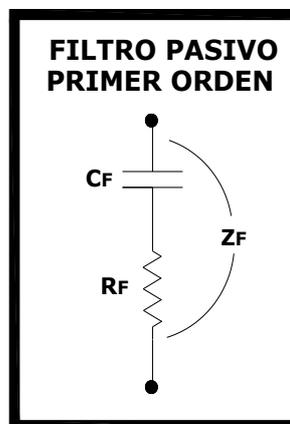


Figura 2.10 Arreglo de una sola rama de un filtro pasivo de primer orden.

El filtro **pasa-alto de primer orden** presenta una impedancia Z_F en sus terminales la cual está dada por la ecuación:

$$Z_F = R_F + jX_{CF} \quad [\text{Ec. 2.7}]$$

³⁶ www.donsion.org/calidad/cc9/C9-2.pdf

a.3.2 Filtro de Segundo orden (LCR).

El filtro de segundo orden ofrece el mejor filtrado, pero sus pérdidas a la frecuencia fundamental son superiores a la del filtro de tercer orden.

Se emplea cuando las limitaciones en la emisión de armónicos son más exigentes. Dado que deben ser capaces de soportar el paso de la corriente de todos los armónicos por encima de la frecuencia a la cual se sintonizan, requieren un dimensionamiento elevado de los equipos.³⁷

Es efectivo para filtrar una frecuencia específica y todas las demás por encima de esta. Es conveniente para una sintonía en el séptimo u onceava armónica o mayores.

La selección de la resistencia puede ajustarse para amortiguar resonancias paralelo de bajo orden. La resistencia a la frecuencia fundamental puede ser considerable.

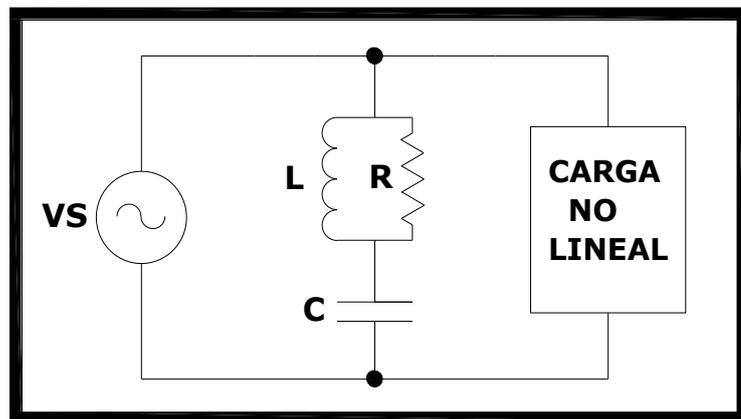


Figura 2.11 Circuito monofásico con la implementación de un filtro pasivo de potencia pasa-alto (LCR).

³⁷ BELVER Inmaculada Zamora & STADIER Valentín Macho, Distorsión Armónica producida por Convertidores Estáticos, 1ra Edición, España, Año 2005, Pág. 70

Este filtro, al igual que el sintonizado simple, se sintoniza a alguna frecuencia específica; pero debido a que posee una característica amortiguada producto de la resistencia en paralelo con la inductancia, presenta una baja impedancia para la frecuencia de sintonía y superiores a ésta.

O sea que, absorbe corrientes armónicas si existen de frecuencias desde la de sintonía en adelante. Para frecuencias menores a la sintonía, el filtro presenta impedancias altas.

La estructura de una rama del filtro paso alto (LCR) consta de un elemento inductivo en paralelo con una resistencia y de un elemento capacitivo ambos conectados en serie.

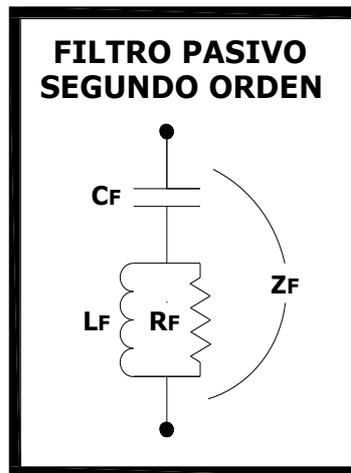


Figura 2.12 Arreglo de una sola rama de un filtro pasivo de segundo orden (LCR).

El filtro **pasa alto (LCR)** presenta una impedancia Z_F en sus terminales la cual está dada por la ecuación.

$$Z_F = jX_{CF} + \left(\frac{1}{R_F} + \frac{1}{jX_{LF}} \right)^{-1} \quad [\text{Ec. 2.8}]$$

a.3.3 Filtro de Tercer Orden.

El filtro de **tercer orden** reduce las pérdidas, debido al aumento de su impedancia a la frecuencia fundamental por la presencia del condensador C2F; el valor nominal de este condensador es muy reducido en comparación con el de C1F.

La estructura de una rama del filtro paso-alto de tercer orden consta de la siguiente manera.

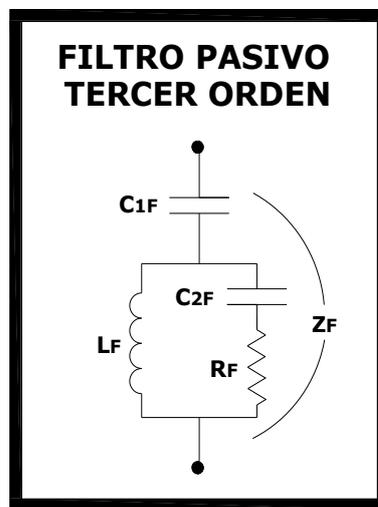


Figura 2.13 Arreglo de una sola rama de un filtro pasivo de tercer orden.

El filtro **pasa alto de tercer orden** presenta una impedancia ZF en sus terminales la cual está dada por la ecuación:

$$Z_F = jX_{C1F} + \left(\frac{1}{R_F + jX_{C2F}} + \frac{1}{jX_{LF}} \right)^{-1} \quad [\text{Ec. 2.9}]$$

a.3.4 Filtro tipo C.

Las características del **filtro tipo-C** se encuentran entre las de los filtros de segundo y tercer orden. Su principal ventaja es una considerable reducción de las pérdidas debido a que C2 y L están sintonizados en serie a la frecuencia fundamental y R cortocircuitada; como consecuencia, este filtro es más susceptible a desviaciones de la frecuencia y de los valores de los componentes.

Tiene características similares al filtro pasa-altas, con la ventaja de que el resistor no consume potencia a la frecuencia fundamental. Se utiliza donde se requiere un amortiguamiento considerable en filtros sintonizados al 5to armónico o por debajo de este. Se emplea a menudo en aplicaciones de hornos de arco eléctrico o ciclo convertidores, para impedir la amplificación de armónicos de bajo orden y armónicos no enteros³⁸

La estructura de una rama del filtro tipo C consta de la siguiente manera.

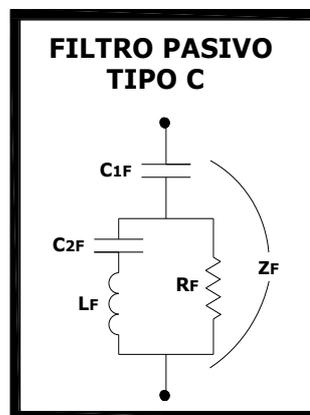


Figura 2.14 Arreglo de una sola rama de un filtro pasivo tipo C.

El filtro **tipo C** presenta una impedancia Z_F en sus terminales la cual está dada por la ecuación:

$$Z_F = jX_{C1F} + \left(\frac{1}{R_F} + \frac{1}{(jX_{LF} + jX_{C2F})} \right)^{-1} \quad [\text{Ec. 2.10}]$$

³⁸ SAQUILMER Mendoza Luis, “Análisis técnico y económico de sobretensiones por resonancia armónica en instalaciones Industriales”, Tesis de Ingeniería Eléctrica, Universidad de San Carlos de Guatemala, 2007.

a.3.5 Combinación de filtros.

En las cuales los armónicos de menor orden se cancelan con filtros LC individuales, y los de orden más elevado con un filtro LCR.

A estos filtros deben añadirse aquellos en los cuales el rectificador incorpora una reactancia serie a la entrada del mismo.

En este caso los filtros empleados son filtros LC o LCL, en los cuales la inductancia L no está ya en paralelo con la red, sino en serie con ésta.

El tipo LCL da lugar a una reducción mayor de armónicos con un dimensionamiento algo menor de los componentes L y C de este tipo de filtros.

En general puede decirse que este método de reducción de armónicos, que permite compensar los consumos de energía reactiva en la instalación, reduce los armónicos de una forma eficaz, en especial los de orden alto, pero son muy voluminosos. Pueden presentar problemas de resonancia, que dependen en gran medida de la impedancia de la red, que suele ser desconocida o variar.

b. Factor de calidad de los filtros pasivos más utilizados.

El factor de calidad es una medida de la agudez de la sintonización del filtro, o sea el ancho de banda del filtro.

b.1 Factor de calidad de un filtro pasivo paralelo.

El factor de calidad de un filtro pasivo paralelo está dado por la ecuación:

$$Q = \frac{h * X_{LF}}{Ri} \quad [\text{Ec. 2.11}]$$

Donde:

Q = Factor de calidad del filtro paralelo.

h = Armónica h.

X_{LF} = Reactancia inductiva de la bobina [ohms].

R_i = Resistencia interna de la bobina [ohms].

El factor de calidad del filtro es alto [30 - 60] y hace que la característica de impedancia sea más o menos estrecha o abrupta.³⁹

Se recomienda que Q tenga un valor entre 50-150 para obtener un mejor ancho de banda.

b.2 Factor de calidad de un filtro pasa - alto.

El factor de calidad de para un filtro pasa - alto está dado por la ecuación:

$$Q = \frac{R}{L * 2 * \pi * f_h} \quad [\text{Ec. 2.12}]$$

Donde:

Q = Factor de calidad del filtro pasa – alto.

L = Inductancia de la bobina [mH].

f_h = Frecuencia a la armónica h [Hz].

R = Resistencia conectada en paralelo a la bobina [ohms].

El factor de calidad de este filtro es bajo (0.5-5).⁴⁰

³⁹ Compensación del Factor de Potencia y Control de Armónicas en Redes Industriales.

⁴⁰ USTARIZ Armando & ORDOÑEZ Plata Gabriel, “Criterios de Selección, Ubicación y Diseño de Filtros Pasivos para la Atenuación de Armónicos en Sistemas de Distribución”, Ingeniería Eléctrica, Universidad Industrial de Santander.

c. Problemas del filtro pasivo de potencia.

Uno de los mayores problemas de los filtros es que se produzca la desintonía de éstos. Los cuatro eventos más comunes que pueden dar como resultado una desintonización del filtro son:

- Deterioro de los condensadores, lo cual disminuye la capacitancia total y con esto aumenta la frecuencia a la cual el filtro fue sintonizado.
- Tolerancia de fabricación tanto en el reactor como en los condensadores.
- Variación de temperatura.
- Variación en el sistema.

Típicamente, los filtros se sintonizan aproximadamente entre un 3% y un 10% por debajo de la frecuencia deseada. Esto para tener la opción de una buena operación del filtro en un rango mayor de tiempo de vida útil.

De los cuatro eventos mencionados anteriormente los tres primeros tienen que ver con variaciones propias de los elementos constitutivos de los filtros, mientras que el último depende de las variaciones del equivalente del sistema.

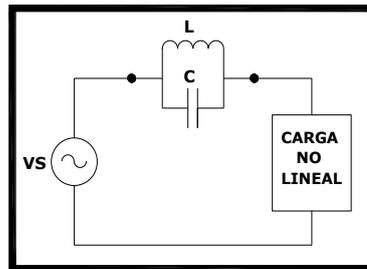
El filtro pasivo no se adapta al circuito si la carga no-lineal cambiara su comportamiento, produciéndose ineficiencias en la supresión de las corrientes armónicas.

El comportamiento del filtro pasivo es afectado por la impedancia de la fuente, la que cambia al variar la topología de la red, esto ocasiona cambios en la frecuencia de resonancia del filtro y hasta problemas ocasionando que el filtro se sintonice a 60Hz, [Ec. 2.13].

$$f = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{(L_S + L_F) * C}} \quad [\text{Ec. 2.13}]$$

d. Ventajas y desventajas de los filtros pasivo de potencia.⁴¹

d.1 Filtro pasivo serie.



d.1.1 Frecuencias Armónicas filtradas de los filtros pasivos de potencia Serie.

- Frecuencia sintonizada específica. Ejemplo: 3ra armónica, 5ta armónica

d.1.2 Ventajas de los filtros pasivos de potencia Serie.

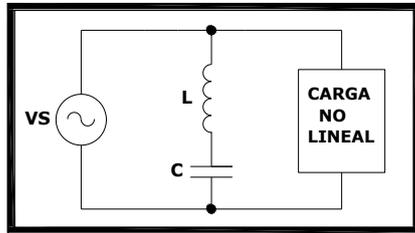
- Alta impedancia a la frecuencia sintonizada.
- Popular en aplicaciones monofásicas para eliminar el 3er armónico.
- No introduce ninguna resonancia al sistema.
- No importa armónicos de otras fuentes.
- No requiere análisis exhaustivo del sistema de potencia existente.
- Mejora el factor de potencia de desplazamiento.
- Mejora el verdadero factor de potencia.

d.1.3 Desventajas de los filtros pasivos de potencia Serie.

- Debería filtrar todo el contenido del armónico filtrado.
- Poco efectivo para otras frecuencias armónicas no tratadas.
- Para cargas no-lineales solamente.

⁴¹ FUENTE: Jaigua Chistian “Calidad de Energía Eléctrica”.

d.2 Filtro pasivo paralelo (sintonizado).



d.2.1 Frecuencias Armónicas filtradas de los filtros pasivos de potencia Paralelo.

- Frecuencia sintonizada específica. Ejemplo: 5ta armónica, 7ma armónica, 11va armónica.

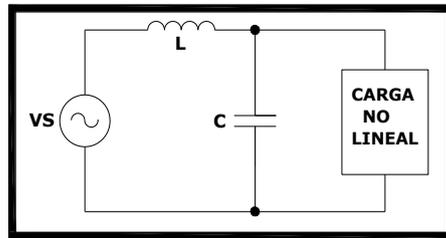
d.2.2 Ventajas de los filtros pasivos de potencia Paralelo.

- Baja impedancia a la frecuencia sintonizada.
- Una componente armónica es introducida a esta red específica en vez de a la fuente de AC.
- Muy efectivo para la frecuencia sintonizada específica.
- Únicamente filtra una corriente armónica, no la corriente de plena carga.
- Mejora el factor de potencia de desplazamiento.
- Mejora el verdadero factor de potencia.

d.2.3 Desventajas de los filtros pasivos de potencia Paralelo.

- Un filtro para cada frecuencia o corriente Armónica.
- Puede provocar una resonancia en el sistema.
- Puede importar armónicos de otras cargas no-lineales.
- Se requiere de un análisis exhaustivo del sistema para implementarlos.

d.3 Filtro pasa-bajos (banda ancha).



d.3.1 Frecuencias Armónicas filtradas de los filtros pasivos de Pasa-Bajos.

- Todas las frecuencias por encima de la frecuencia de resonancia

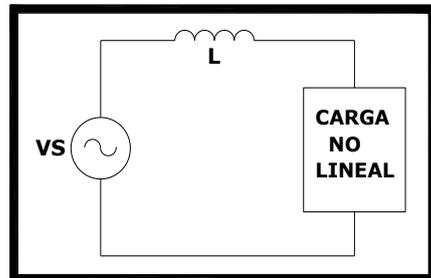
d.3.2 Ventajas de los filtros pasivos de potencia Pasa-Bajos.

- Minimiza todas las frecuencias armónicas.
- Los armónicos se introducen en esta red en vez de la fuente de AC.
- No introduce resonancia alguna al sistema.
- No importa armónicos de otras fuentes de armónicos.
- No requiere análisis exhaustivo del sistema de potencia existente.
- Mejora el verdadero factor de potencia.

d.3.3 Desventajas de los filtros pasivos de potencia Pasa-Bajos.

- Debería filtrar todo el contenido del armónico filtrado.
- Para cargas no-lineales, solamente.

d.4 Filtro serie (reactor de línea).



d.4.1 Frecuencias Armónicas filtradas por el reactor de línea.

- Todas las frecuencias armónicas.

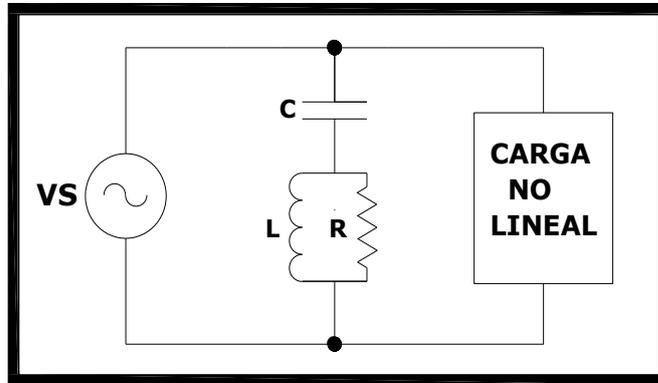
d.4.2 Ventajas del reactor de línea.

- Bajo costo.
- Mejora el verdadero factor de potencia.
- Tamaño pequeño.
- No importarán armónicos de otras cargas no-lineales.
- No crearán resonancia al sistema.
- Protección contra perturbaciones del sistema de potencia.

d.4.3 Desventajas del reactor de línea.

- Debería filtrar todo el contenido de los armónicos filtrados.
- Puede únicamente mejorar la distorsión armónica de corriente al 30% o 40% a lo más.
- Reduce un poco el factor de potencia de desplazamiento.

d.5 Filtro pasa - alto (LCR).



d.5.1 Frecuencias Armónicas filtradas por el filtro pasa - alto.

- Todas las frecuencias por encima de la frecuencia de sintonización.

d.5.2 Ventajas del filtro pasa- alto.

- Atenúa un amplio espectro de frecuencias armónicas de acuerdo a la elección del valor de la resistencia, sin la necesidad de subdivisión en ramas paralelas.
- Es muy robusto frente a problemas de pérdida de sintonía comparada con el filtro sintonizado simple.

d.5.3 Desventajas del filtro pasa- alto.

- Origina una frecuencia de resonancia paralela al interactuar con la red.
- Las pérdidas en la resistencia y en el inductor son generalmente altas.
- Para alcanzar un nivel similar de filtrado (de una armónica específica), que el sintonizado simple, el filtro pasa-altos necesita ser diseñado para una mayor potencia reactiva.

2.2.2. FILTROS ACTIVOS.

Para contrarrestar una situación de una mayor contaminación de la red eléctrica se puede utilizar un sistema más eficiente que los filtros pasivos, un sistema muy efectivo utilizado cada vez más en la actualidad es el Filtro Activo de Potencia, el mismo que en los últimos años ha tenido un gran desarrollo.

El Filtro Activo de Potencia es un sistema compuesto por un generador de señales eléctricas comúnmente conocido como inversor, además forma parte del sistema un control electrónico que se encarga de indicar al inversor que forma de onda debe generar.

Los filtros activos consisten en cancelar las corrientes armónicas generadas en la carga mediante la inyección de las mismas corrientes armónicas pero en contrafase, de modo que queden anuladas. El convertidor tiene la forma de un inversor que conecta la red de corriente alterna con un sistema de almacenamiento de energía situado en el lado de corriente continua. Este sistema de almacenamiento debe ser capaz de absorber o suministrar el contenido de corriente armónica que precise en cada momento. El elemento almacenador de energía, puede ser un condensador o una inductancia.

Estos filtros permiten reducir el contenido en armónicos, mejorar el factor de potencia, permite el funcionamiento estable a pesar de la variación de la impedancia de la red, así como una variación rápida si cambia el orden o magnitud de los armónicos. Su desventaja principal es su mayor coste, y que las corrientes producidas pueden circular por otros componentes del sistema.

El propósito de un filtro activo es el de reducir los problemas de forma que la corriente que circule por la red eléctrica sea senoidal y que la tensión aplicada a las cargas también lo sea, mejorándose así la eficiencia del sistema eléctrico aguas arriba del punto de conexión del compensador figura 2.15.

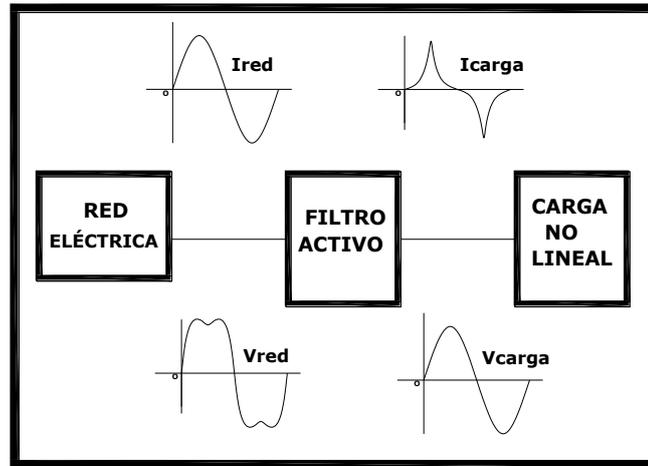


Figura 2.15 Representación de la operación de un filtro activo de potencia.

a. Tipos de filtros activos de potencia.

Al igual que los filtros pasivos los filtros activos también se pueden clasificar en filtros activos serie y filtros activos paralelo, figura 2.16.

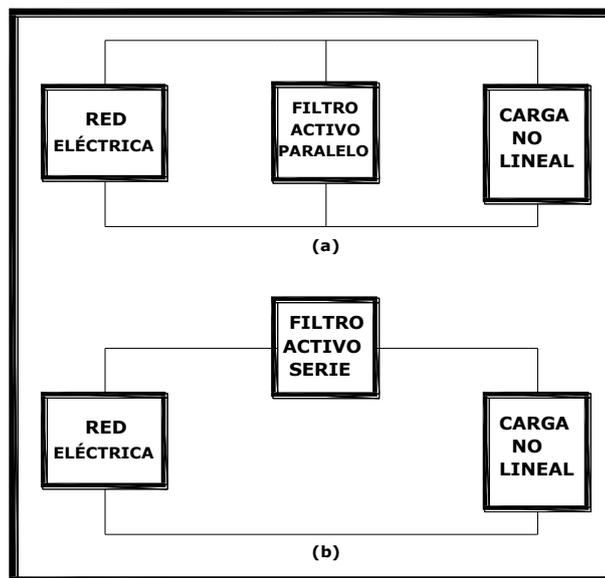


Figura 2.16

- (a) Bosquejo de la conexión de un filtro activo de potencia paralelo.
- (b) Bosquejo de la conexión de un filtro activo de potencia serie.

a.1 Filtros activos de potencia serie.

Cuando en nuestra red eléctrica el voltaje está muy distorsionado causado por componentes armónicas lo recomendable es utilizar un filtro activo de tipo serie el cual compensará la red a la fuente de armónicos entregando a la carga un voltaje únicamente con la componente fundamental figura 2.17.

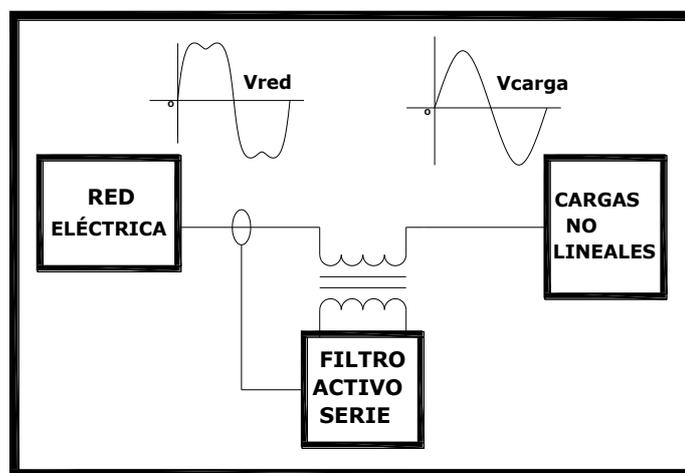


Figura 2.17 Representación gráfica de la acción de un filtro activo de potencia serie.

Éste filtro también posee la característica de bloquear el paso hacia la fuente de las corrientes armónicas que se generan en la carga.

a.2 Filtro activo de potencia paralelo.

Cuando tenemos una carga no-lineal que genera una distorsión armónica de corriente es necesario utilizar un filtro activo paralelo, figura 2.18.

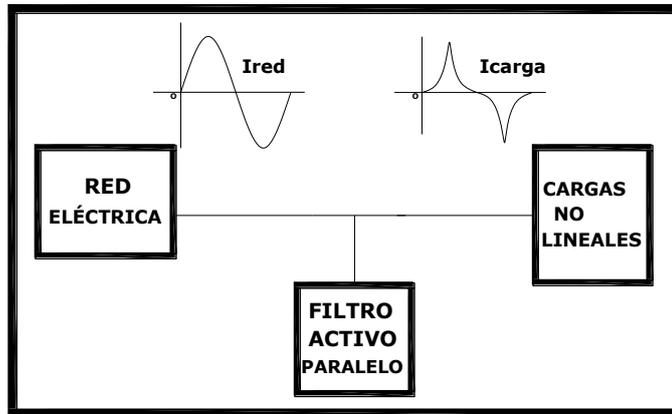


Figura 2.18 Representación gráfica de la acción de un filtro activo de potencia paralelo.

Un sistema de filtro activo paralelo puede ser modelado como una fuente de corriente controlada que suministra una intensidad de compensación en paralelo con la carga.

Este tipo de filtro paralelo posee una etapa de control que toma una referencia de la intensidad no eficiente que es generada por la carga no-lineal, esta señal de referencia es procesada inmediatamente para que controle un circuito de potencia que genere las corrientes de compensación, figura 2.19.

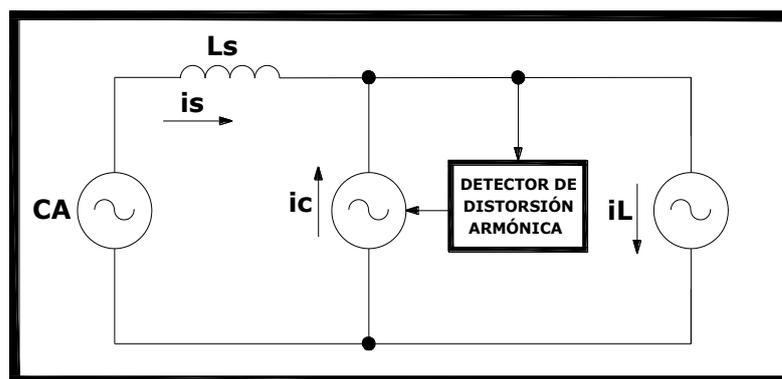


Figura 2.19 Configuración eléctrica de un filtro activo de potencia paralelo.

b. Análisis del filtro activo de potencia paralelo.

La corriente en la carga i_L puede dividirse en 2 componentes [Ec. 2.14]:

$$i_L = i_a(t) + i_b(t) \quad [\text{Ec. 2.14}]$$

Donde:

$i_a(t)$ es la componente activa y corresponde a la corriente senoidal que produce la potencia activa consumida por la carga.

Ésta corriente está en fase con la tensión y por ello tiene la expresión:

$$i_a(t) = \sqrt{2} * I_{aef} * \text{sen}(\omega t) \quad [\text{Ec. 2.15}]$$

La corriente activa se calcula en base a la potencia activa de la carga, [Ec. 2.16]:

$$I_{aef} = \frac{P}{V_{sef}} \quad [\text{Ec. 2.16}]$$

Por otra parte, $i_b(t)$ es la corriente de distorsión y representa a toda aquella componente de la corriente que no contribuye a la transferencia de energía neta hacia la carga. La situación más favorable para la red es cuando se cumple que:

$$i_s(t) = i_a(t) \quad [\text{Ec. 2.17}]$$

Ya que en este caso la red entrega solamente potencia activa, lo que significa operación con factor de potencia unitario, teniendo la corriente que circula en la carga:

$$i_L(t) = i_s(t) + i_c(t) \quad [\text{Ec. 2.18}]$$

Siendo la corriente que entrega el filtro activo de potencia igual a la corriente que de distorsión que se produce en la carga no-lineal:

$$i_c(t) = i_b(t) \quad [\text{Ec. 2.19}]$$

Cuando se cumple la relación anterior, el filtro activo inyecta la componente de distorsión de la corriente y la fuente de alimentación entrega solamente la componente activa, lo que equivale a que el conjunto del compensador más carga se comporta como una carga resistiva.

c. Ventajas de los filtros activos de potencia.

A diferencia de los filtros pasivos los filtros activos de potencia al estar compuestos por una fuente de corriente controlada pueden suministrar corrientes de cualquier amplitud, fase y frecuencia pudiendo adaptarse a las condiciones cambiantes de la carga y de la propia red eléctrica sin producir resonancia con él filtro.

2.2.3. FILTROS HÍBRIDOS.

El filtro híbrido es la combinación de un filtro pasivo y un filtro activo, ésta combinación permite reducir el tamaño y por lo tanto el costo de los filtros con parte activa manteniendo las ventajas frente a los filtros pasivos.

En general las aplicaciones de las distintas estructuras son las siguientes:

Filtros serie:

- a) Reducción de armónicos de tensión en la carga.
- b) Regulación de la tensión.
- c) Reducción del Flicker y los microcortes de tensión.

Filtros Paralelo:

- a) Reducción de los armónicos de corriente.
- b) Compensación del factor de potencia.
- c) Reducción de la corriente por el neutro.

a. Filtro híbrido serie.

Esta configuración está compuesta de un filtro activo conectado en serie con la impedancia de fuente y el filtro pasivo en paralelo con la carga.

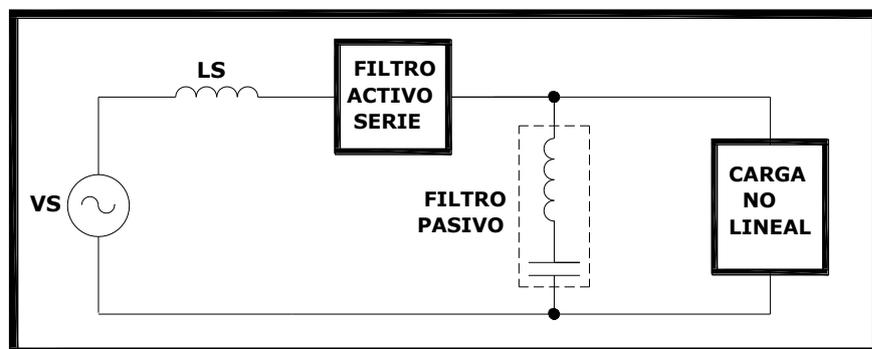


Figura 2.20 Bosquejo de conexión de un filtro híbrido de potencia serie.

b. Filtro híbrido paralelo.

La configuración de filtro híbrido paralelo consta de un filtro activo y un filtro pasivo que se conectan en serie formando el híbrido, para conectarse luego en paralelo con la carga no-lineal.

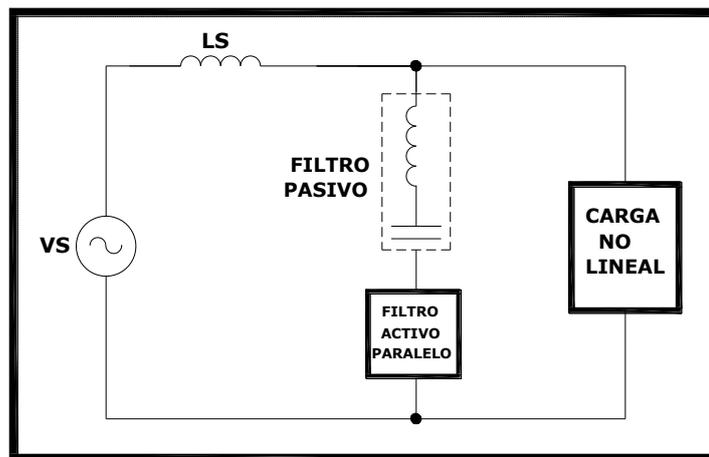


Figura 2.21 Bosquejo de conexión de un filtro híbrido de potencia paralelo.

CAPÍTULO 3

EVALUACIÓN DEL ÁREA DE LAS TIC'S Y LABORATORIOS DE LA ESPE-L.

3.1 ESTADO ACTUAL DE LOS DIAGRAMAS UNIFILARES DE LOS TRANSFORMADORES Y CENTROS DE CARGA DE LA ESPE-L.

A continuación vamos dar un breve repaso de lo que se encuentra instalado actualmente en la ESPE-L.

3.1.1 CENTROS DE TRANSFORMACIÓN.

En la Escuela Politécnica del Ejército extensión Latacunga se encuentran localizados 4 fuentes de transformación las cuales detallamos a continuación:

FUENTE	UBICACIÓN
Transformador de 75KVA DY5.	Junto al departamento de Admisión y Registro.
Transformador de 100KVA DY5.	Junto a la Sastrería y Lavadora de Autos.
Transformador de 75KVA DY5.	Centro de Producción.
Transformador de 45KVA DY5.	Lab. Brazos Robóticos.

También la ESPE-L cuenta adicionalmente con 3 acometidas directas.

FUENTE	UBICACIÓN
Acometida Trifásica ELEPCO S.A.	Auditorio (Viene de Transformador 200 KVA ELEPCO S.A.).
Acometida Trifásica ELEPCO S.A.	Laboratorio de Motores.
Acometida Monofásica ELEPCO S.A.	Bar Estudiantil.

En la figura 3.1 siguiente se muestra el mapa topológico de la Escuela, donde se encuentra los centros de transformación y las respectivas acometidas.

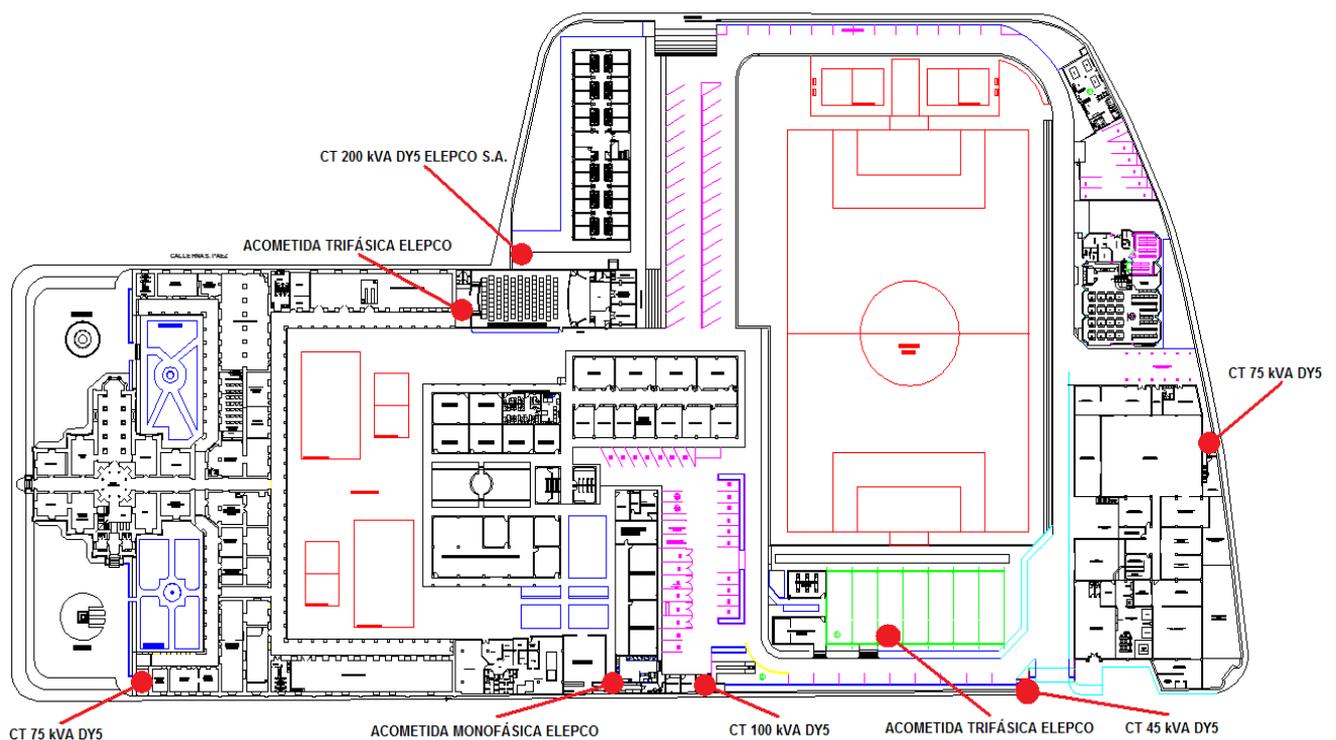


Figura 3.1 Esquema de ubicación de la fuentes de energía de la ESPE-L.

3.1.2 DIAGRAMAS UNIFILARES DE LOS CENTROS DE TRANSFORMACIÓN.

A continuación se detalla los diagramas unifilares de la ESPE-L, de los centros de transformación con su respectiva utilización en las cargas, como también se muestra las protecciones que se encuentran.

El detalle de los diagramas unifilares lo encontraremos en el Anexo A en los planos N° (1, 3, 5, 7, 9, 10, 11).⁴²

3.1.3 CENTROS DE CARGA.

Los centros de transformación y acometidas alimentan las zonas, se muestra en el plano topológico de la figura 3.2.



Figura 3.2 Distribución de cargas según las fuentes de alimentación a al ESPE-L.

⁴² CAISABANDA Walter & Lozada Carlos, Estudio de Optimización, Rediseño y simulación del Sistema Eléctrico de Potencia de la ESPE-L, Cap. 3, Pág. 37.

3.1.4 DIAGRAMAS UNIFILARES DE LOS CENTROS DE CARGA.

Los diagramas unifilares de los centros de carga se los detalles en el Anexo A en los planos N° (2, 4, 6, 8, 9, 10, 11).⁴³

3.2 ESTADO ACTUAL DE LA CALIDAD DE ENERGÍA DEL SISTEMA ELÉCTRICO DE POTENCIA DE LA ESPE-L.

Para obtener datos de calidad de energía eléctrica de la ESPE-L nos ayudaremos por medio de unos analizadores de energía eléctrica como son el AEMC 3945 y el FLUKE de la serie 430. Los cuales nos permitirán obtener informes de Tendencia muy completos para nuestro estudio de los armónicos y otros parámetros. Los mismos que se encuentran en el Anexo B.

Para realizar las respectivas mediciones el analizador de energía AEMC 3945 se instaló en cada una de las áreas involucradas por un lapso de 7 días continuos y se tomaron muestras cada 10 minutos según las normas IEEE 1159-1995.

A continuación vamos a detallar los principales datos de las mediciones realizadas en los laboratorios de la ESPE-L, cuyos análisis se hicieron en los meses de abril – junio del periodo académico abril - agosto 2010, mostrando los siguientes resultados.

3.2.1 ÁREA DE LAS TIC'S.

En esta área se encuentran ubicados los servidores y ordenadores de la ESPE-L, por lo tanto es una de las áreas críticas en donde se encuentran ubicadas las cargas no-lineales, a continuación detallaremos los siguientes datos:

⁴³ CAISABANDA Walter & Lozada Carlos, Estudio de Optimización, Rediseño y simulación del Sistema Eléctrico de Potencia de la ESPE-L, Cap. 3, pág. 39.

a. Valores nominales de corriente y voltaje en el área de TIC'S.

Tabla 3.1 Valores nominales de voltaje en el área de TIC'S.

	PROMEDIO	MÍNIMO	MÁXIMO
Voltaje (V) Fase A	119.98	113.4	124
Voltaje (V) Fase B	121.13	115.8	125.2
Voltaje (V) Fase C	121.30	115	125.3

Tabla 3.2 Valores nominales de corriente en el área de TIC'S.

	PROMEDIO	MÍNIMO	MÁXIMO
Corriente (A) Fase A	21.94	17.3	29.8
Corriente (A) Fase B	18.15	16.8	20.1
Corriente (A) Fase C	5.79	1.3	13.4

En la siguiente figura 3.3 se muestra el análisis de corriente realizado en el Área de TIC'S, y presenta el siguiente resultado.

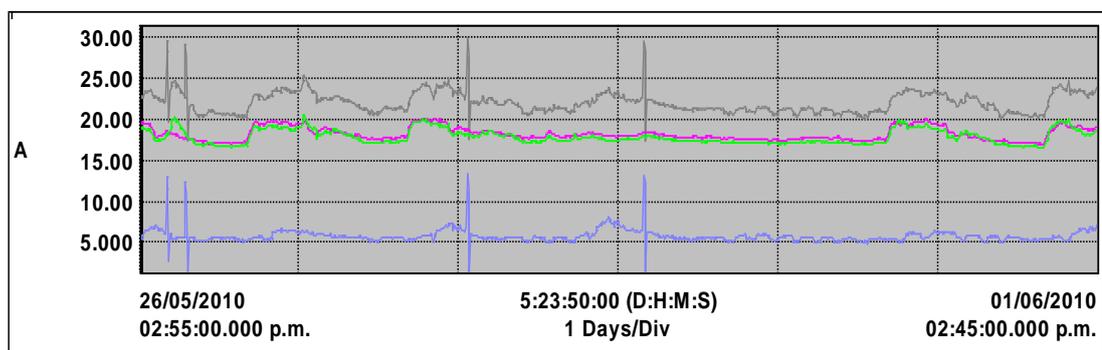


Figura 3.3 Valores de corriente eléctrica de las TIC'S durante los 7 días.

b. Valores de THDi distorsionadas en el área de las TIC'S.

Ahora detallaremos los corrientes armónicas más críticas que existen en el área en mencionada, como se puede ver en la figura 3.4 los armónicos más relevantes son la 3^{ra.} y 5^{ta.} Armónica.

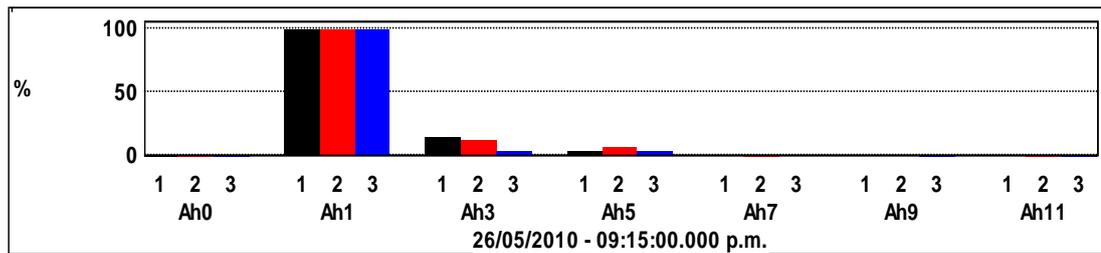


Figura 3.4 Armónicos en el área de las TIC'S.

En las tablas 3.3 y 3.4 se muestran los valores de corriente en amperios y en porcentaje de cada una de las fases del tercer y quinto armónico.

Tabla 3.3 Valores de THDi en el área de las TIC'S de cada una de las fases en amperios.

	3er Armónico (A)			5to Armónico (A)		
	<i>Prom.</i>	<i>Mín.</i>	<i>Máx.</i>	<i>Prom.</i>	<i>Mín.</i>	<i>Máx.</i>
Corriente Armónica Fase (A)	2,46	2,03	4,61	1,28	0,75	1,89
Corriente Armónica Fase (B)	2,16	2,07	2,27	1,21	1,10	1,36
Corriente Armónica Fase (C)	0,23	0,02	0,97	0,26	0,03	1,03

Tabla 3.4 Valores de THDi en el área de las TIC'S de cada una de las fases en porcentaje.

	3er Armónico (% THDi)			5to Armónico (% THDi)		
	<i>Prom.</i>	<i>Mín.</i>	<i>Máx.</i>	<i>Prom.</i>	<i>Mín.</i>	<i>Máx.</i>
Porcentaje Armónico Fase (A)	11,34	8,90	19,0	5,19	3,30	7,60
Porcentaje Armónico Fase (B)	12,07	10,80	13,0	6,75	6,30	7,40
Porcentaje Armónico Fase (C)	3,97	1,70	7,30	4,48	1,20	8,40

El THDi total de todos los armónicos se muestra en la tabla 3.5.

Tabla 3.5 THDi total en las TIC'S.

	<i>Prom.</i>	<i>Mín.</i>	<i>Máx.</i>
THDi (%) Fase (A)	13.47	10.5	19.8
THDi (%) Fase (B)	14.31	13.1	15.3
THDi (%) Fase (C)	6.42	3.7	10.7

Como observamos los datos del laboratorio *no es necesario colocar Filtros para atenuar los armónicos*, ya que existe bajo porcentaje de armónicos, el máximo porcentaje que llega es del 19.8% del THDi (Distorsión Armónica Total).

Para mayor información se muestra más detalladamente en el anexo B-1.

3.2.2 LABORATORIOS DE COMPUTACIÓN EN LA “PLANTA A”.

En el laboratorio de computación localizado en la planta “A”, es una de las áreas más críticas ya que poseen cargas no-lineales que son las PC, conexiones de redes, servidores, lámparas fluorescentes entre otras cosas, en este laboratorio encontramos los siguientes datos:

a. Valores nominales de corriente y voltaje de la “Planta A”.

Tabla 3.6 Valores nominales de voltaje en los laboratorios de Computación “Planta A”.

	PROMEDIO	MÍNIMO	MÁXIMO
Voltaje (V) Fase (A)	122.78	117.2	126.9
Voltaje (V) Fase (B)	121.29	114.7	126.2
Voltaje (V) Fase (C)	121.46	115.1	126.9

Tabla 3.7 Valores nominales de corriente en los laboratorios de Computación “Planta A”.

	PROMEDIO	MÍNIMO	MÁXIMO
Corriente (A) Fase (A)	7.021	1.1	31.2
Corriente (A) Fase (B)	8.88	0.6	47.5
Corriente (A) Fase (C)	14.48	4.1	54.5

En la siguiente figura 3.5 se muestra el análisis de corriente realizado en los laboratorios de computación “Planta A”, y presenta el siguiente resultado.

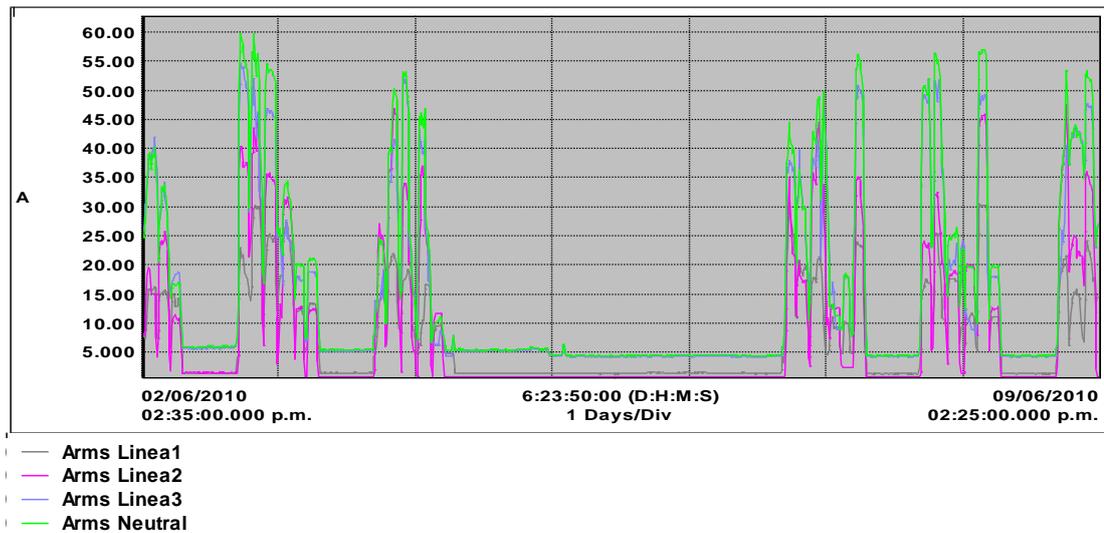


Figura 3.5 Valores de corriente en los laboratorios de computación “Planta A” durante el análisis.

b. Valores de THDi distorsionadas de la “Planta A”.

En la siguiente figura 3.6 mostramos el THDi que existen en los laboratorios de computación de la “Planta A”. Los armónicos más relevantes son la 3^{ra}. y 5^{ta}. Armónica.

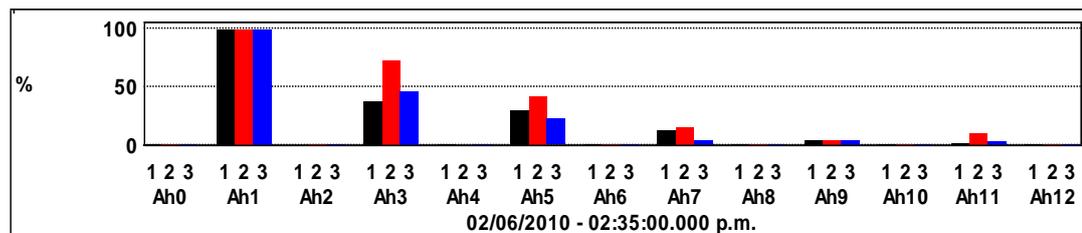


Figura 3.6 Armónicos en los laboratorios de computación “Planta A”.

En las tablas 3.8 y 3.9 se muestran los valores de corriente en amperios y en porcentaje de cada una de las fases del tercer y quinto armónico.

Tabla 3.8 Valores de THDi en los laboratorios de computación “Planta A” de cada una de las fases en amperios.

	3er Armónico (A)			5to Armónico (A)		
	<i>Prom.</i>	<i>Mín.</i>	<i>Máx.</i>	<i>Prom.</i>	<i>Mín.</i>	<i>Máx.</i>
Corriente Armónica Fase (A)	3,04	0,61	14,59	2,10	0,40	8,78
Corriente Armónica Fase (B)	4,15	0,25	22,09	2,47	0,23	11,74
Corriente Armónica Fase (C)	5,88	1,85	22,60	2,80	0,48	10,49

Tabla 3.9 Valores de THDi en los laboratorios de computación “Planta A” de cada una de las Fases en porcentaje.

	3er Armónico (% THDi)			5to Armónico (% THDi)		
	<i>Prom.</i>	<i>Min.</i>	<i>Max.</i>	<i>Prom.</i>	<i>Min.</i>	<i>Max.</i>
Porcentaje Armónico Fase (A)	67,53	20,30	87,60	53,36	15,70	77,50
Porcentaje Armónico Fase (B)	77,70	15,70	98,6	64,76	12,90	92,90
Porcentaje Armónico Fase (C)	53,12	29,30	69,4	25,63	11,70	42,30

El THDi total de todos los armónicos se muestra en la tabla 3.10.

Tabla 3.10 THDi total en los laboratorios de computación “Planta A”.

	<i>Prom.</i>	<i>Mín.</i>	<i>Máx.</i>
THDi (%) Fase (A)	98	29.4	144.4
THDi (%) Fase (B)	135.62	28.2	202.4
THDi (%) Fase (C)	61.11	32.7	82.9

Como observamos los datos del laboratorio de computación de la planta A, es necesario colocar Filtros para atenuar los armónicos en las tres Fases, ya que existe un alto porcentaje de armónicos THDi (Distorsión Armónica Total). Para mayor información se muestra más detalladamente en el anexo B-2.

3.2.3 LABORATORIOS DE COMPUTACIÓN EN LA “PLANTA B”.

Este laboratorio de computación localizado en la “Planta B” consta de varios tipos de cargas que originan armónicos como son: PC, circuitos electrónicos, entre otras cargas. Se considera también un área crítica para el origen de armónicos.

A continuación vamos a detallar algunos de los parámetros importantes.

a. Valores nominales de corriente y voltaje de la “Planta B”.

Tabla 3.11 Valores nominales de voltaje en los laboratorios de Computación “Planta B”.

	PROMEDIO	MÍNIMO	MÁXIMO
Voltaje (V) Fase (A)	122,50	120,60	127,70
Voltaje (V) Fase (B)	119,80	117,80	127,40
Voltaje (V) Fase (C)	119,30	116,30	120,60

Tabla 3.12 Valores nominales de corriente en los laboratorios de Computación “Planta B”.

	PROMEDIO	MÍNIMO	MÁXIMO
Corriente (A) Fase (A)	8,45	0,90	26,76
Corriente (A) Fase (B)	10,20	0,70	47,69
Corriente (A) Fase (C)	8,23	0,55	23,07

En la siguiente figura 3.7 se muestra los valores de corriente que se realizó durante el análisis en los laboratorios de computación, y presenta el siguiente resultado.

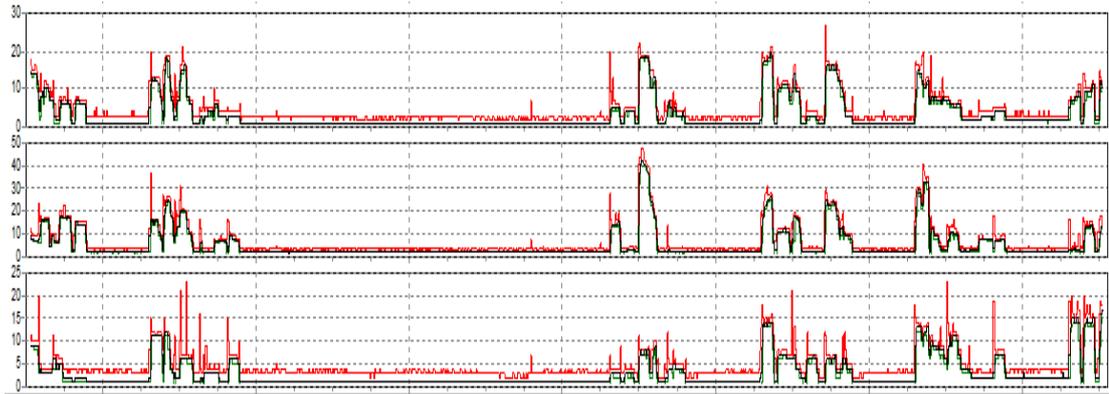


Figura 3.7 Valores de corriente en los laboratorios de computación “Planta B” durante el análisis.

b. Valores de THDi distorsionadas de la “Planta B”.

En la figura 3.8 se muestra los valores de THDi cuando se realizó en análisis a los Laboratorios en mención.

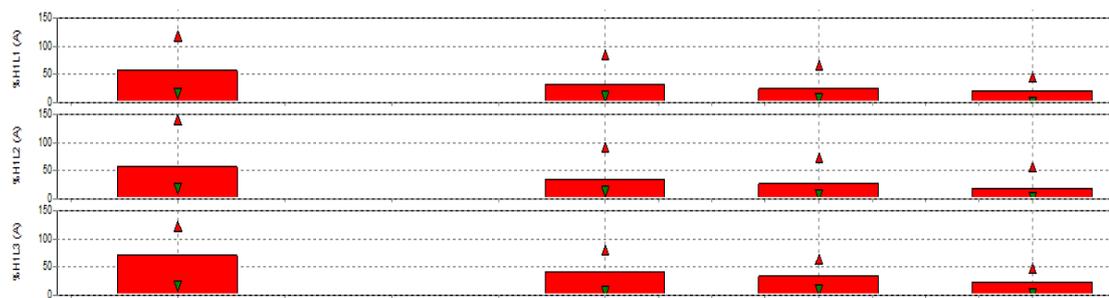


Figura 3.8 Armónicos de corriente en los laboratorios de computación “Planta B” .

En las tablas 3.13 se muestran los valores de corriente en porcentaje de cada una de las fases.

Tabla 3.13 Valores de THDi en los laboratorios de computación “Planta B” de cada una de las fases en porcentaje.

	3er Armónico (% THDi)		5to Armónico (% THDi)	
	<i>Mín.</i>	<i>Máx.</i>	<i>Mín.</i>	<i>Máx.</i>
Corriente Armónica Fase (A)	10.35	84.70	6.29	64.88
Corriente Armónica Fase (B)	14.12	91.52	6.80	73.64
Corriente Armónica Fase (C)	7.36	80.17	9.84	63.96

El THDi total de todos los armónicos se muestra en la tabla 3.14.

Tabla 3.14 THDi total en los laboratorios de computación “Planta B”.

	<i>Prom.</i>	<i>Mín.</i>	<i>Máx.</i>
% THDi Fase A	63.31	15.51	117.12
% THDi Fase B	79.63	19.10	140.17
% THDi Fase C	69.28	15.58	122.98

Analizando las figuras de cada fase determinamos *que se debe implementar los filtros en los laboratorios de computacion “Planta B”*.

Para mayor información se muestra más detalladamente en el anexo B-3.

3.2.4 LABORATORIOS DE ELECTRÓNICA Y ELÉCTRICA “PLANTA B”.

La siguiente área que se analizó son los laboratorios del segundo piso de la “Planta B”, donde se encuentran los siguientes laboratorios: Laboratorio de Hidrónica y Neutrónica, Laboratorio de accionamientos eléctricos, Laboratorio de Control Eléctrico, Laboratorio de Electrónica, Laboratorio de Circuitos Eléctricos, Laboratorio de Maquinas Eléctricas y Laboratorio de Sistemas Digitales.

Estos laboratorios son unos de los más críticos que hay en la ESPE- L ya que existe varios tipos de cargas que afectan a la calidad de energía eléctrica, poseen computadoras, motores, PLCs, Conversores, fuentes, circuitería electrónica, etc.

a. Valores nominales de corriente y voltaje de los laboratorios de Electrónica.

Tabla 3.15 Valores nominales de voltaje en los laboratorios de Electrónica y Eléctrica.

	PROMEDIO	MÍNIMO	MÁXIMO
Voltaje (V) Fase (A)	123,69	118,40	127,60
Voltaje (V) Fase (B)	123,38	116,70	126,90
Voltaje (V) Fase (C)	125,02	121,40	127,60

Tabla 3.16 Valores nominales de corriente en los laboratorios de Electrónica y Eléctrica.

	PROMEDIO	MÍNIMO	MÁXIMO
Corriente (A) Fase (A)	1,29	0,40	12,30
Corriente (A) Fase (B)	3,19	0,0	24,0
Corriente (A) Fase (C)	2,23	0,0	13,20

En la siguiente figura 3.9 se muestra los valores de corriente que se realizó durante el análisis en los laboratorios de electrónica y eléctrica, y presenta el siguiente resultado.

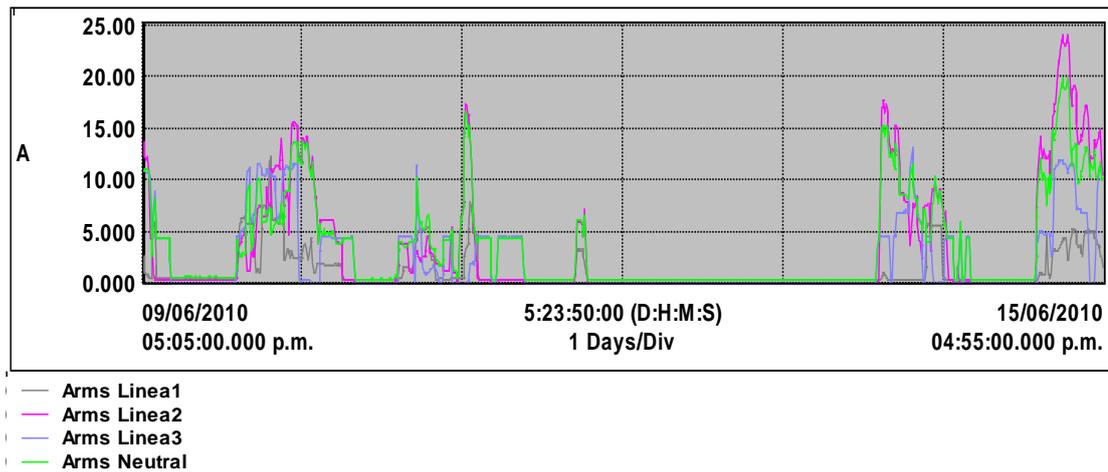


Figura 3.9 Valores de corriente en los laboratorios de Eléctrica y Electrónica "Planta B" durante el análisis.

b. Valores de THDi distorsionadas de los laboratorios de Electrónica.

Ahora detallaremos las corrientes armónicas más críticas que existen en el área mencionada, como se puede ver en la figura 3.10 los armónicos más relevantes son la 3^{ra.} y 5^{ta.} Armónica.

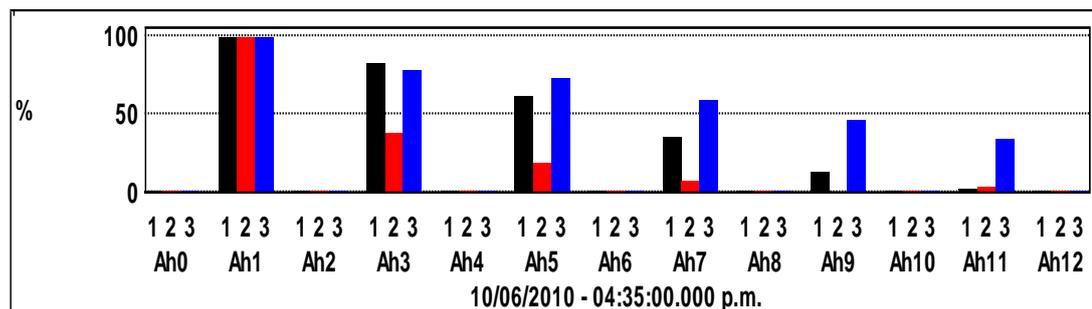


Figura 3.10 Armónicos de corriente en los laboratorios de Eléctrica y Electrónica "Planta B".

En las tablas 3.17 y 3.18 se muestran los valores de corriente en amperios y en porcentaje de cada una de las fases del tercer y quinto armónico.

Tabla 3.17 Valores de THDi en Laboratorios de Electrónica y Eléctrica en la “Planta B” de cada una de las fases en amperios.

	3er Armónico (A)			5to Armónico (A)		
	<i>Prom.</i>	<i>Mín.</i>	<i>Máx.</i>	<i>Prom.</i>	<i>Mín.</i>	<i>Máx.</i>
Corriente Armónica Fase (A)	0,48	0,16	4,42	0,36	0,12	3,0
Corriente Armónica Fase (B)	0,97	0,0	8,35	0,57	0,0	4,18
Corriente Armónica Fase (C)	0,21	0,0	1,62	0,18	0,0	1,32

Tabla 3.18 Valores de THDi en Laboratorios de Electrónica y Eléctrica en la “Planta B” de cada una de las fases en porcentaje.

	3er Armónico (% THDi)			5to Armónico (% THDi)		
	<i>Prom.</i>	<i>Mín.</i>	<i>Máx.</i>	<i>Prom.</i>	<i>Mín.</i>	<i>Máx.</i>
Porcentaje Armónico Fase (A)	78,55	9,40	92,30	63,89	7,40	81,90
Porcentaje Armónico Fase (B)	23,01	0,0	87,9	19,64	0,0	81,40
Porcentaje Armónico Fase (C)	4,68	0,0	88,0	4,24	0,0	75,40

El THDi total de todos los armónicos se muestra en la tabla 3.19

Tabla 3.19 THDi total en los laboratorios de Eléctrica y Electrónica “Planta B”.

	<i>Prom.</i>	<i>Mín.</i>	<i>Máx.</i>
THDi (%) Fase (A)	117.12	13	155.6
THDi (%) Fase (B)	38.95	0	153.1
THDi (%) Fase (C)	7.07	0	147

Como observamos los datos de los laboratorios de Electrónica y Eléctrica de la “Planta B”, *sería necesario colocar Filtros para atenuar los armónicos en las dos fases respectivamente*, ya que existe un alto porcentaje de armónicos (THDi), pero como la carga es muy “**variable**” y el consumo de corriente es poco no es necesario la implementación de los filtros.

Para mayor información se muestra más detalladamente en el anexo B-4.

3.2.5 LABORATORIO DE CNC.

En el laboratorio de CNC, se le puede tomar como una fuente de origen de Armónicos, ya que existen computadores, maquinas CNC, circuitería electrónica.

Cuando se realizó el análisis de este laboratorio dieron estos datos, que se muestran a continuación.

a. Valores nominales de corriente y voltaje del laboratorio de CNC.

Tabla 3.20 Valores nominales de voltaje en el laboratorio de CNC.

	PROMEDIO	MÍNIMO	MÁXIMO
Voltaje (V) Fase (A)	122,83	118,20	128,20
Voltaje (V) Fase (B)	123,90	118,20	127,40
Voltaje (V) Fase (C)	122,96	117,90	128,20

Tabla 3.21 Valores nominales de corriente en el laboratorio de CNC.

	PROMEDIO	MÍNIMO	MÁXIMO
Corriente (A) Fase (A)	2,18	0.30	18,50
Corriente (A) Fase (B)	1,98	0,0	16,20
Corriente (A) Fase (C)	0,96	0,0	11,30

En la siguiente figura 3.11 se muestra los valores de corriente que se realizó durante el análisis en el laboratorio de CNC, y presenta el siguiente resultado.

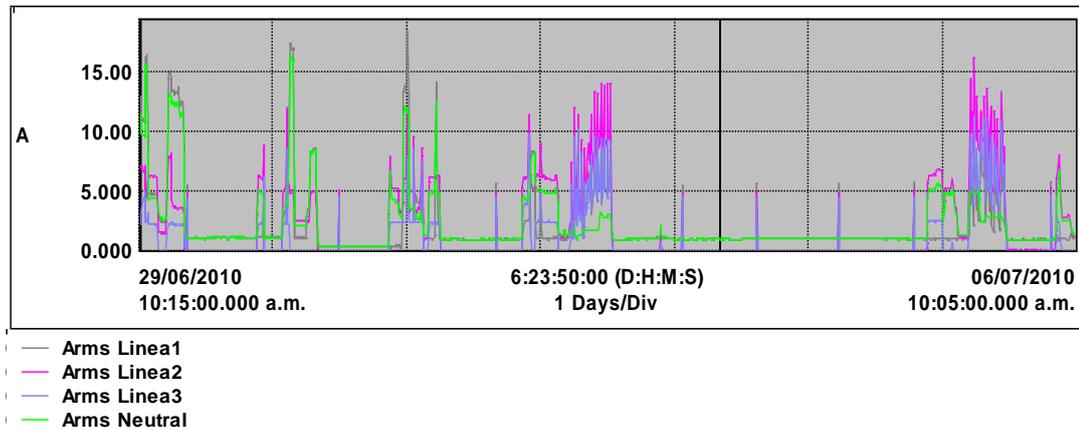


Figura 3.11 Valores de corriente en el laboratorio CNC durante el análisis

b. Valores de THDi distorsionadas del laboratorio de CNC.

Ahora detallaremos las corrientes armónicas más críticas que existen en el área mencionada, en la figura 3.12 se muestra los valores de THDi cuando se realizó el análisis.

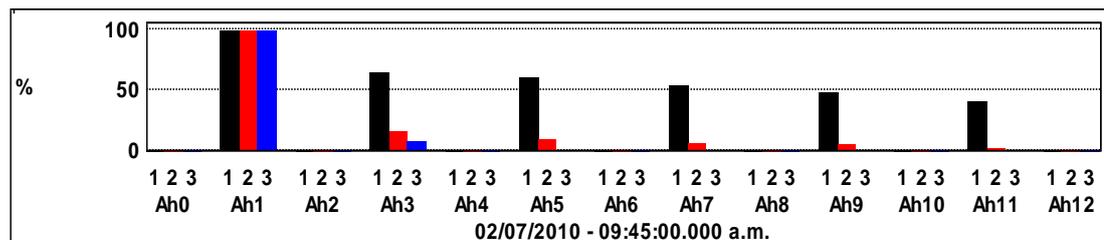


Figura 3.12 Armónicos de corriente en el laboratorio CNC

En las tablas 3.22 y 3.23 se muestran los valores de corriente en amperios y en porcentaje de cada una de las fases del tercer y quinto armónico.

Tabla 3.22 Valores de THDi en el Laboratorio de CNC de cada una de las fases en amperios.

	3er Armónico (A)			5to Armónico (A)		
	<i>Prom.</i>	<i>Mín.</i>	<i>Máx.</i>	<i>Prom.</i>	<i>Mín.</i>	<i>Máx.</i>
Corriente Armónica Fase (A)	0,88	0,06	9,16	0,70	0,06	5,48
Corriente Armónica Fase (B)	0,31	0,0	2,47	0,28	0,0	3,48
Corriente Armónica Fase (C)	0,12	0,0	3,31	0,12	0,0	3,33

Tabla 3.23 Valores de THDi en el Laboratorio de CNC de cada una de las fases en porcentaje.

	3er Armónico (% THDi)			5to Armónico (% THDi)		
	<i>Prom.</i>	<i>Mín.</i>	<i>Máx.</i>	<i>Prom.</i>	<i>Mín.</i>	<i>Máx.</i>
Porcentaje Armónico Fase (A)	55,45	14,80	83,50	49,88	10,60	68,30
Porcentaje Armónico Fase (B)	10,41	0,0	88,70	8,74	0,0	77,40
Porcentaje Armónico Fase (C)	3,39	0,0	84,40	2,70	0,0	60,50

El THDi total de todos los armónicos se muestra en la tabla 3.24.

Tabla 3.24 THDi total en el laboratorio de CNC.

	<i>Prom.</i>	<i>Mín.</i>	<i>Máx.</i>
THDi (%) Fase (A)	99.35	27	143.7
THDi (%) Fase (B)	16.79	0	170.3
THDi (%) Fase (C)	5.7	0	112.6

Como observamos los datos del laboratorio de CNC, *es necesario colocar un Filtro para atenuar los armónicos*, ya que existe un alto porcentaje de armónicos (THDi) en la fase A.

Para mayor información se muestra más detalladamente en el anexo B-5.

3.2.6 LABORATORIO DE SOLDADURA.

Este es otro de los laboratorios críticos en el origen de armónicos, ya que existen fuentes de corriente y voltaje, además circuitería electrónica.

Además este laboratorio no es muy concurrido ya que se utiliza pocas horas a la semana, por lo que se realizó el análisis en horas de clase.

Se toma en cuenta que el laboratorio posee dos cajas térmicas distribuidas para la mitad de máquinas soldadoras para cada caja, por lo que se tomo 2 muestras.

Cuando se realizó el análisis de este laboratorio dieron estos datos, que se muestran a continuación.

CAJA TÉRMICA 1.

a. Valores nominales de corriente y voltaje del lab. de soldadura “caja 1”.

Tabla 3.25 Valores nominales de voltaje en el lab. de soldadura “caja térmica 1”.

	PROMEDIO	MÍNIMO	MÁXIMO
Voltaje (V) Fase (A)	120,41	117,30	122,60
Voltaje (V) Fase (B)	118,72	114,30	121,0
Voltaje (V) Fase (C)	118,54	114,60	121,20

Tabla 3.26 Valores nominales de corriente en el lab. de soldadura “caja térmica 1”.

	PROMEDIO	MÍNIMO	MÁXIMO
Corriente (A) Fase (A)	11,38	0.0	77,70
Corriente (A) Fase (B)	20,40	11,70	84,40
Corriente (A) Fase (C)	23,49	10,20	94,10

En la siguiente figura 3.13 se muestra los valores de corriente que se realizó durante el análisis y presenta el siguiente resultado.

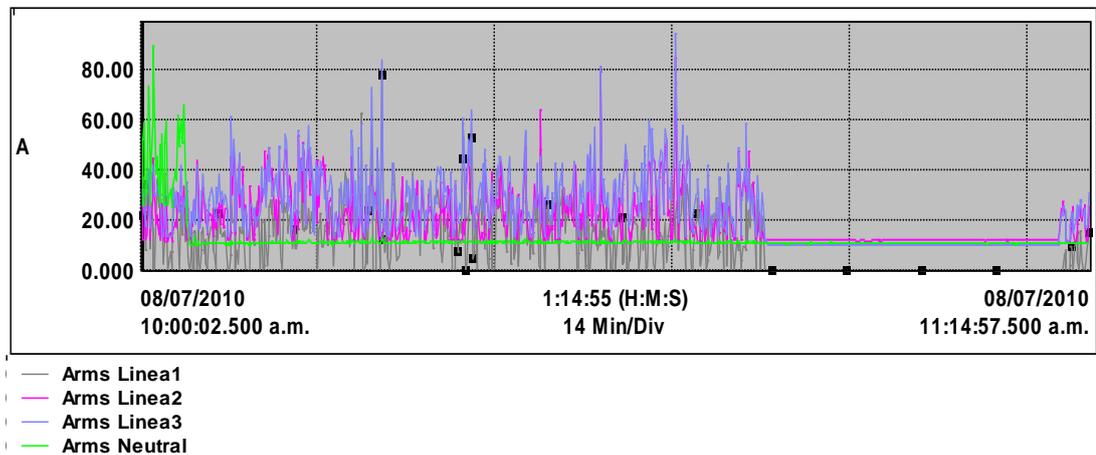


Figura 3.13 Valores de corriente en el laboratorio de soldadura “caja térmica 1”.

b. Valores de THDi distorsionadas del lab. de soldadura “caja 1”.

Ahora detallaremos los corrientes armónicas más críticas que existen en el área en mencionada, como se puede ver en la figura 3.14 los armónicos más relevantes son la 3^{ra}, 5^{ta}, 7^{ma} y 9^{na} Armónica.

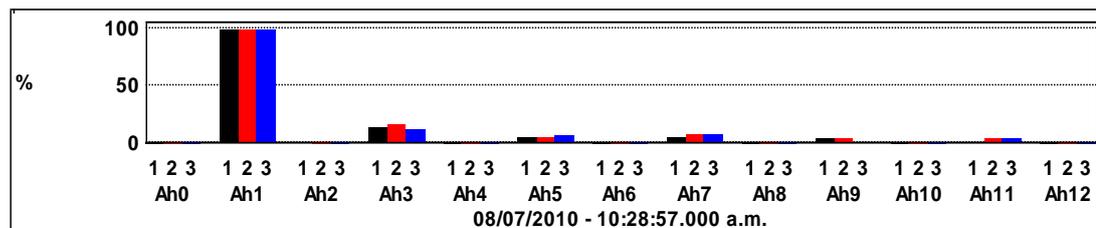


Figura 3.14 Armónicos de corriente en el laboratorio de soldadura “caja térmica 1”.

En las tablas 3.27 y 3.28 se muestran los valores de corriente en amperios y en porcentaje de cada una de las fases del tercer y quinto armónico.

Tabla 3.27 Valores de THDi en el laboratorio de soldadura de cada una de las fases en amperios “caja térmica 1”.

	3er Armónico (A)			5to Armónico (A)		
	<i>Prom.</i>	<i>Mín.</i>	<i>Máx.</i>	<i>Prom.</i>	<i>Mín.</i>	<i>Máx.</i>
Corriente Armónica Fase (A)	2,05	0,0	17,01	0,90	0,0	6,68
Corriente Armónica Fase (B)	2,76	0,27	19,41	1,17	0,19	10,52
Corriente Armónica Fase (C)	3,58	0,39	20,12	1,77	0,37	10,89

Tabla 3.28 Valores de THDi en el laboratorio de soldadura de cada una de las fases en porcentajes “caja térmica 1”.

	3er Armónico (% THDi)			5to Armónico (% THDi)		
	<i>Prom.</i>	<i>Mín.</i>	<i>Máx.</i>	<i>Prom.</i>	<i>Mín.</i>	<i>Máx.</i>
Porcentaje Armónico Fase (A)	10,12	0,0	33,90	4,56	0,0	22,10
Porcentaje Armónico Fase (B)	10,82	2,20	32,30	5,11	1,30	17,50
Porcentaje Armónico Fase (C)	14,79	2,90	34,20	8,04	3,20	19,50

Como observamos los datos del laboratorio de soldadura, *no es necesario colocar Filtros para atenuar los armónicos ya que solo se usa poco y lo principal que el THDi es bajo.*

Para mayor información se muestra más detalladamente en el anexo B-6.

CAJA TÉRMICA 2.

a. Valores nominales de corriente y voltaje del lab. de soldadura “caja 2”.

Tabla 3.29 Valores nominales de voltaje en el lab. de soldadura “caja térmica 2”.

	PROMEDIO	MÍNIMO	MÁXIMO
Voltaje (V) Fase (A)	107,48	0,0	126,40
Voltaje (V) Fase (B)	104,19	0,0	121,90
Voltaje (V) Fase (C)	102,95	0,0	121,70

Tabla 3.30 Valores nominales de corriente en el lab. de soldadura “caja térmica 2.”

	PROMEDIO	MÍNIMO	MÁXIMO
Corriente (A) Fase (A)	6,39	0.0	57,40
Corriente (A) Fase (B)	5,0	0,0	45,0
Corriente (A) Fase (C)	10,33	0,0	69,80

En la siguiente figura 3.15 se muestra los valores de corriente que se realizó durante el análisis, y presenta el siguiente resultado.

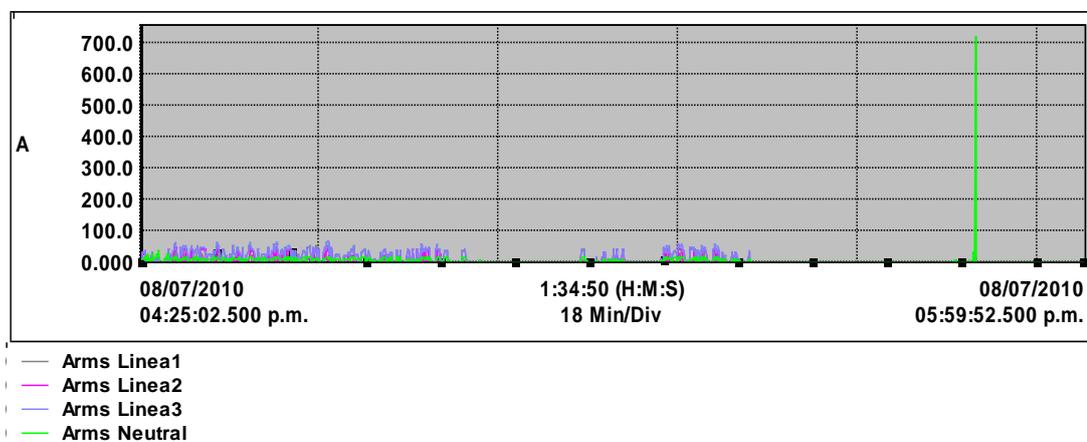


Figura 3.15 Valores de corriente en el laboratorio de soldadura “caja térmica 2”.

b. Valores de THDi distorsionadas del lab. de soldadura “caja 2”.

Ahora detallaremos los corrientes armónicas más críticas que existen en el área en mencionada, como se puede ver en la figura 3.16 los armónicos más relevantes son la 3^{ra.} y 5^{ta.} Armónica.

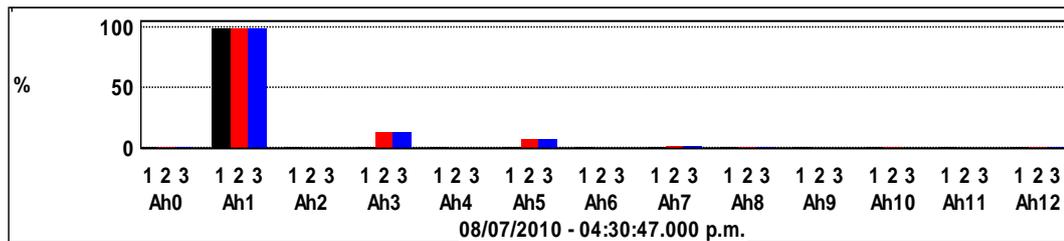


Figura 3.16 Armónicos de corriente en el laboratorio de soldadura “caja térmica 2”.

En las tablas 3.31 y 3.32 se muestran los valores de corriente en amperios y en porcentaje de cada una de las fases del tercer y quinto armónico.

Tabla 3.31 Valores de THDi en el laboratorio de soldadura de cada una de las fases en amperios “caja térmica 2”.

	3er Armónico (A)			5to Armónico (A)		
	<i>Prom.</i>	<i>Mín.</i>	<i>Máx.</i>	<i>Prom.</i>	<i>Mín.</i>	<i>Máx.</i>
Corriente Armónica Fase (A)	2,72	0,0	27,27	1,33	0,0	13,48
Corriente Armónica Fase (B)	2,05	0,0	24,12	1,28	0,0	15,55
Corriente Armónica Fase (C)	3,83	0,0	27,88	2,48	0,0	24,39

Tabla 3.32 Valores de THDi en el laboratorio de soldadura de cada una de las fases en porcentaje “caja térmica 2”.

	3er Armónico (% THDi)			5to Armónico (% THDi)		
	<i>Prom.</i>	<i>Mín.</i>	<i>Máx.</i>	<i>Prom.</i>	<i>Mín.</i>	<i>Máx.</i>
Porcentaje Armónico Fase (A)	10,97	0,0	75,10	5,25	0,0	49,40
Porcentaje Armónico Fase (B)	9,44	0,0	81,20	5,81	0,0	57,80
Porcentaje Armónico Fase (C)	14,23	0,0	76,0	8,65	0,0	51,80

Como observamos los datos del laboratorio de soldadura, *es necesario colocar Filtros para atenuar los armónico, pero como observamos solo se usa poco, además las corrientes que demandan son muy altas y para el diseño del filtro sería muy complicado.*

Para mayor información se muestra más detalladamente en el anexo B-7.

3.3 ANÁLISIS DE RESULTADOS MEDIANTE UN ANÁLISIS ESTADÍSTICO.

El análisis estadístico del estudio que se hizo en los laboratorios de la ESPE-L lo realizó el analizador de energía eléctrica que se uso, en nuestro caso se uso AEMC POWERPAD 3945, que posee la universidad.

El análisis de resultados se los pudo observar en el analizador de calidad y más detallado en los anexos correspondientes ya mencionados, en donde se encuentran todos los parámetros eléctricos de los valores máximos, mínimos y promedios de los datos requeridos para nuestro estudio, a continuación se detalla en la tabla 3.33 un resumen del THDi total de los laboratorios de la ESPE-L.

Tabla 3.33 Resumen del THDi total de los laboratorios de la ESPE-L.

Área de la TIC'S			
# de Fases	THDi Prom. (%)	THDi Mín. (%)	THDi Máx. (%)
Fase A	13.47	10.5	19.8
Fase B	14.31	13.1	15.3
Fase C	6.42	3.7	10.7
Lab. de Computación en la "Planta A"			
# de Fases	THDi Prom. (%)	THDi Mín. (%)	THDi Máx. (%)
Fase A	98	29.4	144.4
Fase B	135.62	28.2	202.4
Fase C	61.11	32.7	82.9
Lab. de Computación en la "Planta B"			
# de Fases	THDi Prom. (%)	THDi Mín. (%)	THDi Máx. (%)
Fase A	63.31	15.51	117.12
Fase B	79.63	19.10	140.17
Fase C	69.28	15.58	122.98
Lab. de Eléctrica y Electrónica "Planta B"			
# de Fases	THDi Prom. (%)	THDi Mín. (%)	THDi Máx. (%)
Fase A	117.12	13	155.6
Fase B	38.95	0	153.1
Fase C	7.07	0	147

Lab. de CNC			
# de Fases	THDi Prom. (%)	THDi Mín. (%)	THDi Máx. (%)
Fase A	99.35	27	143.7
Fase B	16.79	0	170.3
Fase C	5.70	0	112.6
Lab. de soldadura “caja 1”			
# de Fases	THDi Prom. (%)	THDi Mín. (%)	THDi Máx. (%)
Fase A	15.34	0	61.5
Fase B	19.40	9.3	52.7
Fase C	21.64	10.8	52.5
Lab. de soldadura “caja 2”			
# de Fases	THDi Prom. (%)	THDi Mín. (%)	THDi Máx. (%)
Fase A	12.89	0	97
Fase B	11.84	0	112.6
Fase C	18.15	0	94.3

3.4 DETERMINACIÓN DE ÁREAS ESTRATÉGICAS.

Después de realizar un análisis detallado de las áreas evaluadas como son los laboratorios de la ESPE-L y tomando en cuenta varios criterios, se ha determinado las áreas estratégicas para la implementación de los filtros para la atenuación de armónicos.

El detalle de la implementación de los filtros en cada una de las fases de los laboratorios se muestra en la tabla 3.34, en algunas fases no es necesario colocar filtros según el análisis que se realizó anteriormente.

Tabla 3.34 Detalle de la implementación de los filtros por cada fase.

ÁREAS ESTRATÉGICAS			
	Fase (A)	Fase (B)	Fase (C)
Lab. de CNC	Si	No	No
Lab. de Computación “Planta A”	Si	Si	Si
Lab. de Computación “Planta B”	Si	Si	Si

CAPÍTULO 4

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE FILTROS PARA ÁREAS ESTRATÉGICAS.

4.1. CRITERIOS Y CONSIDERACIONES PARA EL DISEÑO DE FILTROS PASIVOS.

El objetivo de cualquier filtro de armónicas es corregir el factor de potencia y proporcionar una trayectoria de baja o alta impedancia para las armónicas de tensión o corriente, con el fin de prevenir su propagación en el resto del sistema.

4.1.1. CONSIDERACIONES EN EL DISEÑO DE FILTROS PASIVOS.

Entre las consideraciones más importantes que una persona debe tomar para el diseño de filtros pasivos son:

- Tipos de fuentes contaminantes.
- Nivel de corrientes armónicas.
- Espectro de corrientes armónicas.
- Potencia reactiva requerida en la red.
- Valor límite de distorsión.
- Respuesta de frecuencia de impedancias $Z(\omega)$ en el punto de conexión del filtro para diferentes configuraciones y puntos de operación de la red.

- Frecuencias de resonancia paralela antes y después de la conexión del filtro.
- Voltajes y corrientes transitorios durante y después de la conexión de filtros a la red. Determinación de los valores nominales de componentes.

4.1.2. CRITERIOS DE SELECCIÓN DE FILTROS PASIVOS.

La utilización de un filtro pasivo como solución al problema de armónicos requiere de un análisis detallado.

Entre los criterios de selección del filtro se tienen los siguientes puntos:

a. Según la función que cumple cada configuración del filtro pasivo.

Para diseñar el filtro de armónicas trifásico, es necesario efectuar un análisis de las posibles configuraciones a implementar, para las cuales existen características distintas de desempeño en frecuencia que se pueden ajustar específicamente al problema planteado.

Con este criterio se puede sintonizar un filtro a la frecuencia específica que genera mayor distorsión y “atrapar” la componente de la onda caracterizada por ésta frecuencia, con lo que se logra el aislamiento de la red.

Para el caso en estudio se toman como bases los siguientes tipos generales de filtros y sus características específicas, que permiten un diseño que se adapta a la supresión de la distorsión armónica.

Filtro sintonizado: Se utilizan para atenuar armónicas impares como la 5ta, 7ma, 11va, 13va. Se pueden sintonizar a una sola frecuencia o a dos frecuencias.

Filtro paso alto: Se utilizan para filtrar armónicas de orden alto y cubren un rango amplio de frecuencias. También permite filtrar órdenes de armónica bajos (como la tercera).

En la escogencia de la configuración de filtro a utilizar en aplicaciones específicas, es necesario analizar el espectro para concluir si es conveniente atenuar un orden específico o varios órdenes adyacentes de contenido armónico.

Por ejemplo si tenemos una distorsión total THD=50% en un laboratorio, y analizando el espectro de frecuencias observamos que la 3ra armónica predomina con un 42%, es mucho más conveniente colocar un filtro de sintonización simple, pues los otros órdenes son casi despreciables.

Por el contrario si el espectro de frecuencias se compone de varios ordenes como el 15% para la 5ta armónica, 10% para la 7ma armónica y 8% para la 11va armónica, es conveniente colocar un filtro paso alto.

b. Respuesta del filtro en función de la frecuencia e impedancia.

Para seleccionar adecuadamente un filtro pasivo, es necesario conocer el comportamiento de cada uno de los mismos en función de la impedancia vs. Frecuencia.

Para el caso de cada uno de los filtros pasivos conectado a una red tenemos las siguientes gráficas de la frecuencia en función de su impedancia.

Para ello utilizaremos el programa de Matlab 7.8 como herramienta de programación y simulación.

Entre los filtros pasivos más utilizados tenemos:

b.1 Respuesta de un Filtro Pasivo Serie de la frecuencia vs. Impedancia.

Para la simulación de la respuesta de un filtro serie utilizaremos los valores de $C=20\mu\text{F}$ y $L=20\text{mH}$ que se encuentran sintonizados a una frecuencia de 180 Hz (tercera armónica), como se muestra en la siguiente figura 4.1.

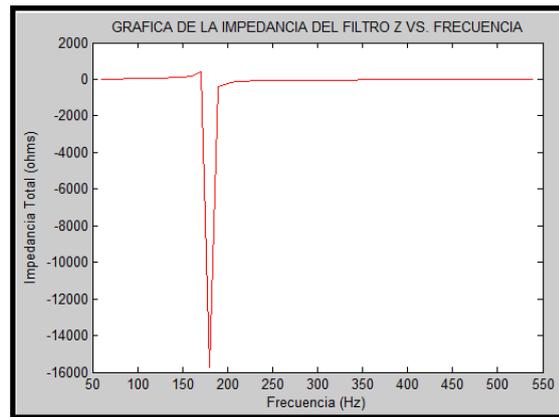


Figura 4.1 Respuesta de la frecuencia vs. Impedancia de un filtro Pasivo Serie

b.2 Respuesta de un Filtro Pasivo Paralelo de la frecuencia vs. Impedancia.

Con los datos del filtro pasivo anterior tenemos en la figura 4.2 la respuesta de la frecuencia vs. Impedancia de este filtro.

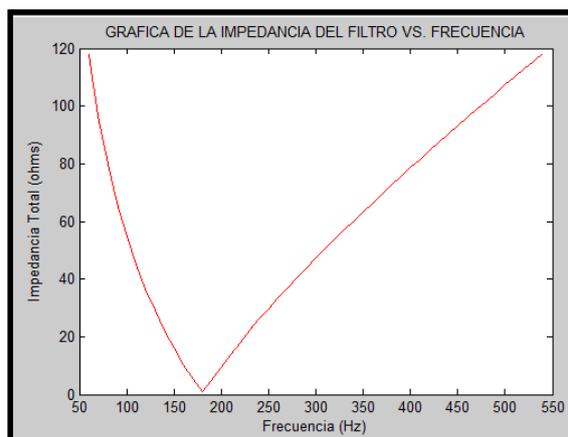


Figura 4.2 Respuesta de la frecuencia vs. Impedancia de un filtro Pasivo Paralelo.

b.3 Respuesta de un Filtro Pasivo Paso-alto de la frecuencia vs. Impedancia.

Para este tipo de filtro utilizaremos los valores de $C=20\mu\text{F}$ y $L=14.5\text{mH}$ que se encuentra sintonizado a una frecuencia de 300Hz (quinto armónico), con la adición de una resistencia $R=200$ ohms conectada en paralelo con la bobina para amortiguar la curva como se muestra en la figura 4.3.

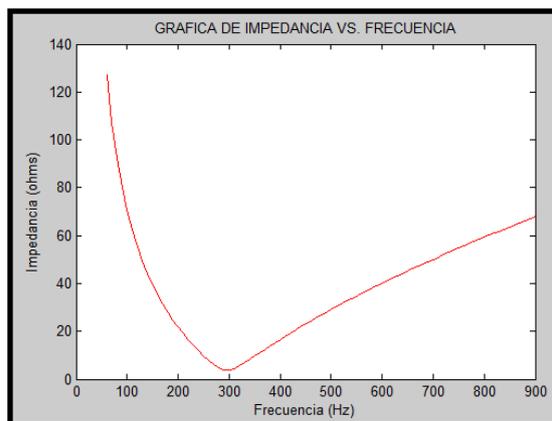


Figura 4.3 Respuesta de la frecuencia vs. Impedancia de un filtro Pasivo Paso-Alto.

c. Tamaño del filtro.

Dependiendo del tipo de filtro que vayamos a emplear en la atenuación de armónicos el tamaño puede ser relativamente grande o pequeño, como podemos diferenciar notablemente cuando se utilice un filtro pasivo conectado en serie o en paralelo, ya que los dos tipos de filtro cumplen la misma función pero el tamaño del filtro conectado en serie es sumamente superior a todos los demás.

Ya que también el tamaño de un filtro se define en razón de la potencia reactiva de los condensadores a la frecuencia fundamental. Normalmente, la potencia del condensador utilizado se determina de los requisitos de potencia reactiva de la carga.

d. Costo del filtro.

Uno de los aspectos más importantes en lo económico es su costo de fabricación, ya que el costo de un filtro depende de muchos factores importantes como es:

- Tipo de filtro.
- Tamaño de la carga.
- Tipo de material a utilizar.
- Eficacia del filtro.
- Aplicación del filtro.

e. Facilidad para la construcción de filtros.

En la actualidad los filtros pasivo son los más fáciles de construir debido a que simplemente están formado por elementos pasivos como (resistencias, condensadores y bobinas) sin embargo su aplicación es muy limitada.

Mientras que los filtros activos presentan más ventajas que los filtros pasivos, la construcción de este es compleja ya que consta de elementos pasivos y activos (sensores, tarjetas de acondicionamiento, circuitos integrados, dispositivos eléctricos y electrónicos, etc.).

Sin embargo los filtros híbridos debido a su mejor respuesta dinámica con la carga presentan mejores características que los dos filtros anteriores, pero la construcción de este es muy complicada y compleja, ya que este tipo filtro es la combinación de los dos filtros anteriores.

f. El número de armónicos del sistema a atenuar.

Dependiendo del número de armónicos existentes en el sistema, se puede determinar la cantidad de filtros (filtro sintonizado o dual) que se podrían ubicar para obtener una atenuación de las componentes armónicas.

Un criterio más práctico consiste en diseñar un filtro para reducir las distorsiones a niveles aceptables, a partir de una norma.

g. Los requerimientos del filtro.

Se hace referencia a la acción correctiva que se desee del filtro (compensación de reactivos, reducción de la distorsión armónica, regulación de tensión o todos). Cada requerimiento del filtro implica un diseño específico, tal que el objetivo para el cual se quiera se cumpla.

4.1.3. CRITERIOS DE UBICACIÓN DE LOS FILTROS PASIVOS.

En este sentido, los filtros deben ser ubicados lo más cerca posible del nodo donde se generan las armónicas; sin embargo, esto no siempre es lo más conveniente por diversos aspectos técnicos y económicos.

Existen dos opciones para ubicar un filtro pasivo para armónicos (ver Figura 4.4):

- Al alimentador de media tensión con el fin de disminuir las pérdidas del sistema.
- Cerca de la carga no-lineal (baja tensión), para evitar la inyección de componentes armónicos de corriente al sistema por parte de la carga.

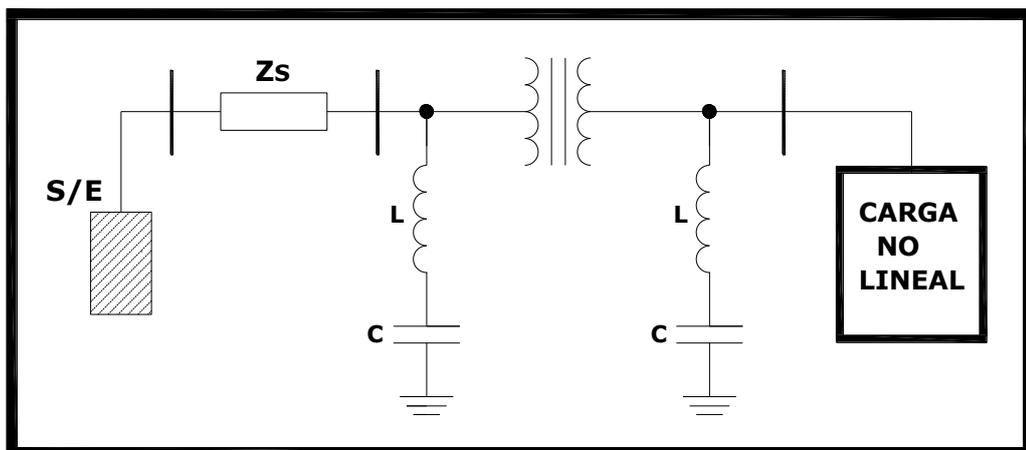


Figura 4.4 Posibles ubicaciones de los filtros.

4.2. ECUACIONES DE DISEÑO PARA EL FILTRO PASIVO PARALELO SINTONIZADO.

Para solucionar el problema de las tensiones y corrientes armónicas en los laboratorios de la ESPE-L, vamos a implementar el uso de filtros pasivos pas-alto, el cual beneficiará la calidad de energía eléctrica al atenuar las corrientes armónicas y mejorar notablemente el factor de potencia.

4.2.1. DISEÑO DE UN FILTRO PASIVO.

a. Ecuaciones generales para el diseño de un filtro Pasivo Paralelo.⁴⁴

Para el diseño de un filtro pasivo en paralelo se recomienda seguir los siguientes procedimientos, a fin de diseñar el filtro que mejor se adapte a los requerimientos de la carga.

a.1 Selección del banco de capacitores.

Como primera instancia seleccionamos el banco de capacitores para mejorar el factor de potencia, para lo cual se proyecta el factor de potencia a valores superiores a 0.9.

$$Q = P[\tan(\cos^{-1} FP_{anterior}) - \tan(\cos^{-1} FP_{nuevo})] \quad [\text{Ec. 4.1}]$$

Donde:

Q = Potencia reactiva [kVAR]

P = Potencia activa [kW]

FP = Factor de Potencia

⁴⁴ http://biblioteca.usac.edu.gt/tesis/08/08_7947.pdf

a.2 Cálculo del orden de resonancia armónico.

Luego se calcula el orden armónico de la resonancia con la siguiente ecuación:

$$h = \sqrt{\frac{MVA_{CC}}{MVAR_{CAP}}} = \sqrt{\frac{X_C}{X_{CC}}} \quad [\text{Ec. 4.2}]$$

Donde:

MVA_{CC} = Potencia de Cortocircuito [kVA]

$MVAR_{CAP}$ = Potencia reactiva capacitiva [kVAR]

X_C = Reactancia capacitiva [Ω]

X_{CC} = Reactancia de cortocircuito [Ω]

a.3 Cálculo de la frecuencia de resonancia.

$$f_o = \frac{1}{2\pi * \sqrt{LC}} \quad [\text{Ec. 4.3}]$$

a.4 Cálculo de la reactancia capacitiva.

$$X_{C1} = \frac{kV^2}{KVAR_C} \quad [\text{Ec. 4.4}]$$

Donde:

X_{C1} = Reactancia capacitiva a la frecuencia fundamental [Ω]

KV = Kilo Voltios [kV]

$KVAR_C$ = Potencia reactiva capacitiva [kVAR]

a.5 Cálculo de la reactancia inductiva.

A la frecuencia armónica h:

$$X_{Lh} = X_{Ch} \quad [Ec. 4.5]$$

A la frecuencia fundamental es:

$$X_{L1} = \left(\frac{1}{h}\right) * X_{Lh} \quad [Ec. 4.6]$$

Donde:

X_{Lh} = Reactancia inductiva a la armónica h. $[\Omega]$

X_{Ch} = Reactancia capacitiva a la armónica h. $[\Omega]$

a.6 Cálculo de voltaje pico a través de los capacitores.

El voltaje pico a través de los capacitores no debe exceder del 120% del valor nominal.

$$V_{pico} = \sqrt{2} * V_{C1} + \sqrt{2} * V_{Ch} \quad [Ec. 4.7]$$

A la frecuencia fundamental es:

$$V_{C1} = X_{C1} * I_{C1} \quad [Ec. 4.8]$$

a.7 Corriente a través del capacitor, se recomienda un 5% mayor que el nominal.

$$I_{C1} = \frac{V_F}{(X_{C1} - X_{L1})} = \frac{1.05 * (V_L / 1.732)}{(X_{C1} - X_{L1})} \quad [Ec. 4.9]$$

a.8 Corriente rms de los capacitores.

Esta no debe exceder el 135% de la corriente de los capacitores.

$$I_L = \sqrt{I_{L1}^2 + I_{Lh}^2} \quad [Ec. 4.10]$$

a.9 Capacidad del banco inductivo y del capacitivo.

Determinar la potencia del banco de capacitores y de los reactores, necesaria tanto para corregir el factor de potencia como para filtrar las corrientes armónicas.

$$MVA_C = V_{CAP} * \frac{I_L}{1000} \quad [Ec. 4.11]$$

$$MVA_L = \frac{(I_{L1} * X_{L1} + I_{Lh} * X_{Lh})}{1000} \quad [Ec. 4.12]$$

a.10 Determinar los esfuerzos reales y verificar que se encuentren dentro de los límites tolerables.

Esto se logra aplicando los criterios que se describen a continuación.

Criterios para proteger el banco de capacitores:

De acuerdo a las normas IEEE Std 519-1992 sobre regulación de armónicas y la NEMA/IEEE 18-1980 sobre los criterios para proteger los bancos de capacitores, estos pueden operar continuamente, hasta 1.1 p.u. de su voltaje nominal rms, provisto que:

- El voltaje cresta, incluyendo todas las armónicas no exceda $(1.2) * \sqrt{2} *$ (*voltaje nominal rms*).
- La corriente rms sea igual o menor a 135% de la corriente nominal de los capacitores.
- La potencia del banco de capacitores considerando las corrientes armónicas correspondientes no exceda 135 % de la potencia nominal.

a.1 1 Verificar las condiciones de resonancia.

Una vez seleccionados los parámetros de los filtros, es importante verificar que no se produzcan las condiciones de resonancia entre el banco de capacitores del filtro y la reactancia inductiva del sistema.

Estrictamente, para esta condición es necesario hacer uso de un programa de flujos armónicos, para llevar a cabo simulaciones del sistema con el filtro diseñado y las peores condiciones que se pudieran presentar.

4.2.2. DISEÑO DE LA BOBINA.

Para el diseño de la bobina se lo puede efectuar de 2 formas, por medio de la teoría a base de cálculos o por medio de la práctica a base de experimentos.

a. Consideraciones para el diseño de la bobina.

Considerar que los reactores industriales para aplicaciones en media tensión son de núcleo de aire y los de núcleo de acero con entrehierro se pueden utilizar en media y baja tensión.

Los reactores utilizados en el diseño de filtros se construyen con núcleo de aire, lo que da características lineales respecto a frecuencia y corriente.

b. Ecuaciones generales para el diseño de la bobina.⁴⁵

Para el diseño de la bobina para el filtro pasivo se recomienda seguir los siguientes pasos, a fin de diseñar una bobina que cumpla con los requerimientos adecuados de ser el caso.

b.1 Recabar los criterios para el diseño.

Los criterios de diseño consisten en los siguientes parámetros:

- Valor de la inductancia L
- Corriente pico especificada o nominal \hat{I} .
- Corriente C.C. especificada o nominal \hat{I}_{cc} .
- Corriente rms especificada o nominal I_{rms} .
- Frecuencia de operación F .

⁴⁵ MOHAN N., Power electronics: converter, applications and desing, Editorial Jhon Wiley & Sons. Inc, United Status, 1995, Pág. 664.

- Temperatura máxima de la superficie del inductor **T_s** y temperatura máxima del ambiente **T_a**.

b.2 Factor de relleno de cobre.

La relación entre el área del cobre total y la ventana del devanado se llama factor de relleno del cobre **k_{cu}** y está dada por:

$$k_{cu} = \frac{NA_{cu}}{A_w} \quad [\text{Ec. 4.13}]$$

En donde:

k_{cu} = Factor de relleno del cobre

N = Número de vueltas

A_{cu} = Área de la sección transversal del cobre [mm²]

A_w = Área de la ventana [mm²]

Los valores prácticos del factor de relleno del cobre abarcan desde el 0.3 para el conductor Litz (conductor multitrenzado) hasta 0.5 a 0.6 para conductores redondos.

En siguiente figura 4.5 se muestra una vista transversal de un núcleo doble “E”.

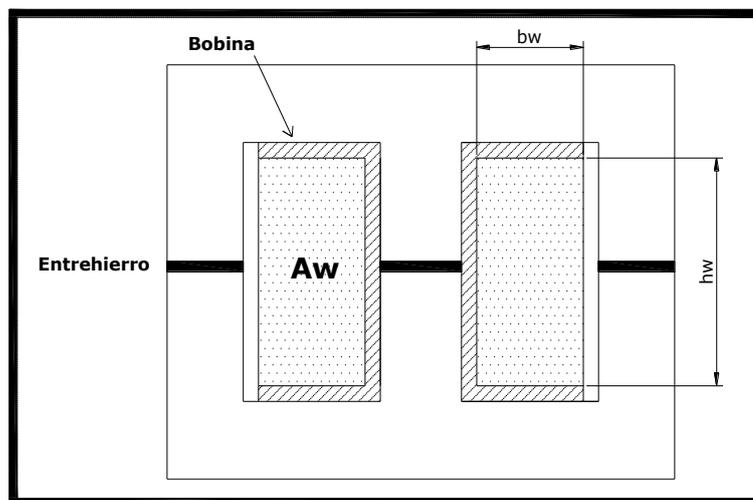


Figura 4.5 Vista transversal de un núcleo en “E”.

b.3 Calcular el valor de energía acumulada.

Una ecuación común, llamada relación de energía acumulada, es el punto de partida para el diseño de un acumulador.

$$L\hat{I}I_{rms} = k_{cu}J_{rms}\hat{B}A_wA_{nucleo} \quad [Ec. 4.14]$$

Y el producto del área PA es:

$$AP = A_wA_{nucleo} \quad [Ec. 4.15]$$

En donde:

L = Inductancia [mH]

\hat{I} = Corriente pico [A]

I_{rms} = Corriente rms [A]

J_{rms} = Densidad de corriente [A/mm^2]

\hat{B} = Densidad de flujo pico del núcleo [T]

A_{nucleo} = Área del núcleo [m^2]

Las ecuaciones son la base para el procedimiento de diseño de un inductor por que relacionan datos del diseño (L, \hat{I} e I_{rms}) al producto de los parámetros del material (J_{rms} y \hat{B}) y los parámetros geométricos (k_{cu}, A_w y A_{nucleo}) del núcleo y del devanado.

b.4 Seleccionar material, forma y tamaño del núcleo.

En la selección del material influye la frecuencia de operación. El diagrama de desempeño de materiales es útil si se elige la ferrita. Para frecuencias más bajas se pueden considerar aceros magnéticos, núcleos de hierro pulverizado y vidrios metálicos amorfos.

Para la selección de la forma del núcleo, es decir, núcleo en “E”, núcleo “U”, toroide etc..., depende del costo, disponibilidad y facilidad de realizar los devanados en la forma del núcleo seleccionando.

El tamaño del núcleo se selecciona con base en el valor de $L\hat{I}_{rms}$ calculado anteriormente. El diseñador busca en la base de datos el núcleo con el valor más aproximado de $k_{cu}J_{rms}\hat{B}A_wA_{núcleo}$ que sea más grande que $L\hat{I}_{rms}$.

b.5 Especificación de la densidad de flujo del núcleo de CA.

La densidad de flujo de CA del núcleo B_{CA} se encuentra ahora mediante la base de datos.

b.6 Cálculo de la densidad de flujo pico del núcleo \hat{B} .

La densidad de flujo en el núcleo del inductor es proporcional a la corriente en el inductor. La aplicación determina la corriente pico \hat{I} , y el núcleo del inductor se tiene que seleccionar de modo que la corriente pico \hat{I} genere una densidad de flujo pico $\hat{B} < B_{sat}$. Si la corriente pico tiene tanto un valor de CC como un valor de CA se tiene.

$$\frac{\hat{I} - I_{CC}}{\hat{I}} = \frac{B_{CA}}{\hat{B}_{núcleo}} \quad \text{o} \quad \hat{B}_{núcleo} = B_{CA} \frac{\hat{I}}{\hat{I} - I_{CC}} \quad [Ec. 4.16]$$

En donde:

$$\hat{I} = \text{Corriente pico} \quad [A]$$

$$I_{CC} = \text{Corriente media} \quad [A]$$

$$B_{CA} = \text{Densidad de flujo del núcleo de CA} \quad [T]$$

$$\hat{B}_{núcleo} = \text{Densidad de flujo pico del núcleo} \quad [T]$$

Si la ecuación da $\hat{B}_{núcleo} > B_{sat}$, B_{CA} se debe reducir hasta que $\hat{B}_{núcleo} < B_{sat}$.

b.7 Especificación de los parámetros de arrollamiento ($K_{cu} J_{rms}, A_{cu}, N$).

Seleccionado el tipo de conductor del devanado, ya sea alambre redondo, alambre litz, etc., en el paso 3, y sí conocemos el factor de relleno del cobre K_{cu} . La selección del tipo de conductor depende de la frecuencia operativa y la importancia de pérdidas por corrientes parásitas en los devanados.

La densidad de corriente permisible se estima ahora en la base de datos de núcleos. El área requerida del conductor del cobre A_{cu} se da entonces como:

$$A_{cu} = \frac{I_{rms}}{J_{rms}} \quad [\text{Ec. 4.17}]$$

El número necesario de vueltas se determina entonces según el despeje de la ecuación:

$$N = \frac{k_{cu} A_w}{A_{cu}} \quad [\text{Ec. 4.18}]$$

b.8 Cálculo de $L_{m\acute{a}x}$ del núcleo seleccionado.

La máxima inductancia factible con el núcleo especificado se da como:

$$L_{m\acute{a}x} = \frac{N * A_{n\acute{u}cleo} * \hat{B}_{n\acute{u}cleo}}{\hat{I}} \quad [\text{Ec. 4.19}]$$

En donde

$L_{m\acute{a}x}$ = Inductancia máxima. [mH]

N = Número de vueltas.

$L_{m\acute{a}x}$ debe ser más grande que el valor de diseño de inductancia si se siguió correctamente el procedimiento de diseño, incluso los asientos en la base de datos

de núcleos. Si $L_{m\acute{a}x}$ es mucho mayor que el valor de dise\u00f1o de L , se debe usar el siguiente tama\u00f1o menor del n\u00facleo y repetir la secuencia de dise\u00f1o.

b.9 Establecer L conforme al valor del dise\u00f1o.

Si el valor de inductancia deseado $L < L_{m\acute{a}x}$, $L_{m\acute{a}x}$ se reduce con ahorros correspondientes de tama\u00f1o, peso y costo del material. La reducci\u00f3n se puede obtener mediante el aumento del entrehierro o disminuyendo el n\u00famero de vueltas.

4.3. DISEÑO, CONSTRUCCIÓN E IMPLEMENTACIÓN DE UN FILTRO PASIVO DE SEGUNDO ORDEN (PASA-ALTO).

4.3.1. DISEÑO DEL FILTRO PASIVO PASA-ALTO.

Con los valores de THDi obtenidos de cada una de las áreas estratégicas y escogiendo el filtro adecuado se comienza a diseñar y a construir el mismo, basándose en criterios, parámetros, normas y ecuaciones anteriormente citadas en este capítulo.

a. Datos generales de los laboratorios de computación “Planta A”.

En la siguiente tabla 4.1 se muestran los parámetros más importantes de los laboratorios de computación “Planta A”.

Tabla 4.1 Parámetros eléctricos de los laboratorios de computación “Planta A”.

# Fases	F (Hz)	VL-N (V)	I (A)	PF	THDi (%)	Potencia VA
Fase (A)	60	122.8	31.2	0.698	64	3774
Fase (B)	60	121.3	47.5	0.584	66	5546
Fase (C)	60	121.5	54.5	0.752	62	6456

b. Selección del condensador.

Como el objetivo de nuestro proyecto no es corregir el factor de potencia sino el de atenuar la distorsión armónica de los laboratorios de computación “Planta A”, se comienza en nuestro caso con la selección del capacitor tomando en cuenta los siguientes criterios:

- Aporte de potencia reactiva a la red unos 500 VAR.
- La capacitancia del condensador ayude a disminuir el tamaño de la bobina con la que resonará a la frecuencia armónica deseada.

- Costo de los condensadores.
- Consumo de los condensadores a la frecuencia fundamental.

En la tabla 4.2 se muestran las especificaciones de los condensadores adquiridos.

Tabla 4.2 Especificaciones de los capacitores.

Marca de los capacitores:	KRONA
Valores de capacitancia:	80uF
Voltaje de trabajo:	250 VCA
Tipo de condensador	Régimen permanente

c. Selección de la bobina.

Según los datos obtenidos en el laboratorio que se muestra en la tabla 4.1, los armónicos más críticos son el 3^{ro} y el 5^{to}.

Por lo que la frecuencia a sintonizar el filtro es de 180 Hz. Con estos datos de la frecuencia de sintonización y del condensador calculamos la inductancia de la bobina aplicando la ecuación [Ec. 4.3] que despejando tenemos:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 * f_o^2 * C}$$

$$L = \frac{1}{4\pi^2 * 180^2 * 80 \times 10^{-6}}$$

$$L = 9.77 \text{ mH} \approx 10 \text{ mH}$$

El valor de la inductancia de la bobina se lo encontró mediante pruebas experimentales realizadas en los laboratorios de computación “Planta A”, ya que

mediante los cálculos realizados para encontrar la inductancia no fue tan eficaz por la falta de datos y tablas respectivamente.

d. Selección del valor de la resistencia.

El valor de la resistencia se determinó mediante el cálculo de la ecuación 2.12 de capítulo 2, en donde el factor de calidad de este filtro Pasa Alto es de [0.5-5].

Para nuestro caso asumimos un $Q=4$ y sintonizado a la tercera armónica tenemos:

$$R = Q * L * 2 * \pi * f_h$$

$$R = 4 * 10 * 10^{-3} * 2 * \pi * 180$$

$$R = 45.23 \Omega$$

Entonces escogimos un valor de 48Ω respectivamente, con lo que mediante pruebas experimentales se llegó a la conclusión de que el filtro tiene una mejor respuesta de atenuación para los valores de resistencia comprendidas entre los valores de 25Ω hasta los 80Ω respectivamente.

e. Cálculo de la reactancia capacitiva e inductiva a la frecuencia fundamental y 3^{ra} armónica.

La reactancia inductiva a la frecuencia fundamental se calcula por medio de la ecuación:

$$X_{L_F} = 2\pi * f * L \quad [\text{Ec. 4.20}]$$

$$X_{L_F} = 2\pi * 60 * 10 \times 10^{-3}$$

$$X_{L_F} = 3.76 \Omega$$

La reactancia capacitiva a la frecuencia fundamental se calcula por medio de la ecuación:

$$X_{C_F} = -\frac{1}{2\pi * f * C} \quad [\text{Ec. 4.21}]$$

$$X_{C_F} = -\frac{1}{2\pi * 60 * 80 \times 10^{-6}}$$

$$X_{C_F} = -33.15 \Omega$$

La reactancia inductiva a la 3^{ra} armónica se calcula de la ecuación [Ec. 4.20].

$$X_{L_{h3}} = 2\pi * 180 * 10 \times 10^{-3}$$

$$X_{L_F} = 11.3 \Omega$$

La reactancia capacitiva a la 3^{ra} armónica se calcula de la ecuación [Ec. 4.21].

$$X_{C_{h3}} = -\frac{1}{2\pi * 180 * 80 \times 10^{-6}}$$

$$X_{C_{h3}} = -11.05 \Omega$$

f. Cálculo de la impedancia del filtro a la frecuencia fundamental y 3^{ra} armónica.

La impedancia del filtro a la frecuencia fundamental está dada por la ecuación [Ec.2.8] del capítulo anterior.

$$Z_F = jX_{CF} + \left(\frac{1}{R_F} + \frac{1}{jX_{LF}} \right)^{-1}$$

$$Z_F = -j33.15 + \left(\frac{1}{48} + \frac{1}{j3.76} \right)^{-1}$$

$$Z_F = (0.294 - j29.5) \Omega$$

$$Z_F = 29.5 < 89.42^\circ \Omega$$

La impedancia del filtro a la 3^{ra} armónica es:

$$Z_{h3} = -j11.05 + \left(\frac{1}{48} + \frac{1}{j11.03} \right)^{-1}$$

$$Z_{h3} = (2.52 - j0.337) \Omega$$

$$Z_{h3} = 2.54 \angle -7.61^\circ \Omega$$

g. Dimensionamiento del filtro.

El filtro se diseña teniendo en consideración las corrientes que va a circular por él. Por lo tanto el filtro debe ser capaz de soportar la corriente de consumo del filtro a la frecuencia fundamental, las corrientes armónicas a partir de la 3^{ra} armónica en adelante como característica amortiguada de este filtro y las corrientes adicionales e innecesarias en caso de una mala sintonización (armónicos pares).

La corriente de consumo del filtro a la frecuencia fundamental se calcula mediante la siguiente ecuación

$$I_{consumo} = \frac{V_{L-N}}{Z_F} \quad [\text{Ec. 4.22}]$$

$$I_{consumo} = \frac{120 V}{29.5 \Omega}$$

$$I_{consumo} = 4 A$$

El análisis que se hace a continuación en los laboratorios de computación “Planta A” en donde se encuentra la corriente rms de la fase C de 54.5 A con un porcentaje de THDi a plena carga del 65%, entonces la corriente de THDi expresada en amperios es:

$$THD = \frac{65\% * 54.5A}{100\%}$$

$$THD = 35.425 A$$

Considerando que nuestro filtro nos permita atenuar unos 30% de THDi en estas condiciones, las corrientes armónicas que pasarían por nuestro filtro sería de:

$$I_{armonicas} = \frac{30\% * 35.425A}{65\%}$$

$$I_{armonicas} = 16.35 A$$

Más un 20% de THDi de las corrientes armónicas adicionales en el peor de los casos se tiene:

$$I_{adicionales} = \frac{20\% * 35.425A}{65\%}$$

$$I_{adicionales} = 10.89 A$$

Entonces la corriente rms que pasaría por nuestro filtro sería:

$$I_{filtro} = \sqrt{I_{consumo}^2 + I_{armónicas}^2 + I_{adicionales}^2} \quad [\text{Ec. 4.23}]$$

$$I_{filtro} = \sqrt{4^2 + 16.35^2 + 10.89^2}$$

$$I_{filtro} = 20 A$$

Por lo tanto el filtro se diseña escogiendo el calibre del conductor adecuado para la construcción de la bobina que se muestra en la tabla 4.3

Tabla 4.3 Capacidad de corriente de los conductores A.W.G para bobinar.

CALIBRE A.W.G	Sección mm²	Resistencia por Km. a 20°C	Máxima Corriente (A)
8	8.32	2.060	33.38
9	6.64	2.593	26.56
10	5.29	3.274	21.2
11	4.19	4.124	16.60

12	3.29	5.203	13.30
13	2.63	6.512	10.50
14	2.08	8.284	8.30
15	1.68	10.446	6.60
16	1.29	13.176	5.20

Según la tabla 4.3 escogemos el conductor # 10 A.W.G con una capacidad de corriente máxima de 21.2 A.

Por lo tanto la resistencia de 48Ω debe soportar una corriente de 10A aproximadamente según el análisis de la figura 4.6.

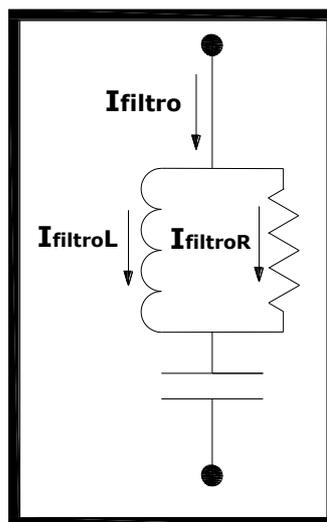


Figura 4.6. División de la corriente del filtro.

En donde la corriente del filtro se divide en la bobina y en la resistencia según las ecuaciones:

$$I_{\text{filtroL}} = I_{\text{filtro}} * \frac{R}{(XL + R)} \quad [\text{Ec. 4.24}]$$

$$I_{\text{filtroR}} = I_{\text{filtro}} * \frac{XL}{(XL + R)} \quad [\text{Ec. 4.25}]$$

Para una mayor ilustración a lo antes mencionado se muestra en las siguientes figuras 4.7 y 4.8 el comportamiento de la corriente del filtro cuando se dividen en sus dos ramales correspondientes.

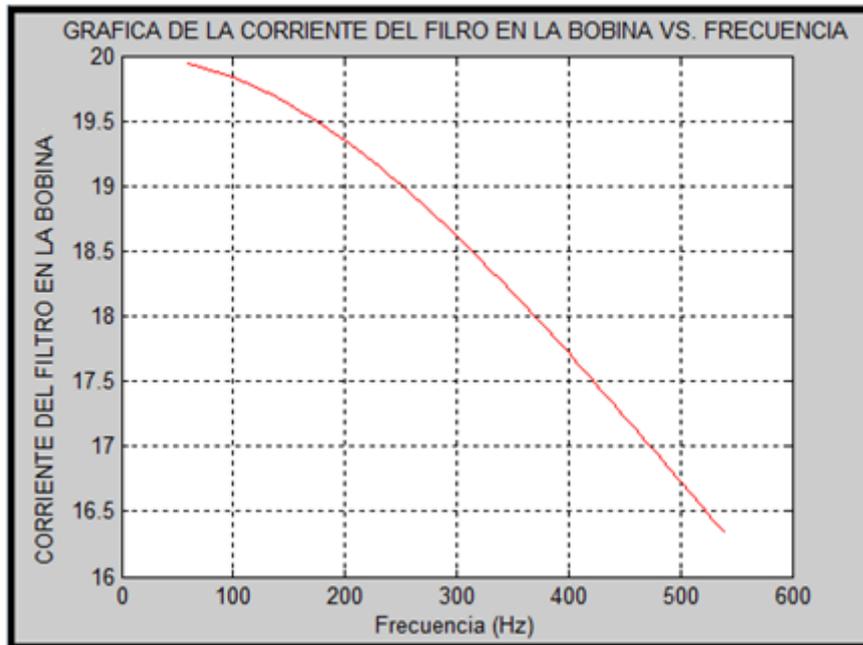


Figura 4.7 Respuesta de la corriente del filtro en la bobina I_{filtroL} Vs. Frecuencia.

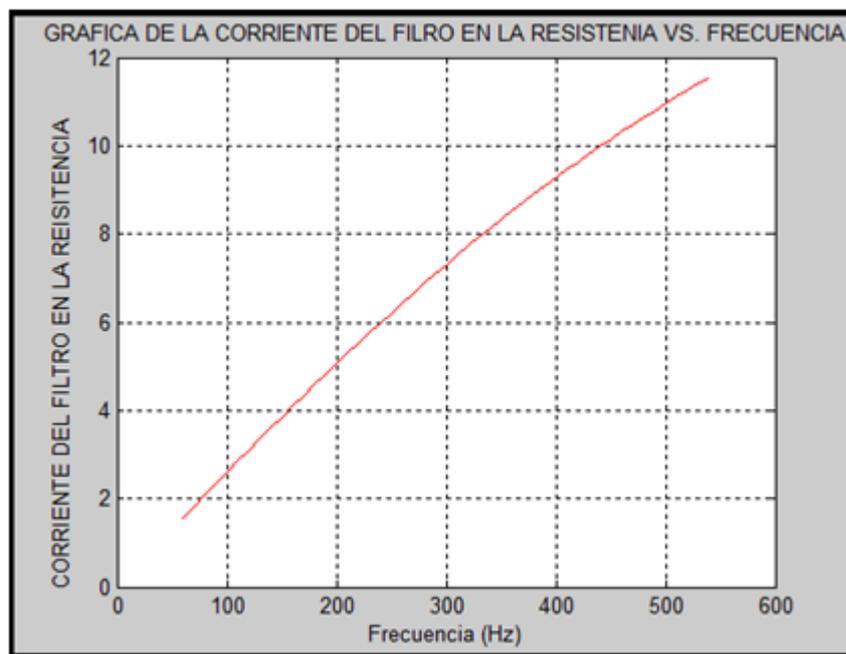


Figura 4.8 Respuesta de la corriente del filtro en la resistencia I_{filtroR} Vs. Frecuencia.

4.3.2. CONSTRUCCIÓN DEL FILTRO.

a. Construcción la bobina.

El material con el que está hecho el núcleo de la bobina es de chapas de hierro al silicio de grano orientado, y para la construcción de las bobinas se emplearon moldes con las dimensiones del núcleo como se muestra en la figura 4.9 y en la figura 4.10 se observa la carcasa de la bobina que está hecho de un material duro llamado cartón de maqueta para el alojamiento de las bobinas.



Figura 4.9 Molde del núcleo para bobinar.



Figura 4.10 Carcaza de la bobina.

Se procedió a poner la carcasa en el molde para luego empezar a bobinar, en la figura 4.11 se muestra la forma de bobinar manualmente una bobina.



Figura 4.11 Forma de bobinar.

Se bobinó hasta que la inductancia de la bobina se aproxime al valor real de diseño, esto mediante pruebas experimentales, la bobina construida se muestra en la figura 4.12.



Figura 4.12 Bobina construida.

b. Construcción de las resistencias.

La resistencia de 48 ohms está formada por 60 resistencias de un valor de 20 ohm a 20 W cada una, formando así una potencia total de 1200 W.

Estas resistencias están colocadas en perfiles de aluminio en forma de **L** con la finalidad de dar la sujeción a las resistencias y disipar el calor por medio de las mismas, en la figura 4.13 se muestra uno de los paquetes construidos.



Figura 4.13 Paquete de resistencia construida.

c. Ubicación de elementos.

El laboratorio de computación de la “Planta A” posee 3 fases por lo que se procedió a realizar el mismo análisis de diseño y construcción de los otros dos filtros para formar así un filtro trifásico, todos estos elementos (bobinas, resistencia, condensadores, etc.) que conforman el filtro están ubicados en una caja de 50x40x32cm de manera adecuada para alojar a los mismos como se muestra en la figura 4.14.



Figura 4.14 Elementos que constituyen el filtro trifásico.

El filtro está equipado con breakers y fusibles como elementos protección ante un posible cortocircuito del ser el caso, con un ventilador monofásico como medio de ventilación para el interior de la caja y con luces de señalización para saber si se encuentra funcionando correctamente los filtros. En la figura 4.15 se muestra el filtro trifásico construido y en el anexo D tenemos el diagrama unifilar de conexiones.



Figura 4.15 Filtro pasivo trifásico construido.

4.3.3. CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS DE LOS FILTROS CONSTRUIDOS.

A continuación se detallan en las siguientes tablas las características técnicas de cada uno de los filtros trifásicos construidos para las áreas estratégicas y las especificaciones de protección del mismo.

a. Laboratorios de computación “Planta A”.

Tabla 4.4 Características técnicas del filtro trifásico construido “Planta A”.

CARACTERÍSTICAS	VALOR
Voltaje de trabajado	110 V – 220
Corriente de consumo sin carga	5 A / fase
Corriente de consumo con carga	Desde 0.8A hasta 2A / fase
Frecuencia de sintonía	180 Hz
Potencia reactiva entregada a la red	500 VAR / fase
Temperatura máxima de trabajo	100 °C

Tabla 4.5 Especificaciones de las protecciones del filtro trifásico construido “Planta A”.

# Fase	VALORES NOMINALES DE LOS BREAKERS (A)	VALORES NOMINALES DE LOS FUSIBLES (A)
Fase (A)	20	20
Fase (B)	20	20
Fase (C)	20	20

b. Laboratorios de computación “Planta B”.

Tabla 4.6 Características técnicas del filtro trifásico construido “Planta B”.

CARACTERÍSTICAS	VALOR
Voltaje de trabajado	110 V - 220
Corriente de consumo sin carga	5 A / fase
Corriente de consumo con carga	Desde 1A hasta 2A / fase
Frecuencia de sintonía	180 Hz
Potencia reactiva entregada a la red	500 VAR / fase
Temperatura máxima de trabajo	70 °C

Tabla 4.7 Especificaciones de las protecciones del filtro trifásico construido “Planta B”.

# Fase	VALORES NOMINALES DE LOS BREAKERS (A)	VALORES NOMINALES DE LOS FUSIBLES (A)
Fase (A)	20	20
Fase (B)	20	20
Fase (C)	20	20

c. Laboratorio de CNC.

Tabla 4.8 Características técnicas del filtro monofásico construido “CNC”.

CARACTERÍSTICAS	VALOR
Voltaje de trabajado	110 V - 220
Corriente de consumo sin carga	4 A / fase
Corriente de consumo con carga	Desde 0.6A hasta 1.5A / fase
Frecuencia de sintonía	180 Hz
Potencia reactiva entregada a la red	500 VAR / fase
Temperatura máxima de trabajo	60 °C

Tabla 4.9 Especificaciones de las protecciones del filtro monofásico construido “CNC”.

# Fases	VALORES NOMINALES DE LOS BREAKERS (A)	VALORES NOMINALES DE LOS FUSIBLES (A)
Fase (A)	10	10

CAPÍTULO 5

PRUEBAS EXPERIMENTALES Y ANÁLISIS DE RESULTADOS.

5.1. DIAGNÓSTICO LUEGO DE LA IMPLANTACIÓN DE LOS FILTROS.

Realizada la implementación de los filtros en las áreas estratégicas de los laboratorios de la ESPE-L, se comenzó a realizar el análisis pertinente con el analizador de calidad POWERPAD AEMC 3945 en cada una de las áreas mencionadas, tomando en cuenta que el análisis que se realizó fue a plena carga (todos los laboratorios encendidos) durante el mes de enero del período académico Septiembre 2010 - Enero 2011 mostrando los siguientes resultados.

5.1.1. LABORATORIOS DE COMPUTACIÓN “PLANTA A”.

a. THDi total de las fases antes y después de la implementación de los filtros.

En las siguientes figuras mostraremos los resultados de los análisis por cada fase que se realizó, antes y después de colocar los filtros.

FASE A.

Antes

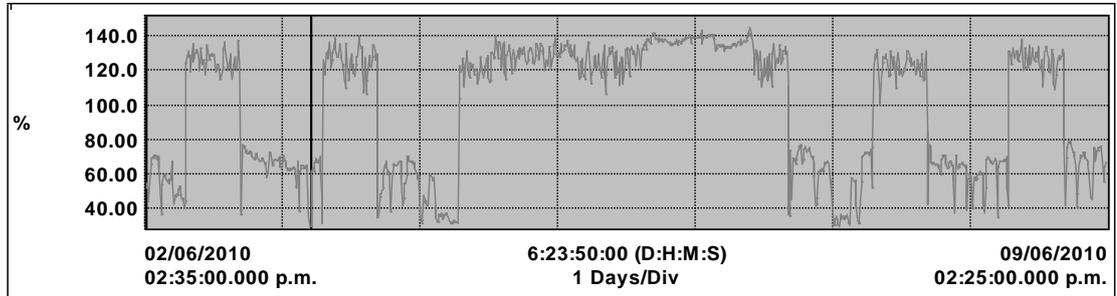


Figura 5.1 THDi total de la fase A antes de la implementación de filtros “Planta A”.

Después

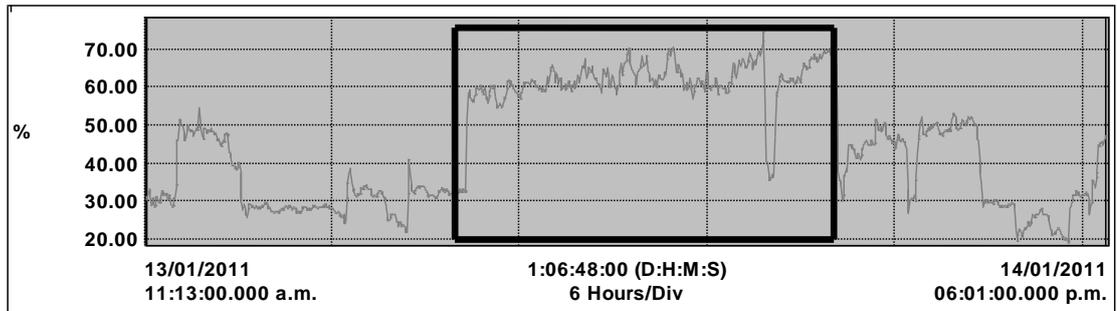


Figura 5.2 THDi total de la fase A después de la implementación del filtro “Planta A”.

— Horas en la que el filtro se desconecta.

FASE B.

Antes.

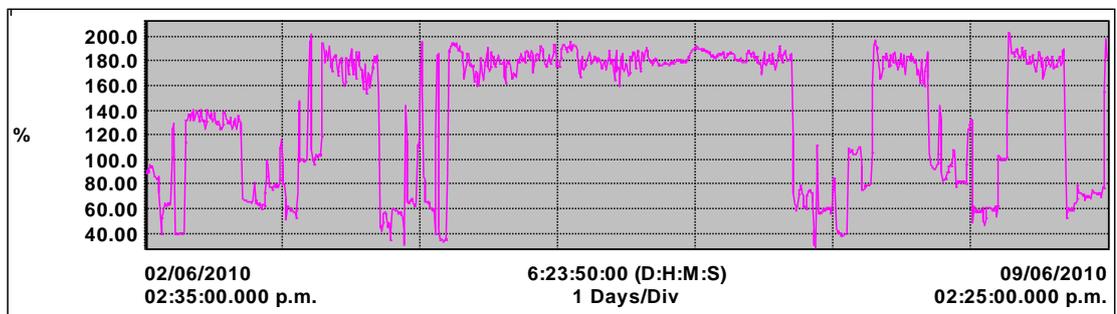


Figura 5.3 THDi total de la fase B antes de la implementación del filtro “Planta A”.

Después.

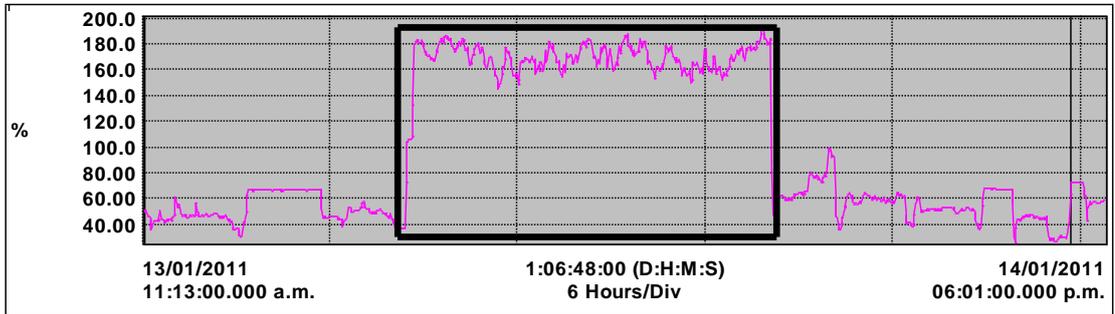


Figura 5.4 THDi total de la fase B después de la implementación del filtro “Planta A”

— Horas en la que el filtro se desconecta.

FASE C.

Antes.

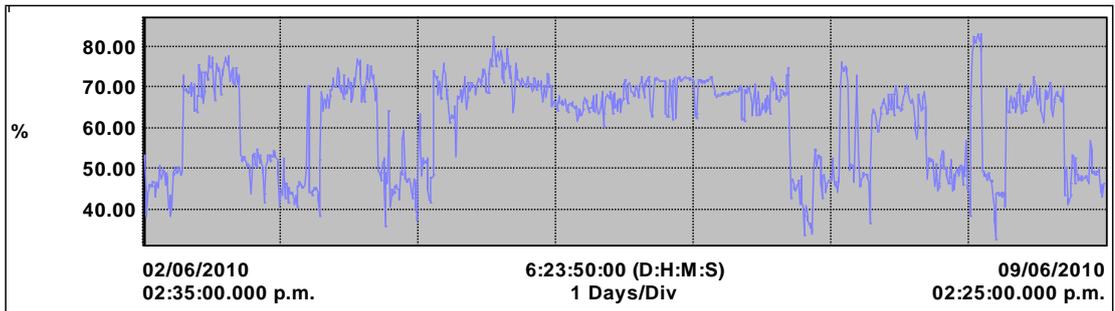


Figura 5.5 THDi total de la fase C antes de la implementación del filtro “Planta A”.

Después.

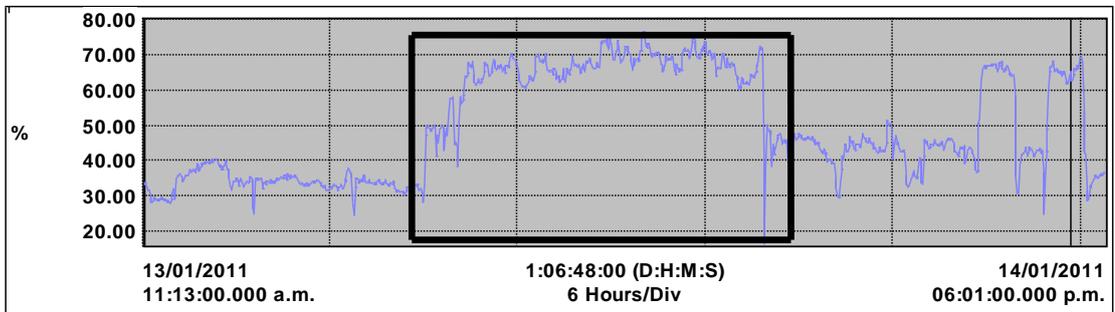


Figura 5.6 THDi total de la fase C después de la implementación del filtro “Planta A”.

— Horas en la que el filtro se desconecta.

b. Ondas de Voltaje y Corriente antes y después de la implementación de los filtros.

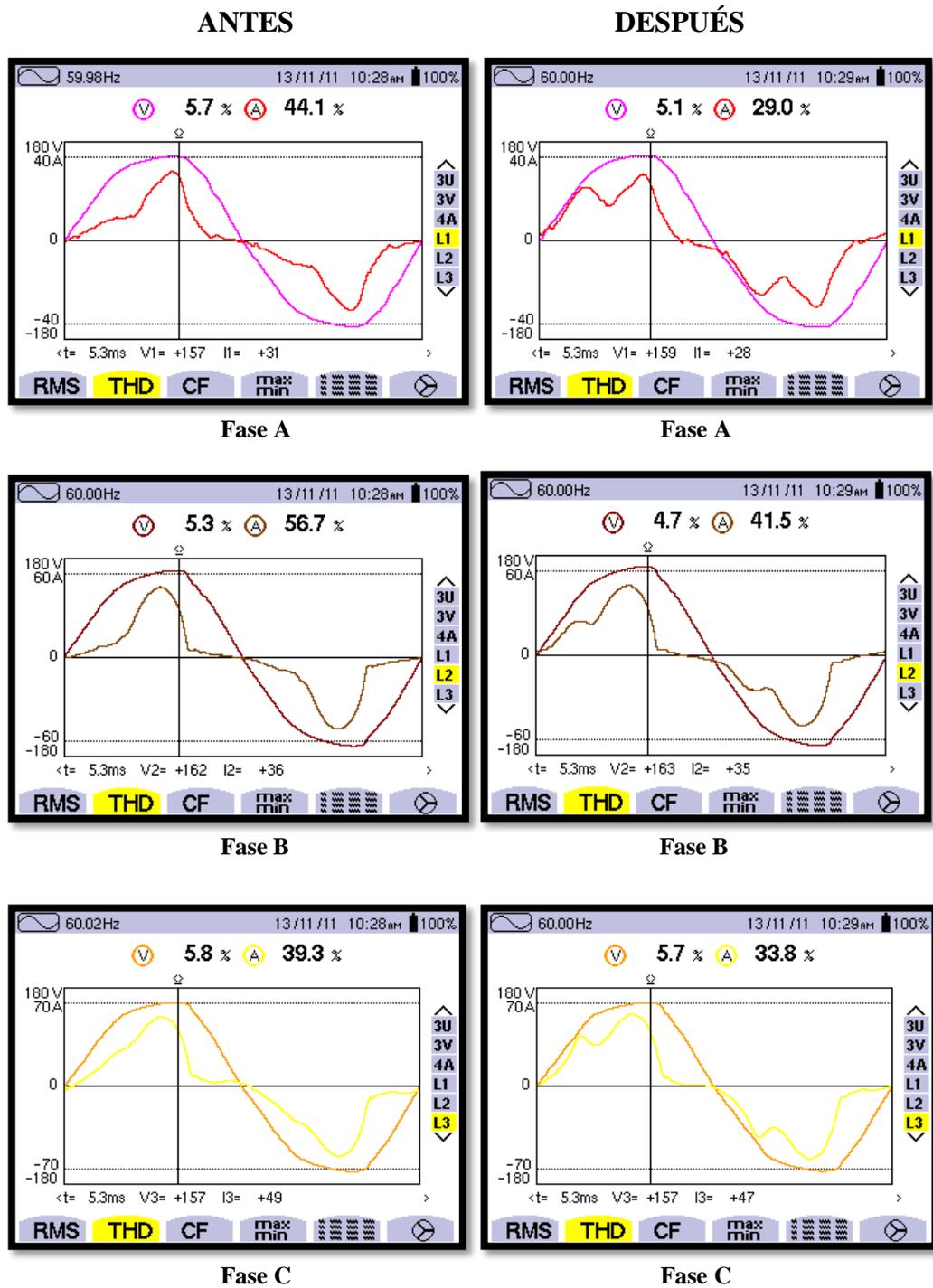


Figura 5.7 Formas de Onda de voltaje y corriente de las fases de la "Planta A".

c. Espectro de frecuencias antes y después de la implementación de los filtros

Antes.

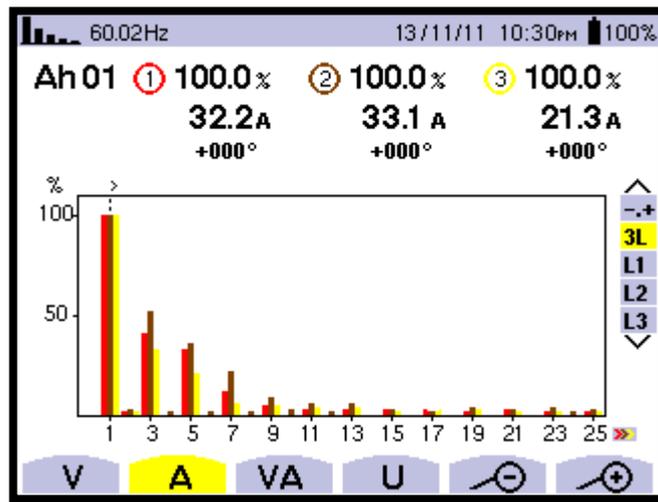


Figura 5.8 Espectro de frecuencias de las fases antes de la implementación de filtros “Planta A”.

Después.

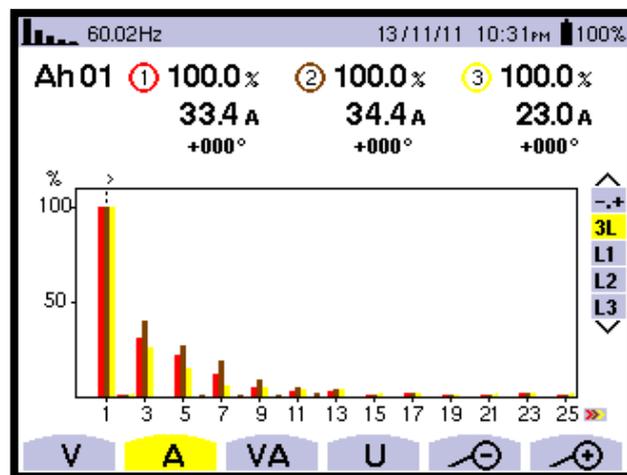


Figura 5.9 Espectro de frecuencias de las fases después de la implementación de filtros “Planta A”

5.1.2. LABORATORIOS DE COMPUTACIÓN “PLANTA B”.

- a. THDi total de las fases antes y después de la implementación de los filtros.

FASE A.

Antes.



Figura 5.10 THDi total de la fase A antes de la implementación del filtro “Planta B”

Después.

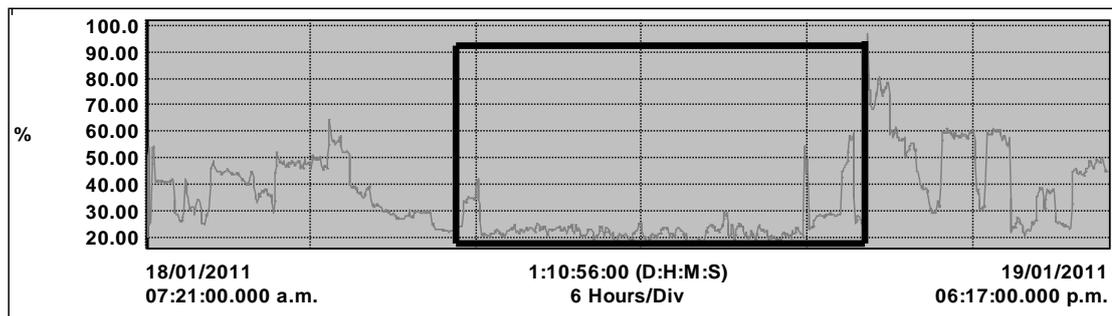


Figura 5.11 THDi total de la fase A después de la implementación del filtro “Planta B”

— Horas en la que el filtro se desconecta.

FASE B.

Antes.

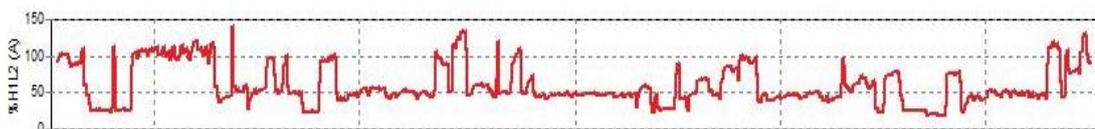


Figura 5.12 THDi total de la fase B antes de la implementación del filtro “Planta B”

Después.

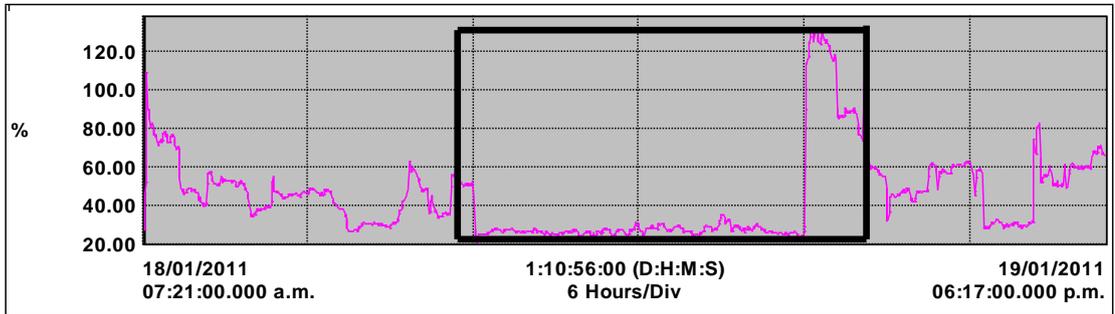


Figura 5.13 THDi total de la fase B después de la implementación del filtro “Planta B”.

— Horas en la que el filtro se desconecta.

FASE C.

Antes.

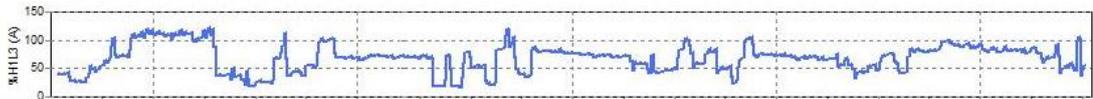


Figura 5.14 THDi total de la fase C antes de la implementación del filtro “Planta B”

Después.

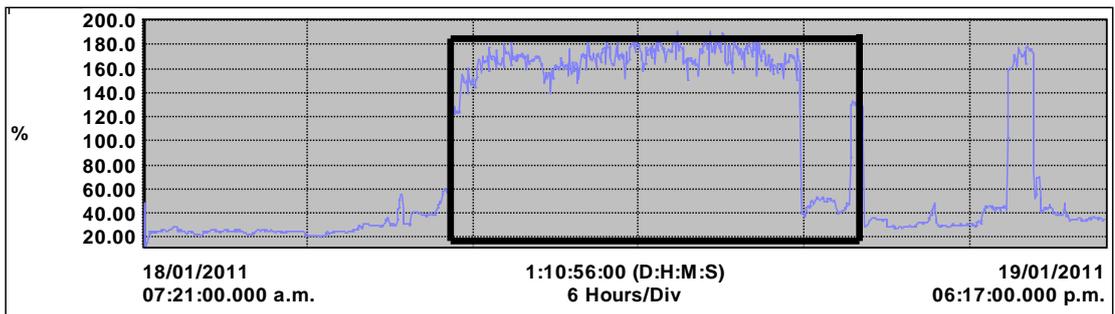


Figura 5.15 THDi total de la fase C después de la implementación del filtro “Planta B”

— Horas en la que el filtro se desconecta.

b. Ondas de Voltaje y Corriente antes y después de la implementación de los filtros.

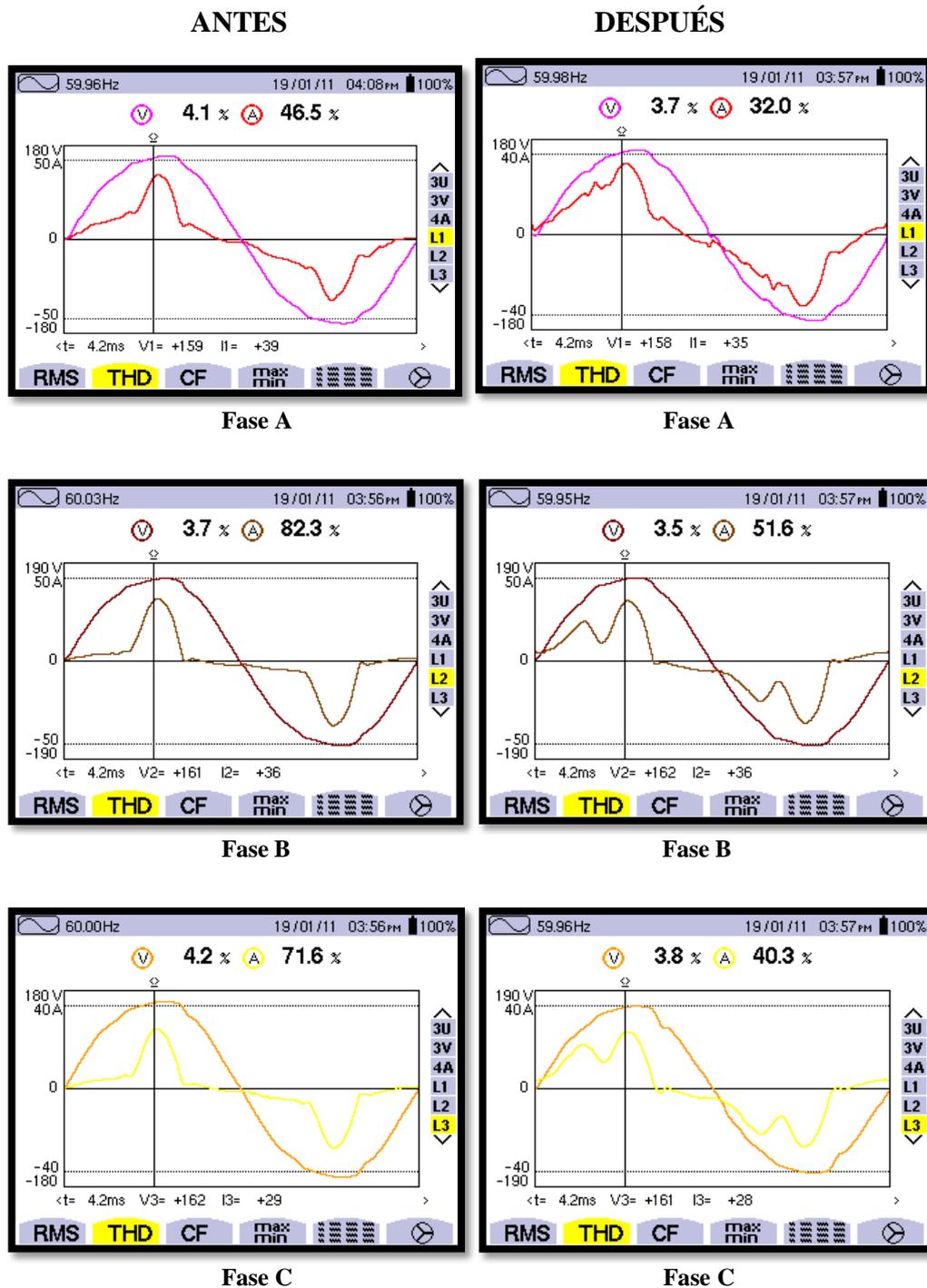


Figura 5.16 Formas de Onda de voltaje y corriente de las fases de la "Planta B".

- c. Espectro de frecuencias antes y después de la implementación de los filtros.

Antes.

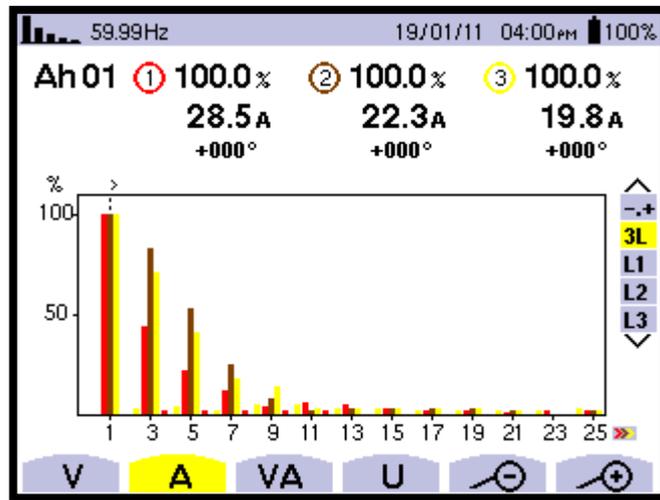


Figura 5.17 Espectro de frecuencias de las fases antes de la implementación de filtros “Planta B”.

Después.

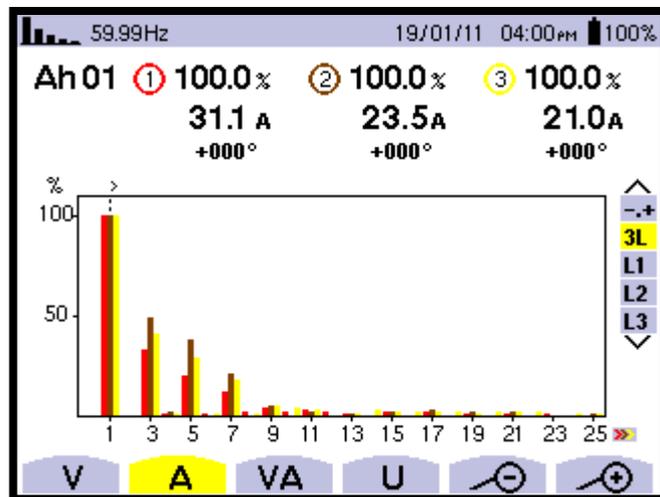


Figura 5.18 Espectro de frecuencias de las fases después de la implementación de filtros “Planta B”

5.1.3. LABORATORIO DE CNC.

a. THDi total de la Fase A antes y después de la implementación del filtro.

Antes.

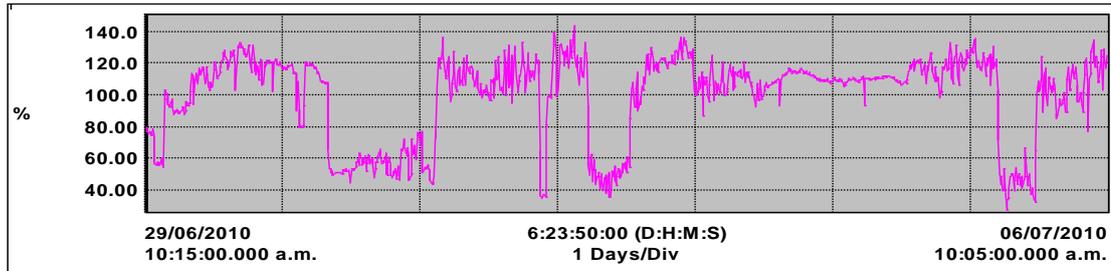


Figura 5.19 THDi total de la fase A antes de la implementación del filtro “Lab. CNC”.

Después.

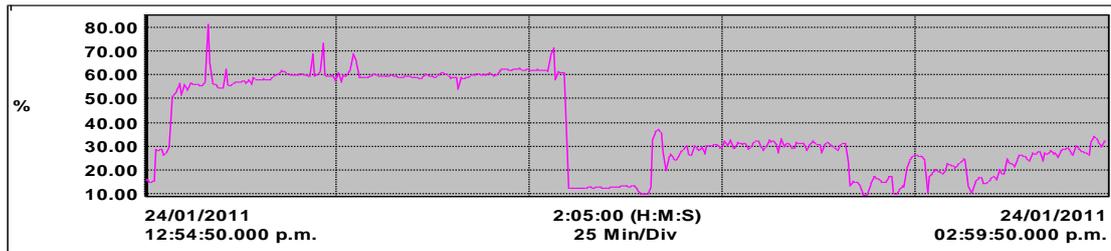
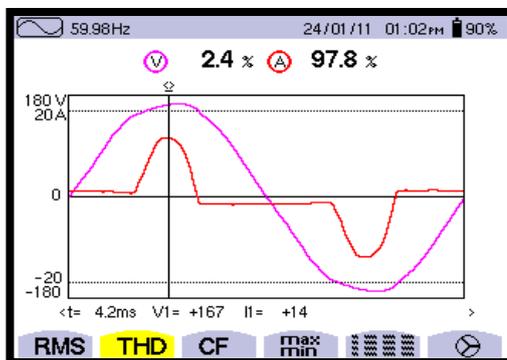


Figura 5.20 THDi total de la fase A después de la implementación del filtro “Lab. CNC”.

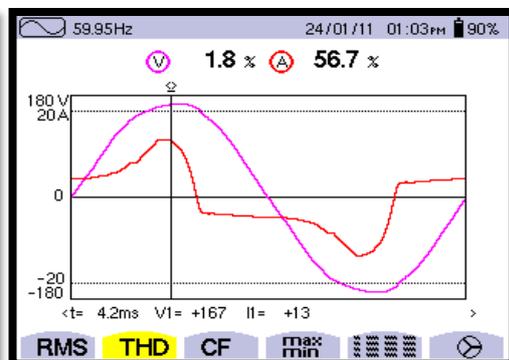
b. Onda de Voltaje y Corriente antes y después de la implementación del filtro.

ANTES



Fase A

DESPUÉS



Fase A

Figura 5.21 Formas de Onda de voltaje y corriente de la fase A del “Lab. CNC”.

c. Espectro de frecuencias antes y después de la implementación del filtro.

Antes.

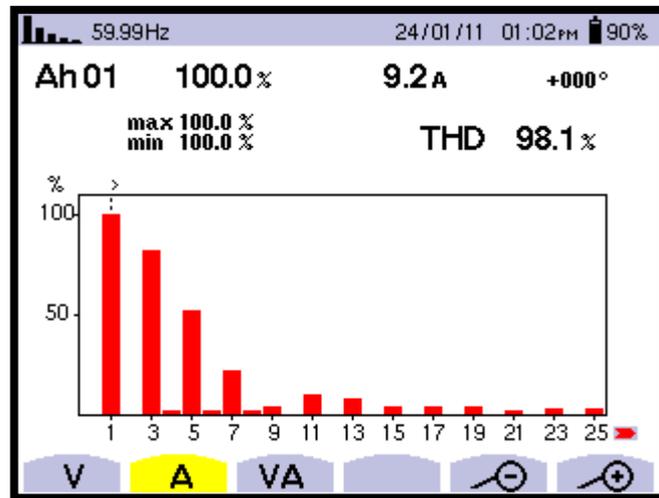


Figura 5.22 Espectro de frecuencia de la fase A antes de la implementación del filtro “Lab. CNC”.

Después.

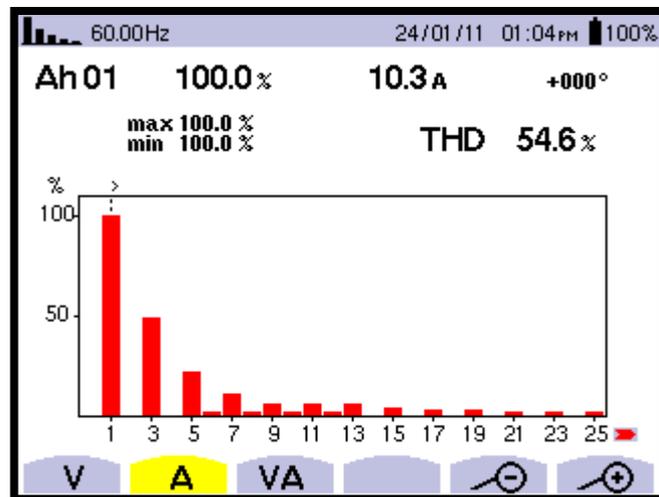


Figura 5.23 Espectro de frecuencia de la fase A después de la implementación del filtro “Lab. CNC”.

5.2. ANÁLISIS DE RESULTADOS.

Con la implantación de los filtros se obtuvo un resumen de los resultados del THDi que se muestran en las siguientes tablas.

Tabla 5.1 Resumen del THDi total de los laboratorios de computación “Planta A”.

	(% THDi) Antes			(% THDi) Después		
	<i>Prom.</i>	<i>Mín.</i>	<i>Máx.</i>	<i>Prom.</i>	<i>Mín.</i>	<i>Máx.</i>
% THDi Fase A	98.01	29.40	144.4	36.97	19.2	54.75
% THDi Fase B	135.6	28.20	202.2	52.96	25.6	80.32
% THDi Fase C	61.11	32.70	82.90	43.25	16.5	70

Tabla 5.2 Resumen del THDi total de los laboratorios de computación “Planta B”.

	(% THDi) Antes			(% THDi) Después		
	<i>Prom.</i>	<i>Mín.</i>	<i>Máx.</i>	<i>Prom.</i>	<i>Mín.</i>	<i>Máx.</i>
% THDi Fase A	63.31	15.51	117.12	45.45	16.8	64.28
% THDi Fase B	79.63	19.10	140.17	51.5	21.10	81.94
% THDi Fase C	69.28	15.58	122.98	34.81	11.7	57.93

Tabla 5.3 Resumen del THDi total del “Lab. CNC”.

	(% THDi) Antes			(% THDi) Después		
	<i>Prom.</i>	<i>Mín.</i>	<i>Máx.</i>	<i>Prom.</i>	<i>Mín.</i>	<i>Máx.</i>
% THDi Fase A	99.35	27	143.7	38.06	9.2	81.2

5.3. ALCANCES Y LIMITACIONES

El proyecto realizado implica ciertas limitaciones y alcances que son:

- Los filtros pasivos están diseñados y construidos para funcionar correctamente con la carga actualmente instalada que corresponde a los períodos académicos Abril – Agosto 2010 y Septiembre 2010 – Enero 2011, cualquier incremento de carga a futuro deberá ser sujeto a nuevos análisis para establecer el rediseño de los nuevos filtros.
- Las corrientes que circulan por los filtros ya implementados en las áreas estratégicas es de aproximadamente 12A máx., y los filtros están dimensionados para soportar una corriente de 20 A. máx. para el caso de los laboratorios de computación “Planta A” y “Planta B”, y con una corriente de 10 A. máx. para el laboratorio de CNC.
- El porcentaje de THDi disminuido por los filtros puede variar dependiendo de la variación de la carga, pudiendo atenuar desde un 10% en el peor de los casos hasta un 60% en el mejor de los casos.
- El consumo del filtro puede llegar hasta los 5A cuando trabaja sin carga y de 1 a 1.5 A cuando se encuentra en funcionamiento a plena carga.

5.4. ANÁLISIS ECONÓMICO

A continuación se detalla los materiales y accesorios utilizados para la elaboración y construcción de este proyecto de tesis.

Cabe recalcar que se desarrollo varios prototipos de filtros pasivos, para las respectivas pruebas experimentales.

CANT.	DESCRIPCIÓN	VALOR UNIT.	VALOR TOTAL
7	Condensadores de 80 uF	12.32	86.24
400	Resistencias de 20 ohm-20W	0.50	200
24 lb.	Alambre de bobinar # 10 AWG	8.50	204
4 lb.	Alambre de bobinar # 12 AWG	8.50	34
170 lb.	Láminas de hierro al silicio 57mm	2.50	425
6 lb.	Láminas de hierro al silicio 38mm	2.50	15
2	Cajas de 50x40x32 cm	75	150
2	Breakers trifásicos	20	40
1	Breakers Monofásico	10	10
7	Luces piloto	1.50	10.5
20 m	Alambre flexible # 10 AWG	1	20
1	Otros materiales y accesorios implementados.	200	200
1	Materiales y accesorios utilizados para las pruebas experimentales.	500	500
		TOTAL:	1894.74

CAPÍTULO 6

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

En el desarrollo del proyecto “DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE FILTROS EN ÁREAS ESTRATÉGICAS PARA LA ATENUACIÓN DE ARMÓNICOS EN LAS TIC’S Y LABORATORIOS DE LA ESPE-L”, se obtuvo las siguientes conclusiones y recomendaciones que se ponen a consideración.

6.1 CONCLUSIONES.

- Se logró compilar información de todas las áreas involucradas para el desarrollo de este proyecto.
- Se realizó un estudio y análisis de los niveles de Distorsión Armónica (THDi) existentes en cada una de las áreas implicadas (TIC’S y laboratorios de la ESPE-L) mediante los analizadores de calidad de energía AEMC 3945 y el FLUKE de la serie 430, y se identificó las áreas estratégicas.
- Se diseñó e implementó filtros pasivos de segundo orden en cada una de las áreas estratégicas de los laboratorios de la ESPE-L para la atenuación de armónicos con el fin de mejorar la calidad de energía eléctrica.
- Se evidenció los resultados post la implantación de los filtros de segundo orden con un analizador de calidad de energía, todos los espectros de frecuencia y los THDi, logrando atenuar considerablemente los armónicos más críticos.

6.2 RECOMENDACIONES.

- Antes de realizar la implementación de cualquier filtro, es necesario realizar un estudio de carga con el objetivo de verificar si están correctamente balanceadas las fases de la carga, para en lo posterior analizar el nivel de THDi de las áreas involucradas, así como también el comportamiento y las características de los filtros, con el fin de seleccionar el filtro adecuado que satisfaga las necesidades de cada área.
- Para disminuir el THDi considerablemente es necesario colocar varios filtros pasivos Pasa-Alta en paralelo con la carga y si se requiere lograr un nivel de THDi menor que concuerde según las normas, es necesario utilizar filtros activos e híbridos ya que son más eficientes que los filtros pasivos, pero su costo de construcción es caro y su diseño es más complejo.
- No es recomendable la utilización de filtros sintonizados para la implementación en cargas variables, pues la inductancia de la bobina varía con la corriente según la ecuación 4.19 mostrada en el capítulo 4, por lo que podría desintonizarse fácilmente y generar más armónicos.
- Se recomienda poner en operación los filtros cuando se encuentre funcionando al menos el 65% de la carga instalada ya que el consumo de cada filtro es de aproximadamente 1 - 1.5 A, siendo innecesario el uso de los filtros cuando haya poca carga debido a que el consumo de los mismos sería considerable.
- Al momento de armar las chapas del núcleo de la bobina se debe ajustar bien, para evitar vibraciones de los mismos y por ende la introducción de armónicos a la red.

- Tener mucha precaución al manipular los condensadores de potencia cuando se conecten y se desconecten de una red, ya que pueden estar cargados y es posible sufrir descargas eléctricas.

ANEXOS

ANEXO A

**“DIAGRAMAS UNIFILARES DE LOS
CENTROS DE TRANSFORMACIÓN Y
SUS CARGAS.”**

ANEXO B

**“INFORMES DE TENDENCIA ANTES
DE LA IMPLANTACIÓN DE LOS
FILTROS.”**

ANEXO

B-1

“Informe de tendencia de la Área de TIC’S”

ANEXO

B-2

“Informe de tendencia de los Laboratorios
de Computación Planta A.”

ANEXO

B-3

“Informe de tendencia de los Laboratorios
de Computación Planta B.”

ANEXO

B-4

“Informe de tendencia de los Laboratorios
de Eléctrica y Electrónica.”

ANEXO

B-5

“Informe de tendencia del Laboratorio de Control Numérico Computarizado (CNC).”

ANEXO

B-6

“Informe de tendencia del Laboratorio de
Soldadura (Caja 1).”

ANEXO

B-7

“Informe de tendencia del Laboratorio de
Soldadura (Caja 2).”

ANEXO C

**“INFORMES DE TENDENCIA DE
RESULTADOS DESPUÉS DE LA
IMPLANTACIÓN DE LOS FILTROS.”**

ANEXO

C-1

“Informe de tendencia de los Laboratorios
de Computación Planta A.”

ANEXO

C-2

“Informe de tendencia de los Laboratorios
de Computación Planta B.”

ANEXO

C-3

“Informe de tendencia del Laboratorio de Control Numérico Computarizado (CNC).”

ANEXO D

**“DIAGRAMA UNIFILAR FILTRO
PASIVO PASA-ALTO TRIFÁSICO.”**

BIBLIOGRAFÍA

AUTORES

- BELVER Inmaculada Zamora & STADIER Valentín Macho, “Distorsión Armónica producida por Convertidores Estáticos”, 1ra Edición, España, 2005.
- EDMINISTER Joseph, “Circuitos Eléctricos”, 1ra Edición, Colombia, 1970.
- BOYLESTAD Robert L., “Introducción al Análisis de Circuitos”, Décima Edición, 2004.
- FLOY Thomas, “Principios de Circuitos Eléctricos”, Octava Edición, 2007.
- WILDI Theodore, “Máquinas Eléctricas y Sistemas de Potencia”, 6ta Edición, México, 2007.
- GRADY M. & GILLESKIE R., “Harmonics and How They Relate to Power Factor Proc. of the EPRI Power Quality Issues & Opportunities Conference (PQA '93)”, San Diego, 1993.
- MOHAN N., “Power Electronics: converter, applications and desing”, Editorial Jhon Wiley & Sons. Inc, United Status, 1995.

LIBROS DE TESIS

- “Determinación de Señales Armónicas de corriente y voltaje en la Industria”, Tesis de Ingeniería Electromecánica, Escuela Politécnica del Ejército Sede Latacunga, Cap. 4.
- ESTIGARRIBIA Héctor, “Armónicos en Líneas de Baja Tensión”, Tesis de Ingeniería Eléctrica, Capítulo I.
- GONZALES Jorge Andrés & ROMERO Fabián Vicente, “Diseño Construcción e Implementación de un filtro de baja tensión para el mejoramiento de la Calidad Eléctrica del suministro Eléctrico”, tesis de Ingeniería en Electrónica, Universidad Politécnica Salesiana Sedes Cuenca, 2008.”

- SAQUILMER Mendoza Luis, “Análisis técnico y económico de sobretensiones por resonancia armónica en instalaciones Industriales”, Tesis de Ingeniería Eléctrica, Universidad de San Carlos de Guatemala, 2007.
- USTARIZ Armando & ORDOÑEZ Plata Gabriel, “Criterios de Selección, Ubicación y Diseño de Filtros Pasivos para la Atenuación de Armónicos en Sistemas de Distribución”, Tesis de Ingeniería Eléctrica, Universidad Industrial de Santander.

INTERNET

- <http://www.tecnicaindustrial.es/TIAdmin/Numeros/18/37/a37.pdf>
- <http://www.revistamarina.cl/revistas/2001/5/Acevedo.pdf>
- <http://www.schneider-electric-com.ar>. Detección y filtrado de armónicos
- <http://www.donsion.org/calidad/cc9/C9-2.pdf>
- http://biblioteca.usac.edu.gt/tesis/08/08_7947.pdf
- http://jaimevp.tripod.com/Electricidad/armonico519_pag2.htm
- <http://biee.epn.edu.ec:8180/dspace/bitstream/123456789/1094/6/T10904C-AP2.pdf>

OTROS

- Norma de la Calidad de energía eléctrica IEEE1159-1995
- Norma IEEE-1159
- Norma Ecuatoriana -CONELEC 004/01
- IEEE Std 519 – 1992.
- GUILLEN Marcelo Astudillo & GUILLEN Bernal Luis, “Seminario Ecuatoriano de Distribución y Comercialización de Energía Eléctrica”, Marzo 2000.
- RODRÍGUEZ Bailey Javier, “Factor de Potencia y Armónicas”
- Guía de Calidad de la Energía Eléctrica, Armónicos Causas y efectos.

- Compensación del Factor de Potencia y Control de Armónicas en Redes Industriales
- FUENTE: Jaigua Christian “Calidad de Energía Eléctrica”
- Manuales de usuario FLUKE 435 y AEMC 3945

Latacunga, marzo del 2011

El presente trabajo fue desarrollado en su totalidad por:

Cristian Paredes
C.I. 0502438419

Jonathan Jiménez
C.I.1722153598

Ing. Mario Jiménez
**DIRECTOR DE LA CARRERA DE INGENIERÍA
ELECTROMECAÁNICA**

Dr. Eduardo Vásquez
SECRETARIO ACADÉMICO