

UNIVERSIDAD NACIONAL DEL ALTIPLANO
FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA ELÉCTRICA,
ELECTRÓNICA Y SISTEMAS
ESCUELA PROFESIONAL DE INGENIERÍA MECÁNICA
ELÉCTRICA



ESTUDIO Y ANÁLISIS DE ARMÓNICOS EN RECTIFICADORES
ESTÁTICOS DE POTENCIA ELÉCTRICA UTILIZANDO SERIES
DE FOURIER, PARA LA REGIÓN DE PUNO.

TESIS

PRESENTADA POR:

EDDY OLIVER CACERES CHURA

PARA OPTAR EL TÍTULO PROFESIONAL DE:
INGENIERO MECÁNICO ELECTRICISTA

PUNO – PERÚ

2019

Universidad Nacional del Altiplano

FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y SISTEMAS

ESCUELA PROFESIONAL DE INGENIERÍA MECÁNICA ELÉCTRICA

ESTUDIO Y ANÁLISIS DE ARMÓNICOS EN RECTIFICADORES

ESTÁTICOS DE POTENCIA ELÉCTRICA UTILIZANDO SERIES DE

FOURIER, PARA LA REGIÓN DE PUNO.

PRESENTADA POR:

EDDY OLIVER CACERES CHURA

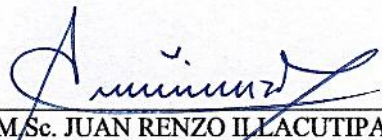
PARA OPTAR EL TITULO PROFESIONAL DE:

INGENIERO MECÁNICO ELECTRICISTA

APROBADO POR EL JURADO REVISOR CONFORMADO POR:



PRESIDENTE

: 
M.Sc. JUAN RENZO ILLACUTIPA MAMANI

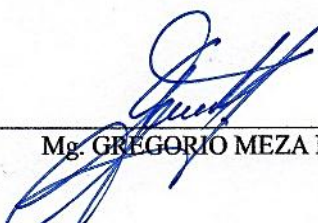
PRIMER MIEMBRO

: 
Ing. FELIPE CONDORI CHAMBILLA

SEGUNDO MIEMBRO

: 
Ing. OMAR LUIS NEIRA CUTIPA

DIRECTOR / ASESOR

: 
Mg. GREGORIO MEZA MAROCHO

Área : Ingeniería Eléctrica.

Tema : Análisis y Estudio de Perturbaciones Armónicas.

FECHA DE SUSTENTACIÓN 26 DE JULIO DEL 2019

DEDICATORIA

El presente trabajo de tesis va dedicado a dios por que ha estado conmigo a cada paso que doy en esta vida, por haber cuidado a mi familia y fortalecerme para continuar con mis sueños que tengo más adelante.

A mis Padres Sonia y Humberto por haberme apoyado en cada momento, por ayudarme a construir mis sueños para seguir adelante, por sus consejos, enseñanzas y por la constante motivación.

A mis hermanos Christian y Fiorela, por compartir una infancia feliz, por esas experiencias que nunca olvidare.

*A una persona en especial en mi corazón, por el apoyo incondicional que me dio, gracias a sus consejos y regaños. Tu apoyo a sido fundamental, has estado conmigo en los momentos más difíciles que pasamos, pero siempre estuviste motivándome y ayudándome, gracias a eso ahora estoy realizando mis sueños que tengo planeado.
Gracias Madeleine.*

AGRADECIMIENTOS

A la universidad nacional del altiplano por haberme brindado conocimiento y experiencias de los docentes y su conocimiento de gran lugar para la formación de profesionales.

A los docentes de la escuela profesional de ingeniería mecánica eléctrica de la universidad nacional del altiplano. Por su dedicación en mi formación académica y profesional.

A cada una de las personas que colaboraron con un granito de arena para que este proyecto se haga realidad, mi eterno agradecimiento por su incondicional apoyo y ayuda.

ÍNDICE GENERAL

DEDICATORIA	I
AGRADECIMIENTOS	II
ÍNDICE DE FIGURAS	VIII
ÍNDICE DE GRÁFICOS	XII
ÍNDICE DE TABLAS	XIII
ÍNDICE DE ACRÓNIMOS.....	XIV
RESUMEN	17
ABSTRACT.....	18
CAPÍTULO I.....	19
INTRODUCCIÓN	19
1.1. Planteamiento Del Problema De Investigación	20
1.1.1. Planteamiento Del Problema	20
1.1.2. Formulación Del Problema.....	21
1.1.3. Problema General	21
1.1.4. Problemas Especificos	21
1.2. Objetivos.....	22
1.2.1. Objetivo General.....	22
1.2.2. Objetivos Especificos	22
1.3. Antecedentes De La Invetigación.....	22
CAPÍTULO II.....	26
REVICIÓN DE LITERATURA	26
2.1. Calidad De La Energía Eléctrica	26
2.1.1. Mala Calidad Energía Eléctrica.....	26
2.1.1.1. Principales Causas De La Mala Calidad De La Energía	27
2.1.1.2. Problemas De Calidad De Energía.....	27
2.1.2. Efectos De Los Problemas De Calidad De Energía Eléctrica	29
2.1.2.1. Efectos Por Mala Calidad De Energía.....	30
2.1.3. Descripción De Disturbios En Sistemas Electricos.....	31
2.1.3.1. Pico De Voltaje	31
2.1.3.2. Depresión De Voltaje (Sags O Huecos).....	32
2.1.3.3. Dilatación De Voltaje (Swell)	32

2.1.3.4.	Parpadeo (Flikers)	33
2.1.3.5.	Interrupciones De Energía.....	33
2.1.3.6.	Ruido Eléctrico.....	34
2.1.3.7.	Distorsión Armónica	35
2.1.4.	Causas De Los Armónicos	35
2.2.	Análisis De Fourier	38
2.2.1.	Funciones Ortogonales	38
2.2.2.	Análisis De Fourier	39
2.2.3.	Series De Fourier Y Coeficientes.....	39
2.2.4.	Calculos De Los Coeficientes De Fourier.....	40
2.2.5.	Simplificaciones Resultantes De La Simetría De Forma De Onda.....	51
2.2.6.	Forma Compleja De La Serie De Fourier	52
2.2.7.	La Transformada De Fourier.....	55
2.2.8.	Función De Tiempo Muestreado.....	56
2.2.9.	Transformada De Fourier Discreta.....	57
2.3.	Análisis De Circuitos Eléctricos	58
2.3.1.	Potencia Instantanea.....	58
2.3.2.	Potencia Media O Activa	59
2.3.3.	Valor RMS	59
2.3.4.	Potencia Aparente	59
2.3.5.	Factor De Potencia	60
2.4.	Análisis De Circuitos Eléctricos En Condiciones No Lineales.....	60
2.4.1.	Potencia Activa	61
2.4.2.	Valores Rms	61
2.4.3.	Potencia Aparente	62
2.4.4.	Componentes Ortogonales De La Potencia Aparente	62
2.4.5.	Factor De Potencia	64
2.5.	Definiciones Y Estandares	64
2.5.1.	Valores De Las Distorsión Armónica	65
2.5.1.1.	Distorsión Armónica Total.....	65
2.5.2.	Subarmónicos	66
2.5.2.1.	Distorsión Subarmónica Total (TSHD).....	66
2.5.3.	Interarmónica	67
2.5.3.1.	Distorsión Interarmónica Total (TIHD).....	67

2.5.4.	Armónicos Característicos Y No Característicos.....	67
2.5.5.	Armónicos De Secuencia Positiva, Negativa Y Cero	68
2.5.6.	Armónicos Temporales Y Espaciales	69
2.5.7.	Distorsión De La Demanda Total (TDD).....	72
2.5.8.	Factor De Influencia Telefónica (TIF).....	72
2.5.9.	Índice De Distorsión (DIN).....	72
2.6.	Generación De Armónicos Eléctricos	73
2.6.1.	Armónicos Eléctricos	73
2.6.1.1.	Resonancia	73
2.6.1.2.	Resonancia Paralelo	74
2.6.1.3.	Resonancia Serie	76
2.6.1.4.	Condiciones Para Un Voltaje Resonante	77
2.6.1.5.	Predicción De Una Condición De Resonancia.....	78
2.6.2.	Convertidores	79
2.7.	Análisis De Armónicos En Rectificador Estático De Potencia.....	79
2.7.1.	Análisis Armónico En Transformadores.....	79
2.7.1.1.	Modelo Del Transformador Sinusoidal (Lineal).....	81
2.7.1.2.	Pérdidas Por Armónicos En Los Transformadores	83
2.7.1.3.	Efecto Skin	83
2.7.1.4.	Efecto De Proximidad	84
2.7.1.5.	Pérdidas Magnéticas De Hierro.....	85
2.7.2.	Medición De Pérdidas	90
2.7.2.1.	Medición De Perdidas Indirecta.....	90
2.7.2.2.	Medición De Pérdida Directa.....	90
2.7.2.3.	Armónicos No Lineales En Transformadore Modelo	91
2.7.2.4.	El Modelo Armónico General De Transformadores	92
2.7.2.5.	Modelado Armónico No Lineal Del Núcleo Magnético Del Transformador	95
2.7.2.5.1.	Modelado Del Núcleo Del Transformador En El Dominio Del Tiempo Mediate Un Bucle De Histéresis Multisgmento.....	95
2.7.2.5.2.	Modelado Del Núcleo Del Transformador En El Dominio De La Frecuencia Y El Tiempo Por La Curva De Saturación Y Las Resistencias Armónicas De Pérdida De Nucleo	97
2.7.2.5.3.	Modelado De Bobina Transformadora En El Dominio Del Tiempo Por Curva De Saturación Y Una Resistencia Constante De Pérdida De Núcleo	99

2.7.2.5.4. Modelado De Bobina De Transformador En El Dominio De La Frecuencia Por Fuentes De Corriente Armónica.....	99
2.7.2.5.5. Modelado De Bobina De Transformador En El Dominio De La Frecuencia Mediante La Descripción De Funciones	101
2.7.3. Análisis De Armónicos En Rectificadores Estáticos	104
2.7.3.1. Armónicos Del Convertidor Característico.....	105
2.7.3.2. Efecto De La Conexión Del Transformador	110
2.7.3.3. Armónicos Relacionas Al Rectificador Estático De 12 Pulsos.....	111
2.7.3.4. Reactancia Suavizante Insuficiente.....	113
2.7.3.5. Modelo En Dominio De La Frecuencia	115
2.7.3.6. Análisis De Conmutación.....	120
2.7.3.7. Transferencia De Distorsión De Forma De Onda	124
2.7.3.8. El Equivalente A La Frecuencia Del Convertidor	127
CAPÍTULO III.....	131
MATERIALES Y MÉTODOS.....	131
3.1. Método De La Investigación	131
3.2. Equipo Y Material Utilizado	131
3.2.1. Introducción De Programación En Matlab.....	131
3.2.1.1. Características De Matlab	132
3.2.1.2. Uso Interactivo De Matlab	132
3.2.2. Introducción Al PSIM	134
3.2.2.1. Creación De Nuevo Proyecto	135
3.3. Técnicas De Análisis.....	136
3.3.1. Generación De 3 ^{er} Armónico	137
3.3.2. Generación De 5 ^{to} Armónico	137
3.4. Procesos De Aplicación Para La Medición.....	137
3.5. Filtros Pasivo.....	139
3.6. Filtro Activo	139
3.7. Filtros Sintonizados.....	139
3.8. Normatividad Sobre El Problema De Armónicas	140
3.8.1. Norma Ieee Std. 519 – 2014.....	140
CAPÍTULO IV	143
RESULTADOS Y DISCUSIONES.....	143
4.1. Resultados	143

4.1.1.	Rectificador Con Carga Resisitiva	143
4.1.2.	Rectificador Con Carga Inductiva.....	146
4.1.3.	Rectificador Con Carga Capacitiva.....	149
4.1.4.	Rectificador Con Carga RL.....	152
4.1.5.	Rectificador Con Carga RC.....	155
4.1.6.	Rectificador Con Carga LC.....	158
4.1.7.	Rectificador Acoplado A Un Transformador Con Carga R.....	161
4.1.8.	Análisis Del Rectificador En PSIM	167
4.1.8.1.	Rectificador Trifásico En Conexión ($\Delta - \Delta$)	167
4.1.8.2.	Rectificador Trifásico En Conexión ($Y - Y$)	169
4.1.8.3.	Rectificador Trifásico En Conexión ($\Delta - Y$)	170
4.1.8.4.	Rectificador Trifásico En Conexión ($Y - \Delta$)	172
4.1.9.	Aplicación De Filtros En Los Rectificadores.....	173
4.1.9.1.	Rectificador Trifásico En Conexión ($\Delta - \Delta$)	173
4.1.9.2.	Rectificador Trifásico En Conexión ($Y - Y$)	175
4.1.9.3.	Rectificador Trifásico En Conexión ($\Delta - Y$)	176
4.1.9.4.	Rectificador Trifásico En Conexión ($Y - \Delta$)	178
	RECOMENDACIONES.....	182
	BIBLIOGRAFÍA	183
	ANEXOS	186

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1: Par de Vectores Contra-Giratorio que Produce un Vector de Amplitud.....	53
Figura 2.2: Triangulo de Potencias	60
Figura 2.3: Triángulo de Potencias Para Sistema no Senoidal	64
Figura 2.4: Resonancia en Paralelo.....	74
Figura 2.5: Resonancia en Serie	76
Figura 2.6: Carga Adicionada a un Sistema de Potencia	77
Figura 2.7: Circuito Equivalente de un Capacitor en el Bus K.....	78
Figura 2.8: Rectificador Trifásico.....	79
Figura 2.9: Modelo de Transformador Lineal Monofásico	82
Figura 2.10: Resistencia de CC RDC Versus Resistencia de CA RACh	84
Figura 2.11: Intensidad del Campo Magnético Dentro y Fuera de un Conductor	85
Figura 2.12: Distorsión de los Campos Magnéticos por Efecto de Proximidad.....	85
Figura 2.13: Características no Lineales del Núcleo del Transformador con Bucles de Histéresis Mayor y Menor	87
Figura 2.14: Superposición de las tensiones fundamentales y del tercer Armónico que están en fase (0°, tensión pico a pico es máxima)	88
Figura 2.15: Superposición de Voltajes Fundamentales y de Terceros Armónicos que Están Fuera de Fase (180 °, el Voltaje Pico a Pico es Mínimo).....	89
Figura 2.16: Definiciones de Voltaje y Corriente Para un Sistema de dos Puertos.....	91
Figura 2.17: Impedancias de Serie y shunt de un Sistema de dos Puertos	91
Figura 2.18: Modelo Físico de un Transformador Monofásico.....	94
Figura 2.19: Modelo Armónico General de un Transformador.....	94
Figura 2.20:Modelo no lineal de transformador en el dominio del tiempo con la característica completa ($\lambda - i$).	96
Figura 2.21: Modelo no lineal en el dominio del tiempo del núcleo del transformador con el bucle de histéresis completo; (a) utilizando cinco segmentos, (b) utilizando cuatro segmentos	97
Figura 2.22: Modelo no lineal en el dominio de la frecuencia y el tiempo del núcleo del transformador con conductas armónicas y una curva de saturación de un solo valor; (a) modelo de transformador, (b) el modelo lineal por tramos de	

la curva de saturación, (c) el modelo incremental de la curva de saturación.....	100
Figura 2.23: Modelo no lineal en el dominio del tiempo del núcleo del transformador con una conductancia de magnetización constante y una característica	100
Figura 2.24: Modelo no lineal de dominio de frecuencia del núcleo del transformador con fuentes de corriente armónica.....	101
Figura 2.25: Expresión de la función de descripción para una red no lineal N	103
Figura 2.26: Función lineal por partes aproximación del bucle de histéresis que define el transformador que describe la función	103
Figura 2.27: Forma de onda de corriente de excitación para un núcleo de transformador.....	104
Figura 2.28: configuración de puente trifásico	105
Figura 2.29: Formas de onda de voltaje dc del convertidor de seis impulsos: (a) en el terminal positivo; (b) en el terminal negativo; (c) entre terminales de salida.....	106
Figura 2.30: Variación de la tensión del sexto armónico	107
Figura 2.31: Formas de onda de puente de seis pulsos: (a) tensiones de fase a neutro; (b)- (d) corrientes de fase en el lado del convertidor; (e) corriente de fase en el lado del sistema con transformador Delta-Y	109
Figura 2.32: Representación en el dominio del tiempo de una forma de onda de seis pulsos con conexión de transformador delta-estrella.....	110
Figura 2.33: Configuración del convertidor de doce pulsos	112
Figura 2.34: (a) Representación en el dominio del tiempo de la corriente de fase de 12 pulsos y (b) Representación en el dominio de la frecuencia de la operación de 12 pulsos	112
Figura 2.35: Formas de onda discontinuas: (a) voltaje CC; (b) corriente alterna en la fase a.....	114
Figura 2.36: Funciones de transferencia (a) $Y_{\psi dc}$ y (b) $Y_{\psi ac}$	117
Figura 2.37: El Circuito de Conmutación	120
Figura 2.38: Equivalentes de sistema con equivalentes de convertidor.	128
Figura 3.1: Comando Windows del Matlab.....	134
Figura 3.2: Editor de Ecuaciones Matlab.....	134
Figura 3.3: Pantalla Principal del PSIM	135

Figura 3.4: Creación de Nuevo Proyecto	136
Figura 3.5: Ondas distorsionadas de corriente y tensión armónica	138
Figura 3.6: Datos para pre – estudio armónico	138
Figura 3.7: Filtro sintonizado. a) Circuito, b) Impedancia contra frecuencia (480 V, 50 kvar, 5 ^{to} armónico)	139
Figura 3.8: Filtro de doble sintonía. a) Circuito, b) Impedancia contra frecuencia (480 V, 50 kvar, 5 ^{to} y 7 ^{mo} armónicos)	140
Figura 4.1: Puente rectificador de media onda con carga R	143
Figura 4.2: Puente rectificador de media onda con carga L	146
Figura 4.3: Puente rectificador de media onda con carga capacitiva.....	149
Figura 4.4: Puente rectificador de media onda con carga RL.....	152
Figura 4.5: Puente rectificador de media onda con carga RC	155
Figura 4.6: Puente rectificador de media onda con carga LC.....	158
Figura 4.7: Puente rectificador de media onda acoplado con transformador con carga R	162
Figura 4.8: Rectificador trifásico ($\Delta - \Delta$)	167
Figura 4.9: Armónicos eléctricos en las tres fases en conexión triángulo – triángulo ($\Delta - \Delta$)	168
Figura 4.10: FFT del rectificador en conexión triángulo – triángulo ($\Delta - \Delta$)	168
Figura 4.11: Diagrama de rectificador en conexión estrella – estrella (Y – Y)	169
Figura 4.12: Armónicos eléctricos en las tres fases en conexión estrella – estrella (Y – Y)	169
Figura 4.13: FFT del rectificador en conexión triángulo – triángulo (Y – Y)	170
Figura 4.14: Diagrama de rectificador en conexión triángulo – estrella ($\Delta - Y$)	170
Figura 4.15: Armónicos eléctricos en las tres fases en conexión triángulo – estrella ($\Delta - Y$)	171
Figura 4.16: FFT del rectificador en conexión triángulo – estrella ($\Delta - Y$)	171
Figura 4.17: Diagrama de rectificador en conexión estrella – triángulo (Y – Δ)	172
Figura 4.18: Armónicos eléctricos en las tres fases en conexión estrella – triángulo (Y – Δ)	172
Figura 4.19: FFT del rectificador en conexión triángulo – estrella ($\Delta - Y$)	173
Figura 4.20: Diagrama del rectificador con filtro, en conexión triángulo – triángulo ($\Delta - \Delta$)	173

Figura 4.21: Diagrama de ondas en las tres fases en conexión triángulo – triángulo ($\Delta - \Delta$)..... 174

Figura 4.22: FFT de la conexión triángulo – triángulo ($\Delta - \Delta$) 174

Figura 4.23: Diagrama del rectificador con filtro, en conexión estrella – estrella ($Y - Y$)..... 175

Figura 4.24: Diagrama de ondas en las tres fases en conexión estrella – estrella ($Y - Y$)..... 175

Figura 4.25: FFT de la conexión estrella – estrella..... 176

Figura 4.26: Diagrama del rectificador con filtro, en conexión triángulo – estrella ($\Delta - Y$)..... 176

Figura 4.27: Diagrama de ondas en las tres fases en conexión triángulo – estrella ($\Delta - Y$)..... 177

Figura 4.28: FFT de la conexión triángulo – estrella ($\Delta - Y$) 177

Figura 4.29: Diagrama del rectificador con filtro, en conexión estrella – triángulo ($Y - \Delta$)..... 178

Figura 4.30: Diagrama de ondas en las tres fases en conexión estrella – triángulo ($Y - \Delta$)..... 178

Figura 4.31: FFT de la conexión estrella – triángulo ($Y - \Delta$) 179

Figura 5.32: Efectos de los armónicos..... 181

ÍNDICE DE GRÁFICOS

Gráfico 2.1: Intensidad Afectada por Armónicos 1, 3, 5, 7 y 9.....	29
Gráfico 2.2: Pico de Voltaje	32
Gráfico 2.3: Depresión de Voltaje	32
Gráfico 2.4: Dilatación de Voltaje.....	33
Gráfico 2.5: Parpadeo	33
Gráfico 2.6: Interrupción de Energía	34
Gráfico 2.7: Ruido Eléctrico	34
Gráfico 2.8: Distorsión Armónica	35
Gráfico 2.9: Función muestreada en el dominio del tiempo.....	56
Gráfico 2.10: Espectro de la frecuencia para función discreta	56
Gráfico 2.11: Fundamental más tercera armónica	65
Gráfico 2.12: Subarmónicos	66
Gráfico 2.13: Características lineales y no lineales del núcleo de hierro	83
Gráfico 4.1: Onda rectificada de la carga R.....	144
Gráfico 4.2: Contenido armónico de la tensión de la carga resistiva de tensión	145
Gráfico 4.3: Onda rectificada de la carga R.....	147
Gráfico 4.4: Contenido armónico de la tensión de la carga inductiva	148
Gráfico 4.5: Onda rectificada de la carga capacitiva	150
Gráfico 4.6: Contenido armónico de la tensión de la carga capacitiva.....	151
Gráfico 4.7: Onda rectificada de la carga RL	153
Gráfico 4.8: Contenido armónico de la tensión de la carga RL.....	154
Gráfico 4.9: Onda rectificada de la carga RC	156
Gráfico 4.10: Contenido armónico de la tensión de la carga RC	157
Gráfico 4.11: Onda rectificada de la carga LC	159
Gráfico 4.12: Contenido armónico de la carga LC	160
Gráfico 4.13: Onda rectificada de la carga R, acoplado con un transformador.....	163
Gráfico 4.14: Contenido armónico de la tensión de la carga R, acoplado con transformador	164
Gráfico 4.15: Contenido armónico de la corriente de la carga R, acoplado con transformador	165
Gráfico 5.1 Forma de onda con distorsiones eléctricas en el conductor neutro	181

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2.1: Costos Visibles y Costos Oculto	31
Tabla 2.2: Causas que Producen las Distorsiones armónicas	36
Tabla 2.3: Tipos y Fuentes de Armónicos del Sistema de Potencia	70
Tabla 2.4: Relaciones de fase entre voltajes inducidos y enlaces de flujo cuando una armónica se superpone con lo fundamental	89
Tabla 3.1: IEEE 519 Límites de distorsión actuales para sistemas con clasificación de 120 V a 69 kV	141
Tabla 3.2: Límites de distorsión actuales para sistemas con clasificación > 161kV	141
Tabla 3.3: IEEE 519 límites de distorsión de voltaje	142
Tabla 4.1: Datos para el respectivo análisis R	144
Tabla 4.2: Orden armónico de la carga R de tensión.....	145
Tabla 4.3: Datos para el respectivo análisis L	147
Tabla 4.4: Orden armónico de la carga L	148
Tabla 4.5: Datos para el respectivo análisis capacitiva	150
Tabla 4.6: Orden armónico de la carga capacitiva.....	151
Tabla 4.7: Datos para el respectivo análisis RL.....	153
Tabla 4.8: Orden armónico de la carga RL.....	154
Tabla 4.9: Datos para el respectivo análisis RC	156
Tabla 4.10: Orden armónico de la carga RC	157
Tabla 4.11: Datos para el respectivo análisis LC.....	159
Tabla 4.12: Orden armónico de la carga LC.....	160
Tabla 4.13: Datos para el respectivo análisis R, acoplado con un transformador	162
Tabla 4.14: Orden armónico de tensión de la carga R, acoplado con transformador...	164
Tabla 4.15: Orden armónico de corriente de la carga R, acoplado con transformador	166

ÍNDICE DE ACRÓNIMOS

CC: Corriente continua.

CA: Corriente alterna.

PWM: Modulación por ancho de pulso.

PLC: controlador lógico programable

ASD: unidad de velocidad ajustable

HVAC: Fuente de alimentación de modo conmutado.

THD: Tasa de distorsión armónica.

FP: Factor de potencia.

I: Intensidad de corriente.

P: Potencia activa.

Q: Potencia reactiva.

S: Potencia aparente.

TIF: Factor de influencia telefónica.

TDD: Distorsión de la demanda total.

DIN: Índice de distorsión.

RESUMEN

En este proyecto de tesis se realizará un análisis y su respectivo estudio de armónicos en rectificadores estáticos de potencia. Al constante incremento de fuentes generadoras de armónicos eléctricos en nuestras instalaciones eléctricas, las perturbaciones armónicas es un problema muy crítico que se tiene en cualquier industria o en cualquier otro ambiente que contengan cargas no lineales. Esta investigación tiene como objetivo analizar los armónicos eléctricos en un sistema de distribución. Para la mitigación de armónicos eléctricos se analizará con filtros activos y pasivos, evaluando según las siguientes normas IEEE Std 519 – 2014. Para obtener las ondas de distorsiones eléctricas se hará un diagrama de los rectificadores en diferentes conexiones del transformador, y a diferentes cargas, en el programa PSIM y MATLAB. Al analizar estas ondas obtenidas distorsionadas de tensión y corriente, se obtendrá un gráfico en el cual se visualizará las distorsiones armónicas, se utilizará las series de Fourier en forma compleja para su respectivo análisis. Esta tesis de investigación abarca el estudio de la calidad de energía eléctrica, en donde principalmente es reducir las perturbaciones armónicas y mejorar la eficiencia de los equipos eléctricos, Luego se hará el cálculo respectivo de los parámetros: tensión, corriente, frecuencia, potencia, factor de potencia, factor de distorsión, y los armónicos de tensión y/o corriente, etc. Comparando las ondas de distorsiones eléctricas cuando no tiene ningún filtro, y luego se analizará los respectivos filtros para la mitigación de las distorsiones armónicas.

PALABRAS CLAVES: armónicos, rectificadores estáticos, series de Fourier, distorsiones eléctricas, potencia eléctrica.

ABSTRACT

In this thesis project, an analysis and its study of harmonics will be carried out in static power rectifiers. The constant increase of electric harmonic generating sources in our electrical installations, harmonic disturbances and reactive energy compensation, is a very critical problem that is available in any industry. This research aims to analyze electrical harmonics in a distribution system. For the mitigation of electrical harmonics it will be analyzed with active and passive filters, evaluating according to the following IEEE Std 519 – 1992 standards. To obtain the electric distortion waves, a diagram of the rectifiers will be made at different transformer connections, and at different loads, in the PSIM and MATLAB program. This research thesis covers the study of the quality of electrical energy, where mainly is to reduce harmonic disturbances and improve the efficiency of electrical equipment, Then the respective calculation of the parameters will be made: voltage, current, frequency, power, power factor, distortion factor, and voltage and/or current harmonics, etc. Comparing the waves of electrical distortions when it has no filter, and then the respective filters for mitigation of harmonic distortions will be analyzed.

KEYWORDS: Harmonics, static rectifiers, Fourier series, electrical distortions, electric power.

CAPÍTULO I

INTRODUCCIÓN

El problema de los armónicos en nuestros sistemas eléctricos no es un fenómeno nuevo. Es tan antigua como la propia red, con los primeros estudios sobre el tema que se remonta a la década de 1980, cuando se identificaron en los transformadores y las maquinas giratorias las principales fuentes de distorsión armónica de forma de onda.

En 1893, Charles Proteus Steinmetz llegó a Lynn, Massachusetts, para trabajar para Thomson-Houston. Una de sus primeras tareas fue resolver un problema de calentamiento del motor en Hartford. Steinmetz tenía el fundamento matemático para realizar el análisis armónico y lo aprovechó para identificar y resolver el problema, que se remonta a la acción combinada de una resonancia en el circuito de transmisión que une la planta y un generador con una cantidad sustancial de distorsión de forma de onda. Para analizar este problema, usó un servicio llamado tejedor-metro para construir formas de onda eléctricas y, no sin una gran cantidad de trabajo, realizó un análisis de Fourier. Según se informa, le llevó aproximadamente una hora producir cada coeficiente de la serie de Fourier. El análisis de Fourier es una herramienta matemática muy ingeniosa, publicada por primera vez por el matemático Joseph Fourier en 1822.

En la actualidad seguimos con el mismo problema, pero hay muchas formas de mitigar las ondas distorsionadas provocadas por cargas no lineales. Las cargas distorsionantes más comunes son: los rectificadores estáticos, lámparas (vapor de mercurio, de sodio, ahorrador, fluorescente, etc.), hornos de inducción, computadoras, etc. Las cargas mencionadas producen contaminación eléctrica, se analizará las ondas distorsionadas de tensión y/o corriente. El problema principal es reducir las contaminaciones eléctricas. Para analizar sus problemáticas tanto como los armónicos, en nuestro sistema eléctrico

de potencia nos encontramos con dos tipos los cuales son con dos tipos de problemas originados por la carga y problemas que afectan la carga.

En el primer capítulo consiste en la introducción, el planteamiento del problema, el planteamiento del objetivo general y objetivos específicos. En este capítulo se empezará los respectivos estudios y la idea de la solución que se dará para el estudio de los rectificadores estáticos de potencia, de la misma manera se realizará los antecedentes que se consideren válidos para la correcta investigación.

En segundo capítulo consiste el desarrollo del sustento teórico de los principales conceptos que se utilizaran para el desarrollo de esta tesis, utilizando el análisis de Fourier, modelos armónicos en los transformadores y análisis de armónicos eléctricos en rectificadores estáticos de potencia.

El tercer capítulo se realizará materiales y métodos de la investigación de tesis el rectificador de potencia, se realizará una descripción referente a las técnicas de mitigar los armónicos en los rectificadores estáticos de potencia, así como de reducción con el uso de filtros pasivos y activos.

El cuarto capítulo se desarrollará una metodología para las respectivas simulaciones en los programas de PSIM y MATLAB, en este capítulo se mostrará los resultados obtenidos de las simulaciones de los programas mencionados, donde se realizará pruebas al sistema eléctrico con presencia de armónicos de corriente y/o tensión.

El quinto capítulo, se mostrará las conclusiones respecto a los objetivos planteados en el primer capítulo y así respectivamente las recomendaciones.

1.1.PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA DE INVESTIGACIÓN

1.1.1.PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

Debido al incremento del consumo de energía eléctrica y al crecimiento de artefactos electrónicos no lineales, que son introducidos a nuestro sistema eléctrico, ocurren muchos

problemas a causa de los armónicos eléctricos. Las distorsiones armónicas incrementan y el calentamiento de los componentes del sistema de potencia en donde produce mayores pérdidas en el sistema, las pérdidas en los transformadores, motores y conductores es función de la frecuencia, en las presencias de los armónicos eléctricos reducen la capacidad de los equipos electrónicos, el problemas más crítico que se obtiene es en los conductores de neutro, es decir cuando existe una gran cantidad de cargas no lineales, las corrientes armónicas generadas son múltiplos del tercer armónica (3, 6, 9, etc.). Estas distorsiones se suman en el neutro por lo cual produce un elevado calentamiento del dicho conductor neutro y en caso de los transformadores circulan corrientes armónicas por los devanados que producen un sobrecalentamiento de los devanados y la disminución del rendimiento, en esta presente tesis de investigación es basada en la calidad de energía eléctrica mejorando la eficiencia y una buena producción de alguna empresa.

1.1.2. FORMULACIÓN DEL PROBLEMA

De la formulación del planteamiento del problema, podemos deducir lo siguiente:

1.1.3. PROBLEMA GENERAL

- ¿Cómo estudiar y analizar armónicos en rectificadores estáticos de potencia eléctrica utilizando series de Fourier? ¿Cómo solucionar las distorsiones armónicas de tensión y/o corriente en rectificadores estáticos de potencia eléctrica aplicando el análisis de Fourier? ¿Cómo obtenemos las ondas distorsionadas debido a las cargas no lineales?

1.1.4. PROBLEMAS ESPECIFICOS

- ¿Será posible analizar el rectificador estático de potencia eléctrica obteniendo las fórmulas matemáticas en un transformador?
- ¿Cómo podemos medir los diagramas de espectros armónicos de un nivel de distorsión y buscar soluciones de calidad de energía eléctrica en rectificadores estáticos de potencia?

- ¿Será igual $\cos\phi$ igual al factor de potencia en los sistemas contaminados por armónicos eléctricos?

1.2.OBJETIVOS

1.2.1.OBJETIVO GENERAL

- Estudiar y minimizar los armónicos en rectificadores estáticos de potencia eléctrica utilizando series de Fourier y analizar las distorsiones armónicas de tensión y/o corriente en rectificadores estáticos de potencia eléctrica, obteniendo las ondas distorsionadas con los programas de MATLAB y PSIM.

1.2.2.OBJETIVOS ESPECIFICOS

- Comprender el comportamiento del transformador del rectificador estático de potencia.

- Medir los diagramas de espectros armónicos de un nivel de distorsión y buscar soluciones de calidad de energía eléctrica en rectificadores estáticos de potencia, comprobando que cumple los rangos mínimos de las normas IEEE Stand 519 – 2014.

- Comprender los efectos de distorsiones eléctricas en los circuitos del rectificador estático de potencia.

1.3.ANTECEDENTES DE LA INVESTIGACIÓN

A continuación, se detallará los diferentes estudios que son idénticos al tema de tesis.

El proyecto de tesis para obtener el grado de maestro en ciencias con especialidad en ingeniería eléctrica desarrollada por Luna Valdes Luis Enrique en JUNIO DEL 2007 – San Pedro de Zacatengo, México, es similar al proyecto que estoy realizando es “METODOLOGÍA PARA EL ANÁLISIS DE LAS PERTURBACIONES ARMÓNICAS EN LOS SISTEMAS INDUSTRIALES EN BAJA TENSIÓN”. El objetivo de este proyecto de investigación es, evaluar las condiciones del lado de baja tensión como de alta tensión de una red, ante la presencia de armónicos, generadas por

los controladores de motores de inducción y que son transmitidas en toda la red y hacia otras cargas vecinas, desde la carga generadora de armónicos.

El resumen de la memoria para optar al título de ingeniero civil electricista por Cristian Andrés Pineda Fornerod en ABRIL DEL 2011 – Santiago, Chile, es idéntico al proyecto de investigación que estoy realizando es “SIMULACIÓN A ESCALA INDUSTRIAL DE NUEVO RECTIFICADOR CA/CC APLICADO A SISTEMAS FERROVIARIOS SUBTERRÁNEOS”. En esta memoria se propone una nueva técnica de rectificación sea capaz de evitar la inyección de corrientes armónicas a la red y sus respectivos problemas asociados. Esta propuesta consiste en modular la corriente CC a la salida de un rectificador multipulsos, de modo que esta refleje en el lado CA un corriente perfectamente sinusoidal.

El proyecto de tesis para obtener magister en ingeniería – Automatización industrial por Diego Fernando Devia Narvárez en 2011 – Manizales, Colombia, es similar a la tesis de investigación que realizare es “MODELO DE UN CONVERTIDOR CA/CC TRIFÁSICO PARA EL ANÁLISIS DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA”. En este proyecto su objetivo es diseñar, simular el rectificador trifásico controlado, realizando un análisis de la distorsión armónica generada de este bajo una carga resistiva. Se muestra la influencia en la calidad de la energía eléctrica, al implementar una referencia para alimentar el circuito de control (PWM), que genera ruido en modo común.

El trabajo de tesis para optar por el título de ingeniero electricista por Juan Sebastián Molano Aguas y Raúl Ernesto Tique Rojas en 2013 – Bogotá, es similar a la investigación que estoy realizando es “DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN KIT DE FILTROS PASIVOS PARA LA MITIGACIÓN DE CORRIENTES ARMÓNICAS”. Este trabajo de tesis se dedica a estudiar los diferentes elementos, estructuras y funcionamiento de los

filtros pasivos, y dentro de este campo se concentrará en el estudio, diseño y construcción de un kit interactivo de filtros pasivos para la mitigación de corrientes armónicas.

El proyecto de tesis para obtener el grado de ingeniero eléctrico electrónico presentado por Enrique Olaf Morales García y Jorge Luis Rodríguez Gonzáles en 2012 – México, es parecido a la tesis de investigación que estoy realizando es “SOLUCIÓN A LOS PROBLEMAS DE CORRIENTES Y VOLTAJES ARMÓNICOS EN LOS SISTEMAS INDUSTRIALES”. El proyecto tiene como objetivo solucionar problemas de corrientes y voltajes armónicos que se presentan en los sistemas eléctricos industriales, comerciales y empresas suministradoras de energía eléctrica.

El proyecto de tesis para obtener el título de ingeniero electromecánico presentado por Anthony Paul Guarnizo Guaman en Loja, 2019 – Ecuador, es una parte de la investigación que estoy realizando es “CÁLCULO DE PÉRDIDAS ADICIONALES CAUSADAS POR LA CIRCULACIÓN DE ARMÓNICAS DE CORRIENTE EN LOS TRANSFORMADORES DE DISTRIBUCIÓN”. El presente trabajo se analiza los principales efectos de la distorsión armónica de corriente en los transformadores de distribución monofásica inmersos en aceite de 10, 15, 25, 37.5 kVA durante las 24 horas del día, a partir de un espectro armónico característico.

El proyecto de investigación para obtener el grado de Maestro en Ciencias con especialidad en Ingeniería Eléctrica presentado por José del Carmen Gómez Vásquez en, MAYO DEL 2001 – México, es similar a la tesis de investigación que estoy realizando es “ESTUDIO DE LA SENSIBILIDAD DE LOS MODELOS DE CARGAS PARA ANÁLISIS DE ARMÓNICOS EN SISTEMAS ELÉCTRICOS INDUSTRIALES”. El proyecto tiene como objetivo es desarrollar los modelos matemáticos de las cargas existentes en los sistemas eléctricos industriales, utilizando una técnica generalizada de modelado de cargas en el dominio del tiempo para evaluar la sensibilidad de los

parámetros de las cargas ante variaciones de las formas de ondas de voltaje y corriente armónicos.

CAPÍTULO II

REVISIÓN DE LITERATURA

2.1. CALIDAD DE LA ENERGÍA ELÉCTRICA

La calidad de energía se puede definir como la inexistencia de interrupciones, sobre tensiones, deformaciones producidas por distorsiones armónicas en la red y variaciones de voltaje suministradas al cliente.

Debido a la importancia que representa la energía eléctrica en nuestra vida, la cual es usada en la iluminación, en la operación de diversos equipos, video, aire acondicionado y sistemas de cómputo, así como en procesos industriales como de servicio, es importante contar con una buena calidad de energía (Madrigal, 2002, P7).

Las distorsiones armónicas, no sólo afectan al equipo de los consumidores, sino que también perjudican la operación de la red de suministro. Las distorsiones armónicas mencionados causan los siguientes problemas:

- Operación incorrecta de controles remotos.
- Sobrecalentamiento de cables.
- Errores en medición.
- Incremento de las pérdidas reactivas de los transformadores y motores.
- Operación incorrecta de sistemas de protección.

2.1.1. MALA CALIDAD ENERGÍA ELÉCTRICA

El problema de la calidad de energía se define como cualquier problema de energía manifestado en el voltaje, la corriente o las desviaciones de frecuencia que resultan en daños, molestias, fallas o mal funcionamiento del equipo del cliente. Casi todos los problemas de calidad de energía están estrechamente relacionados con la electrónica de potencia en casi todos los aspectos de la aplicación comercial, doméstica e industrial. Los

equipos que se utilizan dispositivos electrónicos de potencia son dispositivos residenciales como televisores y computadoras personales, equipos comerciales y de oficina como copiadoras e impresoras, y equipos industriales, como controladores lógicos programables (PLC), unidades de velocidad ajustable (ASD), rectificadores, inversores.

El problema de calidad de energía se puede detectar a partir de uno de los siguientes síntomas, según el tipo de problema involucrado. La electrónica de potencia tiene tres aspectos en la distribución de energía:

- La electrónica de potencia introduce valiosos equipos industriales y domésticos.
- La eléctrica de potencia es la causa más importa de los armónicos: interarmónicos, muecas eléctricas y corrientes neutrales.
- La electrónica de potencia ayuda a resolver problemas de calidad de energía.

2.1.1.1. PRINCIPALES CAUSAS DE LA MALA CALIDAD DE LA ENERGÍA

Las causas principales de los problemas de calidad de la energía son las cargas no lineales, las unidades de velocidad ajustables, las unidades de tracción, el inicio de grandes cargas de motor, los hornos de arco, los transitorios de carga intermitente, los rayos, los transitorios de conmutación y las fallas.

2.1.1.2. PROBLEMAS DE CALIDAD DE ENERGÍA

Los problemas de calidad de energía eléctrica son las variaciones de tensión de corta duración (interrupción de tensión, caída de tensión e incremento de tensión), variaciones de tensión de larga duración (sub tensión y sobretensión), parpadeo de tensión, muesca de tensión, las causas y las consecuencias de los problemas de calidad de la energía.

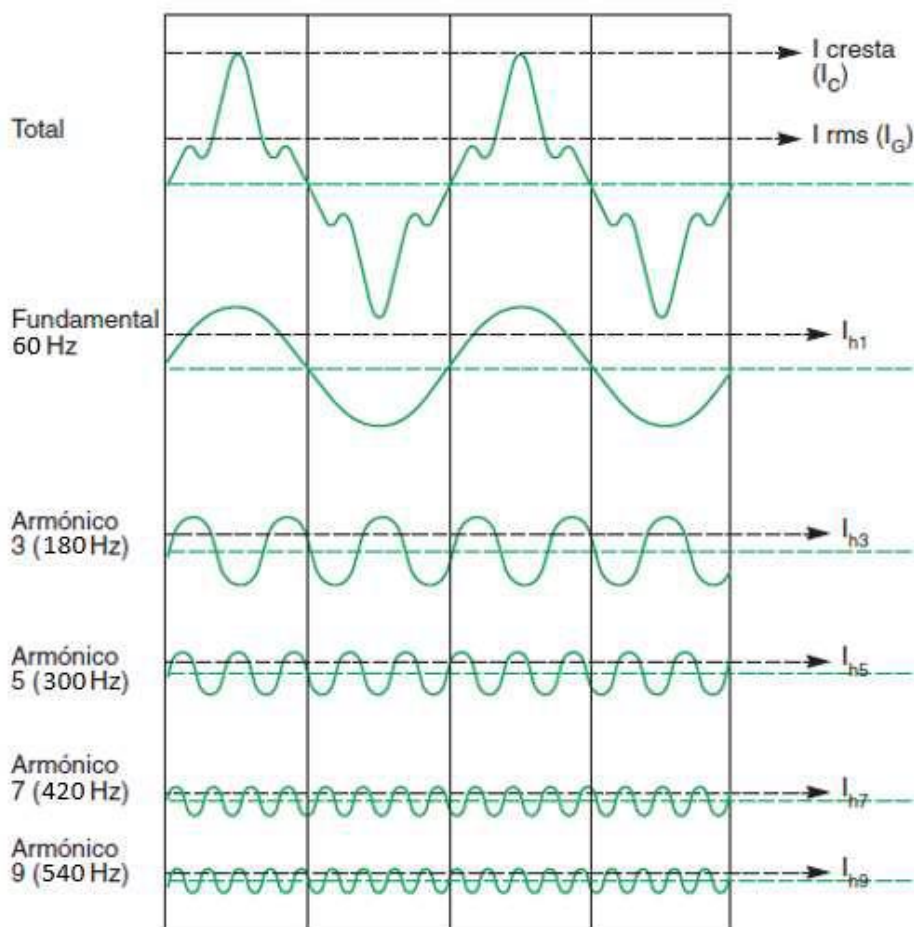
Los armónicos eléctricos son producidos por rectificadores, ASD, arrancadores suaves, balastos electrónicos para lámpara de descarga, fuentes de alimentación de modo conmutado y HVAC mediante ASD. El equipo afectado por armónicos incluye transformadores, motores, cables, interruptores y condensadores (resonancia). Las

muestras son producidas principalmente por convertidores y afectan principalmente a los dispositivos de control electrónico. Las corrientes neutrales son producidas por equipos que utilizan fuentes de alimentación de modo conmutado, como computadoras, impresoras, fotocopiadoras y cualquier generador de triplete. Las corrientes neutrales afectan gravemente la temperatura del conductor neutro y la capacidad del transformador. Los interarmónicos se producen mediante convertidores de frecuencia estática, cicloconvertidores, motores de inducción y dispositivos de arco eléctrico.

Los equipos presentan diferentes niveles de sensibilidad a los problemas de calidad de energía eléctrica, según el tipo de equipo y la perturbación. El máximo los valores aceptables de contaminación armónica se especifican en los estándares del instituto de ingenieros eléctricos y electrónicos (IEEE) en términos de distorsión armónica total (THD).

Los armónicos tienen frecuencias que son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental de la forma de onda. Por ejemplo, dada una forma de onda fundamental de 60 Hz, los componentes armónicos tercero, quinto, séptimo y noveno estarán a 180, 300, 420, 540, Hz, respectivamente se observa en el grafico 2.1.

Gráfico 2.1: Intensidad Afectada por Armónicos 1, 3, 5, 7 y 9.



Fuente: (Schneider Electric)

2.1.2. EFECTOS DE LOS PROBLEMAS DE CALIDAD DE ENERGÍA ELÉCTRICA

Los problemas de calidad eléctrica afectan a todas las empresas de servicios públicos, clientes y fabricantes afectados directa o indirecta en términos de pérdidas financieras importantes debido a la interrupción del proceso, daños al equipo, pérdida de producción, desperdicio de materia prima, pérdida de datos importantes, etc. Existen muchos casos y aplicaciones, tales como procesos industriales automatizados, fabricantes de semiconductores, industrias farmacéuticas, y entre otros, un pequeño desplome o hundimiento de voltaje causa la interrupción de los procesos durante varias horas, el desperdicio de materia prima, etc.

Las corrientes de distorsiones armónicas aumentan las pérdidas en varios equipos eléctricos y sistemas de distribución y causan un desperdicio de energía, una mala utilización de los activos de los servicios públicos, como transformadores y alimentadores, sobrecarga de los capacitores de potencia, ruido y vibraciones en las máquinas eléctricas, y perturbaciones e interferencias en los aparatos electrónicos.

2.1.2.1. EFECTOS POR MALA CALIDAD DE ENERGÍA

Los efectos por mala calidad de servicio eléctrico, que son producidas por perturbaciones eléctricas, todo eso podemos apreciar o valorar como costos, podemos diferenciarlos como:

→ Costos Técnicos.

→ Costos Económicos.

COSTOS TÉCNICOS

Los costos técnicos son todos aquellos que comportan una pérdida de rendimiento de nuestras instalaciones eléctricas, es decir:

→ Pérdidas de capacidad en líneas de distribución de energía.

→ Sobrecarga de transformadores.

→ Caídas de tensión.

→ Descalificación de los transformadores.

→ Pérdidas por efecto Joule en líneas y máquinas.

→ Pérdidas magnéticas en máquinas eléctricas.

Normalmente, todos los costos técnicos derivan en costos económicos. Aquí se halla la importancia del control de nuestras instalaciones eléctricas.

COSTOS ECONÓMICOS

Los costos económicos son aquellos que podemos cuantificar económicamente, aunque en algunos casos puede ser difícil. Estos costos los podemos dividir en costos visibles y costos ocultos, lo podemos apreciar en la tabla 2.1.

Tabla 2.1: Costos Visibles y Costos Oculto

Costos Visibles	Costos Ocultos
→ Mayor consumo eléctrico.	→ Pérdidas de distribución.
→ Puntas de consumo eléctrico.	→ Pérdidas de potencia y energía (por efecto Joule y magnéticas).
→ Recargo o pago de energía reactiva.	→ Ampliación de instalaciones.
	→ Paradas de procesos productivos.

Fuente: (Análisis de Perturbaciones Eléctricas, CIRCUTOR)

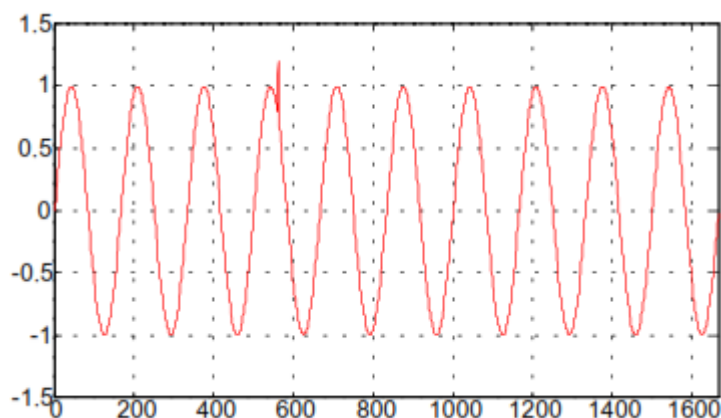
Todos estos fenómenos pueden encontrarse en mayor o menor proporción en función de la propia instalación y de las cargas conectas (CIRCUTOR, P7).

2.1.3. DESCRIPCIÓN DE DISTURBIOS EN SISTEMAS ELECTRICOS

Para la descripción de los disturbios frecuentemente tiene diferente significado para diferentes clientes. Pero muchos atributos de calidad de energía eléctrica, son comúnmente reconocidos.

2.1.3.1. PICO DE VOLTAJE

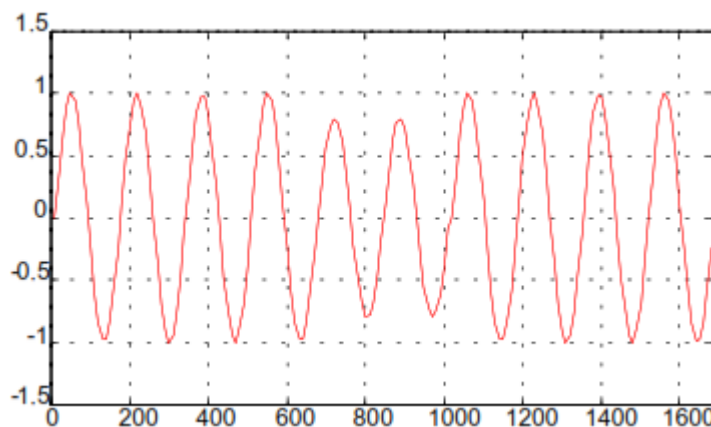
Es un incremento en el nivel de voltaje que dura microsegundos. Es debido principalmente por fallas en la red eléctrica, descargas atmosféricas y switcheo de grandes cargas.

Gráfico 2.2: Pico de Voltaje

Fuente: (Calidad de la Energía y Análisis Armónico en SEP, Madrigal M. (2002))

2.1.3.2.DEPRESIÓN DE VOLTAJE (SAGS O HUECOS)

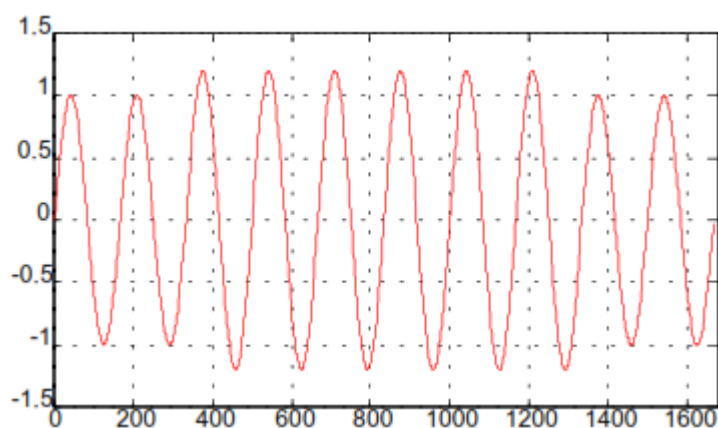
Es una disminución de entre 0.1 y 0.9 en por unidad del valor efectivo de la tensión o corriente con una duración entre 0.5 ciclos y un minuto. Es debido a la conexión de grandes cargas, cargas de alto consumo, descargas atmosféricas y fallas en la red eléctrica.

Gráfico 2.3: Depresión de Voltaje

Fuente: (Calidad de la Energía y Análisis Armónico en SEP, Madrigal M. (2002))

2.1.3.3.DILATACIÓN DE VOLTAJE (SWELL)

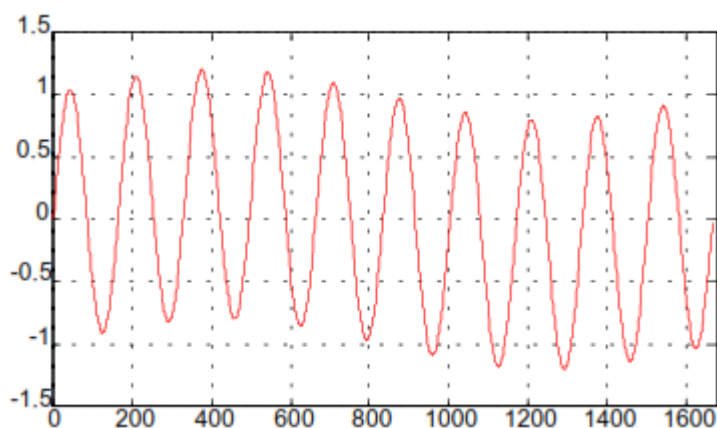
Se define como un aumento entre 1.1 y 1.8 en por unidad del valor efectivo de la tensión o corriente con una duración de 0.5 ciclos y un minuto. Son causados por los mismos fenómenos de los huecos, pero su frecuencia de ocurrencia es menor.

Gráfico 2.4: Dilatación de Voltaje

Fuente: (Calidad de la Energía y Análisis Armónico en SEP, Madrigal M. (2002))

2.1.3.4.PARPADEO (FLIKERS)

Se refiere a las fluctuaciones en el nivel de voltaje. Estas son debidas a la conexión de cargas cíclicas como hornos eléctricos o por oscilaciones subarmónicas (subarmónicas se refiere a señales de frecuencia menor a la fundamental). Por lo general este efecto se observa fácilmente en el cambio de intensidad bajo y alto de lámpara y ruido acelerado y desacelerado de motores.

Gráfico 2.5: Parpadeo

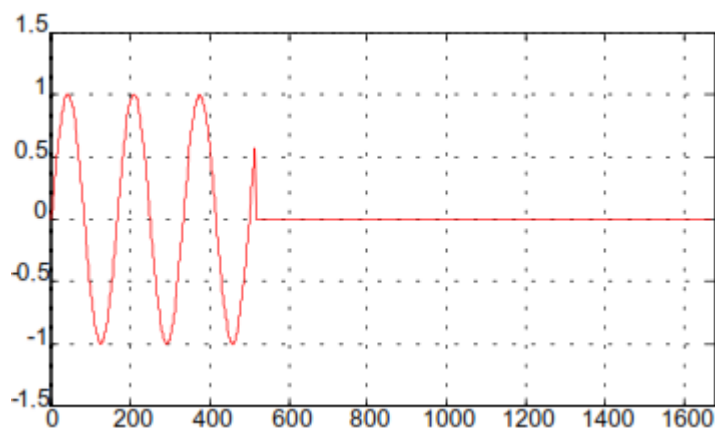
Fuente: (Calidad de la Energía y Análisis Armónico en SEP, Madrigal M. (2002))

2.1.3.5.INTERRUPCIONES DE ENERGÍA

Es la pérdida total de potencia. Por lo general se considera interrupción cuando el voltaje ha decrecido a un 15% de valor nominal o menos. Este es debido a aperturas de

líneas, daño de transformadores, operación de fusibles o equipos de protección de la red, entre otras posibilidades. También se consideran interrupciones de energía aquellas que duran milisegundos.

Gráfico 2.6: Interrupción de Energía

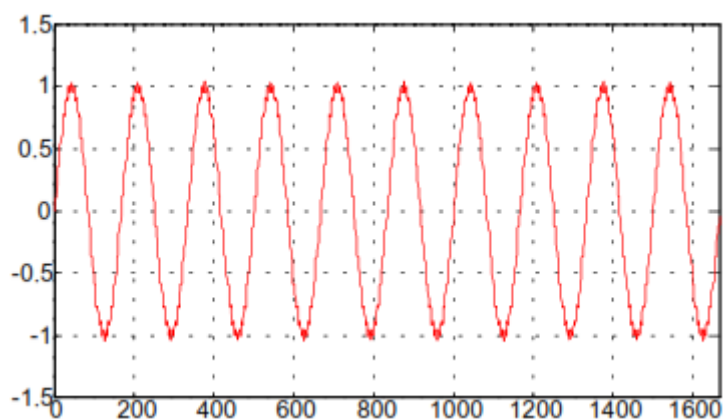


Fuente: (Calidad de la Energía y Análisis Armónico en SEP, Madrigal M. (2002))

2.1.3.6. RUIDO ELÉCTRICO

Es la distorsión (no necesariamente periódica) de la forma senoidal del voltaje. Este es debido a switcheo, transmisores de radio y equipos industriales de arco eléctrico.

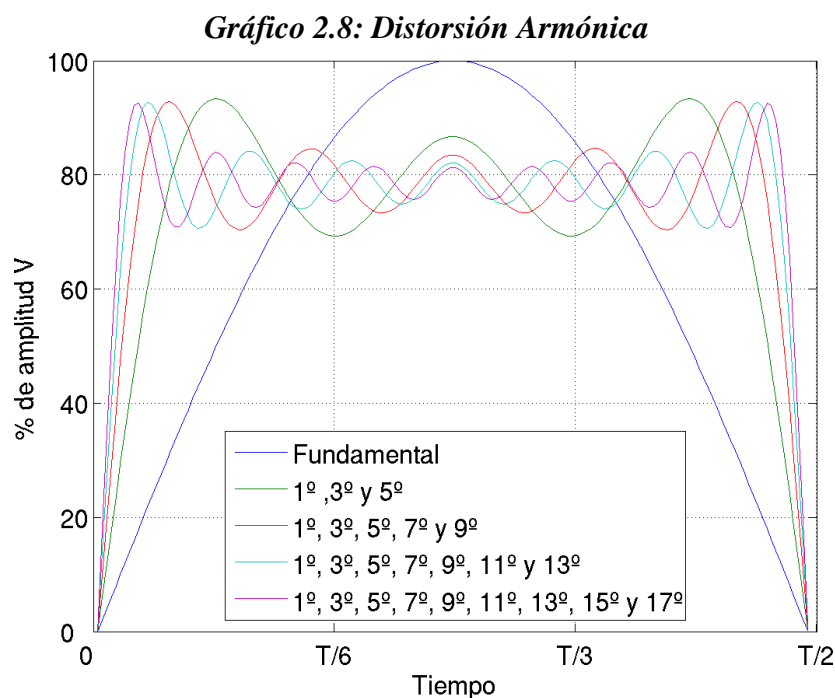
Gráfico 2.7: Ruido Eléctrico



Fuente: (Calidad de la Energía y Análisis Armónico en SEP, Madrigal M. (2002))

2.1.3.7. DISTORSIÓN ARMÓNICA

Es la distorsión (periódica) de la forma de onda senoidal del voltaje o corriente. Esta es causada por la operación de equipos no lineales como lo son rectificadores y hornos de arco eléctrico. Este es un fenómeno en estado estable.



Fuente: (Electrónica de Potencia, Bueno A. (2016))

Como podemos observar uno de los problemas más conocidos y que producen una gran cantidad de problemas por el efecto que producen son las armónicas en rectificadores estáticos, las cuales trataremos en esta tesis de investigación.

2.1.4. CAUSAS DE LOS ARMÓNICOS

Las causas o consecuencias de los armónicos eléctricos son producidos al crecimiento sostenido de consumos que incluyen convertidores estáticos y otros tipos de cargas no lineales, en la siguiente tabla se analizó como afectan las distorsiones armónicas.

Tabla 2.2: Causas que Producen las Distorsiones armónicas

Componente / Elemento	Problema	Efecto
Conductor	→ Aumento de la corriente.	
	→ Aumento de la resistencia.	→ Calentamiento de cables.
	→ Aumento de pérdidas térmicas (efecto Joule).	→ Disparo de protecciones.
	→ Efecto “Skin”.	
Conductor de Neutro		→ Sobreintensidad de la corriente circulando por el neutro.
	→ Circulación de armónicas múltiplos de 3.	→ Calentamiento en el neutro.
	→ Retorno por el conductor de neutro.	→ Degradación prematura del conductor de neutro.
		→ Tensión neutro-tierra.
Condensadores	→ Resonancia paralela con el sistema.	→ Disparo de protecciones.
	→ Amplificación de los armónicos.	→ Calentamiento.
		→ Envejecimiento prematuro de condensadores.
		→ Destrucción de condensadores.

Continuación de la Tabla 2.2

Transformadores	<p>→ Circulación de corrientes armónicas por los devanados.</p>	<p>→ Sobrecalentamiento de los devanados.</p> <p>→ Perdidas de aislamiento térmico por calentamiento.</p> <p>→ Perdidas en el cobre y en el hierro (Histéresis y Foucault).</p> <p>→ Disminución del rendimiento de transformador.</p> <p>→ Sobredimensionamiento del transformador.</p> <p>→ Saturación del transformador (crea mayor distorsión).</p>
Motores	<p>→ Circulación de corrientes armónicas por los devanados.</p>	<p>→ Sobrecalentamiento de los devanados.</p> <p>→ Perdida de aislamiento térmico por calentamiento.</p> <p>→ Perdidas en el cobre y en el hierro (Histéresis y Foucault).</p> <p>→ Disminución del rendimiento.</p> <p>→ Vibraciones en el eje, desgaste mecánico en rodamientos y excentricidad.</p> <p>→ Reducción del par.</p>

Continuación de la Tabla 2.2

Grupo Electrógono	→ Sistema blando, con mayor impedancia que la red.	→ Dificultad de sincronización automática y posterior conmutación.
	→ Tensión distorsionada.	
Equipos de Medida y Control	→ Medidas no válidas.	→ Error en equipos que toman como referencia el paso por cero de la onda.
	→ Errores en procesos de control.	→ Saturación de transformadores de medida y/o protección.
		→ Valores de magnitudes incorrectas.

Fuente: (Análisis de Perturbaciones Eléctricas, CIRCUTOR)

2.2. ANÁLISIS DE FOURIER

2.2.1. FUNCIONES ORTOGONALES

Las funciones de ortogonalidad, se dice que un conjunto de funciones $\phi_n(t)$ y $\phi_m(t)$, son ortogonales en el intervalo $0 < t < T_0$ se observa la siguiente propiedad básica:

$$\int_0^{T_0} \phi_n(t)\phi_m(t)dt \begin{cases} = 0 & \forall n \neq m \\ \neq 0 & \forall n = m \end{cases} \quad (2.1)$$

En el caso de que la integral sea igual a cero, entonces $\phi_n(t)$ y $\phi_m(t)$, son funciones ortogonales, es decir $\phi_n(t) \perp \phi_m(t)$.

Además, también se dice que las funciones son ortonormales si se cumplen las siguientes condiciones más restrictivas.

$$\int_0^{T_0} \phi_n(t)\phi_m(t)dt \begin{cases} 0 & \forall n \neq m \\ 1 & \forall n = m \end{cases} \quad (2.2)$$

Las series de Fourier son ejemplos de funciones ortonormales.

2.2.2. ANÁLISIS DE FOURIER

El análisis de Fourier es una representación a través de expresiones trigonométricas de una función periódica. Es el proceso de conversión de formas de ondas trigonométricas en el dominio del tiempo en sus componentes de frecuencia (Bueno, 2016, P3).

La serie de Fourier es la suma infinita de funciones sinusoidales y cosenoisales de distintas frecuencias, mutuamente ortogonal entre sí.

Una función se denomina periódica si cumple:

$$x(t) = x(t + T) \quad (2.3)$$

Dónde:

T: es el tiempo en un periodo de la señal.

Si tenemos el conocimiento de la frecuencia (f) en Hertz, se puede escribir de la siguiente manera.

$$\omega = \frac{2\pi}{T} = 2\pi f \quad (2.4)$$

Reemplazando la ecuación (2.4) en la ecuación (2.3):

$$x(\omega t) = x(\omega t + 2\pi) \quad (2.5)$$

2.2.3. SERIES DE FOURIER Y COEFICIENTES

La serie de Fourier de una función periódica $x(t)$ tiene la expresión.

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \operatorname{Sen}\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) \quad (2.6)$$

La función de la ecuación (2.6) es una representación de la frecuencia de la función periódica.

En esta expresión dada, a_0 es el valor promedio de la función $x(t)$, a_n y b_n son los coeficientes de la serie. Son los componentes rectangulares del armónico n. El correspondiente vector armónico n es.

$$A_n < \varnothing_n = a_n + jb_n \quad (2.7)$$

Con una magnitud.

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (2.8)$$

Y un ángulo de fase.

$$\varphi = \tan^{-1} \left(\frac{b_n}{a_n} \right) \quad (2.9)$$

2.2.4. CALCULOS DE LOS COEFICIENTES DE FOURIER

CALCULANDO a_0 :

Podemos calcular a_0 , al integrando ambos lados de la ecuación (2.6), en un intervalo $[-T/2, T/2]$ (durante un periodo T).

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

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

Como estamos suponiendo que esta serie es convergente, se puede intercambiar. Es decir, primero integramos y después aplicamos la sumatoria.

Entonces:

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

En donde:

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

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

Sabemos que:

$$n > 1 \begin{cases} \text{Sen}(\pi n) = 0 \\ \text{Sen}(-\pi n) = -\text{Sen}(\pi n) \\ \text{Cos}(-\pi n) = \text{Cos}(\pi n) \end{cases}$$

Entonces se reduce de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) dt &= a_0 \left[\frac{2T}{2} \right] \\ a_0 T &= \int_{-T/2}^{T/2} x(t) dt \\ a_0 &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) dt \end{aligned} \tag{2.10}$$

CALCULANDO a_n :

El coeficiente a_n puede determinarse multiplicándola ecuación (2.6) por $\text{Cos}(2\pi mt/T)$, donde m es cualquier numero positivo.

$$\begin{aligned} x(t) &= a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \text{Cos}\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \text{Sen}\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) \\ \text{Cos}\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) x(t) &= \text{Cos}\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) a_0 \\ &+ \sum_{n=1}^{\infty} a_n \text{Cos}\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) \text{Cos}\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \text{Sen}\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) \text{Cos}\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) \end{aligned}$$

Ahora integraremos en ambos lados:

$$\begin{aligned} \int_{-T/2}^{T/2} \text{Cos}\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) x(t) dt &= \int_{-T/2}^{T/2} \text{Cos}\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) a_0 dt \\ &+ \sum_{n=1}^{\infty} \int_{-T/2}^{T/2} a_n \text{Cos}\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) \text{Cos}\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) dt \end{aligned} \tag{2.11}$$

$$+ \sum_{n=1}^{\infty} \int_{-T/2}^{T/2} b_n \text{Sen}\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) \text{Cos}\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) dt$$

Para $n \neq m$, el primer término en el lado derecho es cero, al igual que todos los términos en b_n , ya que $\text{Sen}(2\pi mt/T)$ y $\text{Cos}(2\pi mt/T)$. Son funciones ortogonales para toda n y m .

De la ecuación (2.11) tomamos las siguientes integrales para poder desarrollarlo:

$$I_1 = \int_{-T/2}^{T/2} \text{Cos}\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) a_0 dt$$

$$I_2 = \int_{-T/2}^{T/2} a_n \text{Cos}\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) \text{Cos}\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) dt$$

$$I_3 = \int_{-T/2}^{T/2} b_n \text{Sen}\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) \text{Cos}\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) dt$$

CALCULADO LA INTEGRAL I_1 :

$$I_1 = \int_{-T/2}^{T/2} \text{Cos}\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) a_0 dt$$

$$I_1 = a_0 \left(\frac{T}{2\pi mt}\right) \left[\text{Sen}\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) \right]_{-T/2}^{T/2}$$

$$I_1 = a_0 \left(\frac{T}{2\pi mt}\right) \left[\text{Sen}\left(\frac{2\pi m\left(\frac{T}{2}\right)}{T}\right) - \text{Sen}\left(\frac{2\pi m\left(-\frac{T}{2}\right)}{T}\right) \right]$$

$$I_1 = a_0 \left(\frac{T}{2\pi mt}\right) [\text{Sen}(\pi m) + \text{Sen}(\pi m)]$$

En donde $\text{Sen}(\pi m) = 0$:

$$I_1 = a_0 \left(\frac{T}{2\pi mt}\right) [2\text{Sen}(\pi m)]$$

$$I_1 = 0 \tag{2.12}$$

CALCULADO LA INTEGRAL I_2 :

$$I_2 = \int_{-T/2}^{T/2} a_n \text{Cos}\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) \text{Cos}\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) dt$$

Para calcular la integral siguiente se toma dos casos, cuando $m = n$ y cuando $m \neq n$,

$\forall m, n \in \mathbb{Z}$.

Resolviendo para $m = n$

$$I_2 = \int_{-T/2}^{T/2} a_n \cos\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) \cos\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) dt$$

Sabemos:

$$I_2 = a_n \int_{-T/2}^{T/2} \cos^2\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) dt$$

Si $n \in \mathbb{Z}$, $n \neq 0$.

$$I_2 = a_n \int_{-T/2}^{T/2} \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left(\frac{4\pi nt}{T}\right) \right] dt$$

$$I_2 = a_n \left[\frac{1}{2} \int_{-T/2}^{T/2} dt + \frac{1}{2} \int_{-T/2}^{T/2} \cos\left(\frac{4\pi nt}{T}\right) dt \right]$$

$$I_2 = a_n \left[\frac{1}{2} (t) \Big|_{-T/2}^{T/2} + \frac{1}{2} \left(\frac{T}{4\pi n} \right) \text{Sen}\left(\frac{4\pi nt}{T}\right) \Big|_{-T/2}^{T/2} \right]$$

$$I_2 = a_n \left[\frac{1}{2} \left(\frac{T}{2} + \frac{T}{2} \right) + \frac{1}{2} \left(\frac{T}{4\pi n} \right) \text{Sen}\left(\frac{4\pi n \left(\frac{T}{2} \right)}{T}\right) - \frac{1}{2} \left(\frac{T}{4\pi n} \right) \text{Sen}\left(\frac{4\pi n \left(-\frac{T}{2} \right)}{T}\right) \right]$$

En donde $\text{Sen}(\pi m) = 0$:

$$I_2 = a_n \left[\frac{T}{2} + \frac{1}{2} \left(\frac{T}{4\pi n} \right) (\text{Sen}(2\pi n) - \text{Sen}(-2\pi n)) \right]$$

$$I_2 = a_n \left(\frac{T}{2} \right) \tag{2.13}$$

Resolviendo para $m \neq n$

$$I'_2 = \int_{-T/2}^{T/2} a_n \cos\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) \cos\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) dt$$

Sabemos:

$$\cos(At)\cos(Bt) = \frac{1}{2} [\cos(A - B)t + \cos(A + B)t]$$

$$I'_2 = a_n \frac{1}{2} \int_{-T/2}^{T/2} \left[\cos\left(\frac{2\pi nt - 2\pi mt}{T}\right) + \cos\left(\frac{2\pi nt + 2\pi mt}{T}\right) \right] dt$$

$$I'_2 = a_n \frac{1}{2} \left[\int_{-T/2}^{T/2} \cos\left(\frac{2\pi nt - 2\pi mt}{T}\right) dt + \int_{-T/2}^{T/2} \cos\left(\frac{2\pi nt + 2\pi mt}{T}\right) dt \right]$$

$$I'_2 = a_n \frac{1}{2} \left[\left(\frac{T}{2\pi nt - 2\pi mt}\right) \text{Sen}\left(\frac{2\pi nt - 2\pi mt}{T}\right) \Big|_{-T/2}^{T/2} + \left(\frac{T}{2\pi nt + 2\pi mt}\right) \text{Sen}\left(\frac{2\pi nt + 2\pi mt}{T}\right) \Big|_{-T/2}^{T/2} \right]$$

Tomamos:

$$A' = \frac{1}{2} \left(\frac{T}{2\pi nt - 2\pi mt}\right)$$

$$B' = \frac{1}{2} \left(\frac{T}{2\pi nt + 2\pi mt}\right)$$

Entonces:

$$I'_2 = a_n A' [\text{Sen}(2\pi n - 2\pi m) - \text{Sen}(-2\pi n + 2\pi m)] + a_n B' [\text{Sen}(2\pi n + 2\pi m) - \text{Sen}(-2\pi n - 2\pi m)]$$

$$I'_2 = 0 \tag{2.14}$$

CALCULADO LA INTEGRAL I₃:

$$I_3 = \int_{-T/2}^{T/2} b_n \text{Sen}\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) \text{Cos}\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) dt$$

Para calcular la integral siguiente se toma dos casos, cuando $m = n$ y cuando $m \neq n$,

$\forall m, n \in \mathbb{Z}$.

Resolviendo para $m = n$

$$I_3 = \int_{-T/2}^{T/2} b_n \text{Sen}\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) \text{Cos}\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) dt$$

Sabemos:

$$\text{Sen}A \text{Cos}A = \frac{1}{2} \text{Sen}(2A)$$

$$\begin{aligned}
 I_3 &= b_n \frac{1}{2} \int_{-T/2}^{T/2} \text{Sen} \left(\frac{4\pi n t}{T} \right) dt \\
 I_3 &= -b_n \frac{1}{2} \left(\frac{T}{4\pi n} \right) \text{Cos} \left(\frac{4\pi n t}{T} \right) \Big|_{-T/2}^{T/2} \\
 I_3 &= -b_n \frac{1}{2} \left(\frac{T}{4\pi n} \right) \left(\text{Cos} \left(\frac{4\pi n \left(\frac{T}{2} \right)}{T} \right) - \text{Cos} \left(\frac{4\pi n \left(-\frac{T}{2} \right)}{T} \right) \right) \\
 I_3 &= -b_n \frac{1}{2} \left(\frac{T}{4\pi n} \right) (\text{Cos}(2\pi n) - \text{Cos}(2\pi n)) \\
 I_3 &= 0 \tag{2.15}
 \end{aligned}$$

Resolviendo para $m \neq n$

$$I'_3 = \int_{-T/2}^{T/2} b_n \text{Sen} \left(\frac{2\pi m t}{T} \right) \text{Cos} \left(\frac{2\pi n t}{T} \right) dt$$

Sabemos:

$$\text{Sen}(At)\text{Cos}(Bt) = \frac{1}{2} [\text{Sen}(A - B)t + \text{Sen}(A + B)t]$$

Para $m > n$.

$$\begin{aligned}
 I'_3 &= b_n \frac{1}{2} \int_{-T/2}^{T/2} \left[\text{Sen} \left(\frac{2\pi m t - 2\pi n t}{T} \right) + \text{Sen} \left(\frac{2\pi m t + 2\pi n t}{T} \right) \right] dt \\
 I'_3 &= b_n \frac{1}{2} \left[\int_{-T/2}^{T/2} \text{Sen} \left(\frac{2\pi m t - 2\pi n t}{T} \right) dt + \int_{-T/2}^{T/2} \text{Sen} \left(\frac{2\pi m t + 2\pi n t}{T} \right) dt \right] \\
 I'_3 &= b_n \frac{1}{2} \left[\left(-\frac{T}{2\pi m - 2\pi n} \right) \text{Cos} \left(\frac{2\pi m t - 2\pi n t}{T} \right) \Big|_{-T/2}^{T/2} \right. \\
 &\quad \left. + \left(-\frac{T}{2\pi m + 2\pi n} \right) \text{Cos} \left(\frac{2\pi m t + 2\pi n t}{T} \right) \Big|_{-T/2}^{T/2} \right] \\
 I'_3 &= b_n \frac{1}{2} \left[\left(-\frac{T}{2\pi m - 2\pi n} \right) (\text{Cos}(\pi m - \pi n) - \text{Cos}(-\pi m + \pi n)) \right] \\
 &\quad + \left[\left(-\frac{T}{2\pi m + 2\pi n} \right) (\text{Cos}(\pi m + \pi n) - \text{Cos}(-\pi m - \pi n)) \right]
 \end{aligned}$$

Tomando:

$$A' = \frac{1}{2} \left(-\frac{T}{2\pi n - 2\pi m} \right)$$

$$B' = \frac{1}{2} \left(-\frac{T}{2\pi nt + 2\pi mt} \right)$$

Entonces:

$$I'_3 = b_n \frac{1}{2} [A'(\cos(\pi m - \pi n) - \cos(-\pi m + \pi n)) + B'(\cos(\pi m + \pi n) - \cos(-\pi m - \pi n))]$$

Sabemos:

$$\cos(A + B) = \cos A \cos B - \operatorname{Sen} A \operatorname{Sen} B$$

$$\begin{aligned} I'_3 &= \frac{1}{2} A' b_n [\cos(\pi m) \cos(-\pi n) - \operatorname{Sen}(m\pi) \operatorname{Sen}(-n\pi) - \cos(-m\pi) \cos(n\pi) \\ &\quad + \operatorname{Sen}(-m\pi) \operatorname{Sen}(n\pi)] \\ &\quad + \frac{1}{2} B' b_n [\cos(\pi m) \cos(\pi n) - \operatorname{Sen}(m\pi) \operatorname{Sen}(n\pi) - \cos(-m\pi) \cos(-n\pi) \\ &\quad + \operatorname{Sen}(-m\pi) \operatorname{Sen}(-n\pi)] \end{aligned}$$

Sabemos que: $\operatorname{Sen}(\pm m\pi) = 0$ y $\operatorname{Sen}(\pm n\pi) = 0$.

$$\begin{aligned} I'_3 &= \frac{1}{2} A' b_n [\cos(m\pi) \cos(n\pi) - \cos(m\pi) \cos(n\pi)] \\ &\quad + \frac{1}{2} B' b_n [\cos(m\pi) \cos(n\pi) - \cos(m\pi) \cos(n\pi)] \end{aligned}$$

$$I'_3 = 0 \tag{2.16}$$

Retornando a la ecuación (2.11) tenemos lo siguiente:

$$\begin{aligned} \int_{-T/2}^{T/2} \cos\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) f(t) dt &= \int_{-T/2}^{T/2} \cos\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) a_0 dt + \sum_{n=1}^{\infty} \int_{-T/2}^{T/2} a_n \cos\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) \cos\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) dt \\ &\quad + \sum_{n=1}^{\infty} \int_{-T/2}^{T/2} b_n \operatorname{Sen}\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) \cos\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) dt \end{aligned}$$

En resumen, tenemos:

Si $m \neq n$:

$$I_1 = \int_{-T/2}^{T/2} \cos\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) a_0 dt = 0$$

$$I_2 = \int_{-T/2}^{T/2} a_n \cos\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) \cos\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) dt = 0$$

$$I_3 = \int_{-T/2}^{T/2} b_n \text{Sen}\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) \text{Cos}\left(\frac{2\pi m t}{T}\right) dt = 0$$

Reemplazando la ecuación (2.13) en (2.12).

$$\int_{-T/2}^{T/2} \text{Cos}\left(\frac{2\pi m t}{T}\right) f(t) dt = a_n \left(\frac{T}{2}\right)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \text{Cos}\left(\frac{2\pi m t}{T}\right) dt \quad (2.17)$$

CALCULANDO b_n :

El coeficiente a_n puede determinarse multiplicándola ecuación (2.6) por $\text{Sen}(2\pi m t/T)$, donde m es cualquier numero positivo.

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \text{Cos}\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \text{Sen}\left(\frac{2\pi n t}{T}\right)$$

$$\begin{aligned} &\text{Sen}\left(\frac{2\pi m t}{T}\right) f(t) \\ &= \text{Sen}\left(\frac{2\pi m t}{T}\right) a_0 \\ &+ \sum_{n=1}^{\infty} a_n \text{Cos}\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) \text{Sen}\left(\frac{2\pi m t}{T}\right) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \text{Sen}\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) \text{Sen}\left(\frac{2\pi m t}{T}\right) \end{aligned}$$

Ahora integraremos en ambos lados:

$$\begin{aligned} &\int_{-T/2}^{T/2} \text{Sen}\left(\frac{2\pi m t}{T}\right) f(t) dt \\ &= \int_{-T/2}^{T/2} \text{Sen}\left(\frac{2\pi m t}{T}\right) a_0 dt \\ &+ \sum_{n=1}^{\infty} \int_{-T/2}^{T/2} a_n \text{Cos}\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) \text{Sen}\left(\frac{2\pi m t}{T}\right) dt \\ &+ \sum_{n=1}^{\infty} \int_{-T/2}^{T/2} b_n \text{Sen}\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) \text{Sen}\left(\frac{2\pi m t}{T}\right) dt \end{aligned} \quad (2.18)$$

Para $n \neq m$, el primer término en el lado derecho es cero, al igual que todos los términos en b_n , ya que $\text{Sen}(2\pi mt/T)$ y $\text{Cos}(2\pi mt/T)$. Son funciones ortogonales para toda n y m .

De la ecuación (2.10) tomamos las siguientes integrales para poder desarrollarlo:

$$I_1 = \int_{-T/2}^{T/2} \text{Sen}\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) a_0 dt$$

$$I_2 = \int_{-T/2}^{T/2} b_n \text{Sen}\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) \text{Sen}\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) dt$$

CALCULADO LA INTEGRAL I_1 :

$$I_1 = \int_{-T/2}^{T/2} \text{Sen}\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) a_0 dt$$

Si $m \in \mathbb{Z}$, $n \neq 0$

$$I_1 = a_0 \int_{-T/2}^{T/2} \text{Sen}\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) dt$$

$$I_1 = a_0 \left(-\frac{T}{2\pi m}\right) \text{Cos}\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) \Big|_{-T/2}^{T/2}$$

$$I_1 = a_0 \left(-\frac{T}{2\pi m}\right) \left(\text{Cos}\left(\frac{2\pi m \left(\frac{T}{2}\right)}{T}\right) - \text{Cos}\left(\frac{2\pi m \left(-\frac{T}{2}\right)}{T}\right) \right)$$

$$I_1 = 0 \tag{2.19}$$

CALCULADO LA INTEGRAL I_2 :

Para calcular la integral siguiente se toma dos casos, cuando $m = n$ y cuando $m \neq n$,

$\forall m, n \in \mathbb{Z}$.

$$I_2 = \int_{-T/2}^{T/2} b_n \text{Sen}\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) \text{Sen}\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) dt$$

Resolviendo para $m = n$

$$I_2 = \int_{-T/2}^{T/2} b_n \text{Sen}\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) \text{Sen}\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) dt$$

$$I_2 = b_n \int_{-T/2}^{T/2} \text{Sen} \left(\frac{2\pi n t}{T} \right) dt$$

$$I_2 = b_n \left[\int_{-T/2}^{T/2} \frac{1}{2} dt + \int_{-T/2}^{T/2} \frac{1}{2} \text{Cos} \left(\frac{4\pi n t}{T} \right) dt \right]$$

$$I_2 = b_n \left[\frac{1}{2} (t) \Big|_{-T/2}^{T/2} + \frac{1}{2} \left(\frac{T}{4\pi n} \right) \text{Sen} \left(\frac{4\pi n t}{T} \right) \Big|_{-T/2}^{T/2} \right]$$

$$I_2 = b_n \left(\frac{T}{2} \right) \tag{2.20}$$

Resolviendo para $m \neq n$

$$I'_2 = \int_{-T/2}^{T/2} b_n \text{Sen} \left(\frac{2\pi n t}{T} \right) \text{Sen} \left(\frac{2\pi m t}{T} \right) dt$$

Sabemos:

$$\text{Sen} A t \text{ Sen} B t = \frac{1}{2} [\text{Cos}(A - B)t - \text{Cos}(A + B)t]$$

$$I'_2 = b_n \frac{1}{2} \int_{-T/2}^{T/2} \left[\text{Cos} \left(\frac{n\pi t - m\pi t}{T} \right) - \text{Cos} \left(\frac{n\pi t + m\pi t}{T} \right) \right] dt$$

$$I'_2 = b_n \frac{1}{2} \left[\int_{-T/2}^{T/2} \text{Cos} \left(\frac{n\pi t - m\pi t}{T} \right) dt - \int_{-T/2}^{T/2} \text{Cos} \left(\frac{n\pi t + m\pi t}{T} \right) dt \right]$$

$$I'_2 = b_n \frac{1}{2} \left[\left(\frac{T}{n\pi - m\pi} \right) \text{Sen} \left(\frac{n\pi t - m\pi t}{T} \right) \Big|_{-T/2}^{T/2} - \left(\frac{T}{n\pi + m\pi} \right) \text{Sen} \left(\frac{n\pi t + m\pi t}{T} \right) \Big|_{-T/2}^{T/2} \right]$$

Tomamos:

$$A' = \left(\frac{T}{n\pi - m\pi} \right)$$

$$B' = \left(\frac{T}{n\pi + m\pi} \right)$$

$$I'_2 = A' b_n \frac{1}{2} [\text{Sen}(n\pi - m\pi) - \text{Sen}(n\pi - m\pi)] - B' b_n \frac{1}{2} [\text{Sen}(n\pi + m\pi) - \text{Sen}(-n\pi - m\pi)]$$

Sabemos que $\text{Sen}(m\pi) = 0$.

$$I'_2 = 0 \tag{2.21}$$

Retornando a la ecuación (2.18) tenemos lo siguiente:

$$\int_{-T/2}^{T/2} \text{Sen}\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) x(t) dt = \int_{-T/2}^{T/2} \text{Sen}\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) a_0 dt + \sum_{n=1}^{\infty} \int_{-T/2}^{T/2} a_n \text{Cos}\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) \text{Sen}\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) dt$$

$$+ \sum_{n=1}^{\infty} \int_{-T/2}^{T/2} b_n \text{Sen}\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) \text{Sen}\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) dt$$

En resumen, tenemos:

Si $m \neq n$:

$$I_1 = \int_{-T/2}^{T/2} \text{Sen}\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) a_0 dt = 0$$

$$I_2 = \int_{-T/2}^{T/2} a_n \text{Cos}\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) \text{Sen}\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) dt = 0$$

Reemplazando la ecuación (2.20) en (2.18).

$$\int_{-T/2}^{T/2} \text{Sen}\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) x(t) dt = b_n \left(\frac{T}{2}\right)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) \text{Sen}\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) dt \quad (2.22)$$

Si la función $x(t)$ es continua por partes, es decir que tiene un número finito de saltos verticales, en el intervalo de integración, existe las integrales y se pueden calcular los coeficientes de Fourier para la respectiva función.

Las ecuaciones (2.10), (2.17) y (2.22), se pueden expresar a menudo en términos de la frecuencia angular de la siguiente manera:

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(\omega t) d(\omega t) \quad (2.23)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(\omega t) \text{Cos}(n\omega t) d(\omega t) \quad (2.24)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(\omega t) \text{Sen}(n\omega t) d(\omega t) \quad (2.25)$$

Así que eso

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \text{Cos}(n\omega t) + b_n \text{Sen}(n\omega t)] \quad (2.26)$$

2.2.5. SIMPLIFICACIONES RESULTANTES DE LA SIMETRÍA DE FORMA DE ONDA

Las ecuaciones (2.10), (2.17) y (2.22), las formulas generales para los coeficientes de Fourier, se pueden representar como la suma de dos integrales separadas, entonces se observa de la siguiente manera.

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} x(t) \text{Cos}\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) dt + \frac{2}{T} \int_{-T/2}^0 x(t) \text{Cos}\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) dt \quad (2.27)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} x(t) \text{Sen}\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) dt + \frac{2}{T} \int_{-T/2}^0 x(t) \text{Sen}\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) dt \quad (2.28)$$

Reemplazando t por $-t$ en la segunda integral de la ecuación (2.27), y cambiando los límites, entonces queda la siguiente expresión:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} x(t) \text{Cos}\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) dt + \frac{2}{T} \int_{+T/2}^0 x(-t) \text{Cos}\left(\frac{-2\pi n t}{T}\right) d(-t)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} [x(t) + x(-t)] \text{Cos}\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) d(t) \quad (2.29)$$

Similarmente.

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} [x(t) + x(-t)] \text{Sen}\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) d(t) \quad (2.30)$$

SIMETRIA IMPAR La forma de onda tiene simetría impar si $x(t) = -x(-t)$.

Entonces los términos a_n se vuelven cero para todo n , mientras que.

$$b_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} x(t) \text{Sen}\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) dt \quad (2.31)$$

La serie de Fourier para una función impar, por lo tanto, solo contendrá términos de seno.

SIMETRÍA PAR La forma de onda tiene simetría uniforme si $x(t) = x(-t)$. En este caso $b_n = 0$ para toda la n , en este caso.

$$a_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} x(t) \cos\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) dt \quad (2.32)$$

La serie de Fourier para una función par, entonces, contendrá solo términos de cosenos. Ciertas formas de onda pueden ser impares o incluso dependiendo de la posición de referencia de tiempo seleccionada, las funciones impares se pueden transformar a funciones par.

2.2.6. FORMA COMPLEJA DE LA SERIE DE FOURIER

La representación de las componentes de frecuencia como vectores giratorios en plano complejo, proporciona una interpretación geométrica de la relación entre las formas de onda en los dominios de tiempo de frecuencia.

Supongamos un vector de rotación uniforme $A/2e^{j\varphi}(X(f_n))$ tiene como magnitud constante $A/2$ y un ángulo de fase φ , que varía según el tiempo.

$$\varphi = 2\pi f_t + \theta \quad (2.33)$$

Donde θ es el ángulo inicial de fase cuando $t = 0$.

Se tiene un segundo vector $A/2e^{-j\varphi}(X(-f_n))$ con magnitud $A/2$ y un ángulo de fase $-\varphi$, girara en la dirección opuesta de $A/2e^{+j\varphi}(X(f_n))$. Esta tasa de cambio negativa del ángulo de fase considerarse como una frecuencia negativa.

La suma de los vectores siempre estará a lo largo del eje real, la magnitud oscilación entre A y $-A$ de acuerdo con:

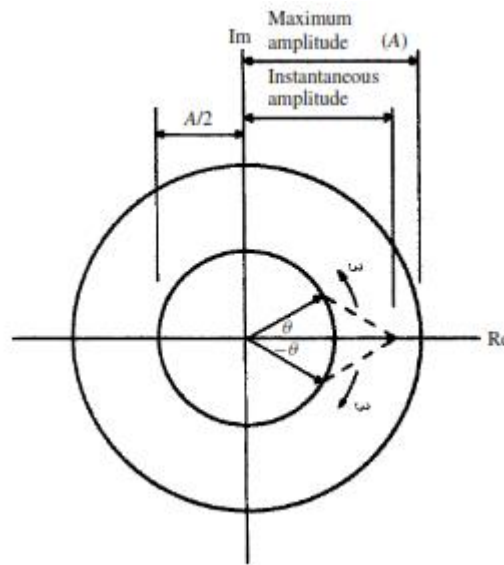
$$\frac{A}{2}e^{j\varphi} + \frac{A}{2}e^{-j\varphi} = A \cos\varphi \quad (2.34)$$

Por lo tanto, cada componente armónico de una señal de valor real puede representarse mediante dos vectores de rotación contraria de media amplitud como se muestra en la figura 2.1, tal que.

$$X(f_n) = X^*(-f_n) \quad (2.35)$$

Donde $X^*(-f_n)$ es el conjugado complejo de $X(f_n)$.

Figura 2.1: Par de Vectores Contra-Giratorio que Produce un Vector de Amplitud



Fuente: (*Power System Harmonic, j. Arrillaga, (2003)*)

Los términos de seno y coseno de las ecuaciones (2.24) y (2.25) pueden, por lo tanto, resolverse en términos de frecuencia positiva y negativa utilizando las identidades trigonométricas.

$$\text{Cos}(n\omega t) = \frac{e^{jn\omega t} + e^{-jn\omega t}}{2} \tag{2.36}$$

$$\text{Sen}(n\omega t) = \frac{e^{jn\omega t} - e^{-jn\omega t}}{2j} \tag{2.37}$$

Reemplazando a la ecuación (2.26), entonces se obtiene de la siguiente manera.

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \text{Cos}(n\omega t) + b_n \text{Sen}(n\omega t)]$$

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left[a_n \left(\frac{e^{jn\omega t} + e^{-jn\omega t}}{2} \right) + b_n \left(\frac{e^{jn\omega t} - e^{-jn\omega t}}{2j} \right) \right]$$

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left[a_n \frac{e^{jn\omega t}}{2} + a_n \frac{e^{-jn\omega t}}{2} + b_n \frac{e^{jn\omega t}}{2j} - b_n \frac{e^{-jn\omega t}}{2j} \right]$$

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left[e^{jn\omega t} \left(\frac{a_n}{2} + \frac{b_n}{2j} \right) + e^{-jn\omega t} \left(\frac{a_n}{2} - \frac{b_n}{2j} \right) \right]$$

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{1}{2} e^{jn\omega t} \left(a_n + \frac{b_n}{j} \right) + \frac{1}{2} e^{-jn\omega t} \left(a_n - \frac{b_n}{j} \right) \right]$$

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{1}{2} e^{jn\omega t} (a_n - jb_n) + \frac{1}{2} e^{-jn\omega t} (a_n + jb_n) \right]$$

Dónde:

$$C_n = \frac{1}{2} (a_n - jb_n) \quad (2.38)$$

$$C_n^* = \frac{1}{2} (a_n + jb_n) \quad (2.39)$$

Reemplazando.

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [e^{jn\omega t} C_n + e^{-jn\omega t} C_n^*] \quad (2.40)$$

CALCULANDO C_n

$$C_n = \frac{1}{2} \left[\frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) \cos(n\omega t) dt - j \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) \sin(n\omega t) dt \right]$$

$$C_n = \frac{1}{T} \left[\int_{-T/2}^{T/2} x(t) \cos(n\omega t) dt - \int_{-T/2}^{T/2} j x(t) \sin(n\omega t) dt \right]$$

$$C_n = \frac{1}{T} \left[\int_{-T/2}^{T/2} (x(t) \cos(n\omega t) - j x(t) \sin(n\omega t)) dt \right]$$

$$C_n = \frac{1}{T} \left[\int_{-T/2}^{T/2} x(t) e^{-jn\omega t} dt \right] \quad (2.41)$$

De la misma manera el cálculo de C_n^* .

$$C_n^* = \frac{1}{T} \left[\int_{-T/2}^{T/2} f(t) e^{jn\omega t} dt \right] \quad (2.42)$$

2.2.7. LA TRANSFORMADA DE FOURIER

La transformada de Fourier permite expresar funciones del dominio en el dominio de la frecuencia, produce una serie de componentes de frecuencia discretos en el dominio de la frecuencia.

Las ecuaciones (2.43) y (2.44) forman el par de la transformada de Fourier.

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j2\pi fT} dt \quad (2.43)$$

$$x(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j2\pi fT} dt \quad (2.44)$$

Donde $X(f)$ se conoce como la función de densidad espectral de $x(f)$.

Las ecuaciones (2.43) y (2.44), forman par de la transformación de Fourier. La ecuación (2.43), se conoce como la transformada hacia adelante y la ecuación (2.44) como la inversa o transformada inversa. Generalmente $X(f)$ es complejo y se puede escribir de la siguiente manera.

$$X(f) = \text{Re}X(f) + j \text{Im}X(f) \quad (2.45)$$

La parte real de $X(f)$, se obtiene de.

$$\begin{aligned} \text{Re } X(f) &= \frac{1}{2} [X(f) + X(-f)] \\ \text{Re } X(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \text{Cos}2\pi ft \, dt \end{aligned} \quad (2.46)$$

De la misma manera, para la parte imaginaria de $X(f)$.

$$\begin{aligned} \text{Im } X(f) &= \frac{1}{2} j [X(f) + X(-f)] \\ \text{Im } X(f) &= - \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \text{Sen}2\pi fT \, dt \end{aligned} \quad (2.47)$$

El espectro de amplitud de la señal de frecuencia se obtiene de:

$$|X(f)| = [(\text{Re } X(f))^2 + (\text{Im } X(f))^2]^{\frac{1}{2}} \quad (2.48)$$

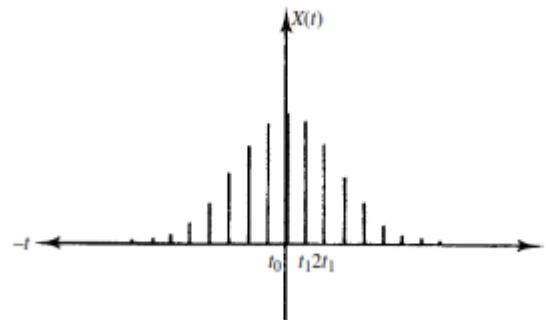
El espectro de fase.

$$\varphi = \tan^{-1} \left(\frac{\text{Im } X(f)}{\text{Re } X(f)} \right) \tag{2.49}$$

2.2.8. FUNCIÓN DE TIEMPO MUESTREADO

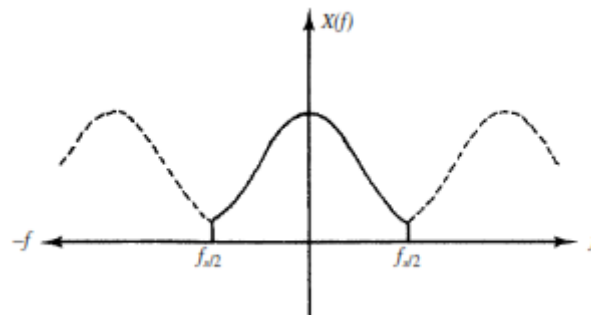
La función de tiempo muestreado se tiene que, con un aumento en el procesamiento digital de datos, las funciones a menudo se registran mediante muestras en el dominio del tiempo. Por lo tanto, la señal se puede representar como en el grafico 2.9.

Gráfico 2.9: Función muestreada en el dominio del tiempo



Fuente: (Power System Harmonic, j. Arrillaga, (2003))

Gráfico 2.10: Espectro de la frecuencia para función discreta



Fuente: (Power System Harmonic, j. Arrillaga, (2003))

Donde $f_s = 1/t_1$, es la frecuencia del muestreo. En este caso, la transformada de Fourier de la señal se expresa como la suma de la señal discreta donde cada muestra se multiplica por $e^{-j2\pi f n t_1}$, es decir.

$$X(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n t_1) e^{-j2\pi f n t_1} \tag{2.50}$$

El espectro de la frecuencia, que se muestra en el gráfico 2.10, es periódico y continuo.

La inversa transformada de Fourier es de la siguiente manera.

$$x(t) = \frac{1}{f_s} \int_{-f_s/2}^{f_s/2} X(f) e^{j2\pi f t} df \quad (2.51)$$

2.2.9. TRANSFORMADA DE FOURIER DISCRETA

La transformada discreta de Fourier discreta es una expresión de señal como una suma finita de sinusoides. Utilizando esta descomposición de la señal junto con la frecuencia tenemos una forma sencilla de determinar la salida de un sistema en el estacionario.

En el caso de que el espectro del dominio de la frecuencia sea una función muestreada, así como la función del dominio del tiempo, obtenemos un par de transformadas de Fourier formando por componentes discretos:

$$X(f_k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(t_n) e^{-j2\pi kn/N} \quad (2.52)$$

Y.

$$x(t_n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(f_k) e^{j2\pi kn/N} \quad (2.53)$$

Tanto la función del dominio del tiempo como el espectro del dominio de la frecuencia se suponen periódicos, con total de N muestras por periodo. Es en esta una forma discreta que la transformada de Fourier es más adecuada para la evaluación numérica.

Considerando la ecuación (2.52) reescrita como.

$$X(f_k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(t_n) W^{kn} \quad (2.54)$$

Donde $W^{kn} = e^{-j2\pi/N}$.

Sobre todas las componentes de frecuencia, la ecuación (2.54), se convierte en una ecuación matricial.

$$\begin{bmatrix} X(f_0) \\ X(f_1) \\ \vdots \\ X(f_k) \\ \vdots \\ X(f_{N-1}) \end{bmatrix} = \frac{1}{N} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W & \dots & W^k & \dots & W^{N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & W^k & \dots & W^{k^2} & \dots & W^{k(N-1)} \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W^{N-1} & \dots & W^{(N-1)k} & \dots & W^{(N-1)^2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x(t_0) \\ x(t_1) \\ \vdots \\ x(t_k) \\ \vdots \\ x(t_{N-1}) \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

O en forma compacta.

$$[X(f_k)] = \frac{1}{N} [W^{kn}] [x(t_n)] \quad (2.56)$$

Estas ecuaciones, $[X(f_k)]$ es un vector que representa las N componentes de la función en el dominio del tiempo de la frecuencia, mientras que $[x(t_n)]$ es un vector que representa las N muestras de la función en el dominio del tiempo.

El respectivo cálculo de las N componentes de frecuencia a partir de las N muestras de tiempo, por lo tanto, se requiere un total de N^2 multiplicaciones complejas para implementar en la forma anterior.

Cada elemento de la matriz $[W^{kn}]$ representa un vector unitario con una rotación en el sentido de las agujas del reloj de $2\pi n/N$ ($n = 0,1,2, \dots, (N - 1)$), introduciendo entre componentes sucesivos.

2.3.ANÁLISIS DE CIRCUITOS ELÉCTRICOS

En el análisis de los sistemas eléctricos en condiciones no sinusoidales, dado que las cargas son un componente esencial de los sistemas eléctricos actualmente, los métodos de compensación de potencia reactiva requieren estudios más completos basados en el modelado y análisis de armónicos eléctricos, su respectiva medición para obtener mejores soluciones.

2.3.1.POTENCIA INSTANTANEA

La potencia instantánea está definida como la potencia entregada a un dispositivo es decir la multiplicación entre la tensión y la corriente respectiva, entonces se define como:

$$p(t) = v(t) i(t) \quad (2.57)$$

Donde la tensión $v(t)$ y la corriente $i(t)$ son funciones periódicas, con el periodo T_0 .

$$v(t) = v(t + T_0) \quad (2.58)$$

$$i(t) = i(t + T_0) \quad (2.59)$$

La integral de la potencia instantánea proporciona la potencia promedio, que está directamente relacionada con la energía suministrada a lo largo de la vida útil de la fuente.

2.3.2. POTENCIA MEDIA O ACTIVA

El valor promedio de una función debe especificarse en el intervalo sobre el cual se calcula dicho promedio. La potencia promedio o activa P se define como la potencia instantánea consumida en un periodo T_0 .

$$P = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} p(t) dt \quad (2.60)$$

Esta potencia será medida por un vatímetro y su unidad son vatios (W).

2.3.3. VALOR RMS

La tensión RMS y la corriente se define como:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} v(t)^2 dt} \quad (2.61)$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} i(t)^2 dt} \quad (2.62)$$

Las cuales tienen unidades de voltios y amperios, respectivamente. Se debe tener en cuenta que la potencia activa dada por el voltaje RMS y sus valores de corriente en un circuito de CA deben ser iguales a los de circuito de CC de clasificación comparable.

2.3.4. POTENCIA APARENTE

La potencia aparente está definida como el producto de los valores RMS del voltaje y la corriente.

$$S = V_{\text{rms}} I_{\text{rms}} \quad (2.63)$$

En el cual sus unidades es voltios amperios (VA).

2.3.5. FACTOR DE POTENCIA

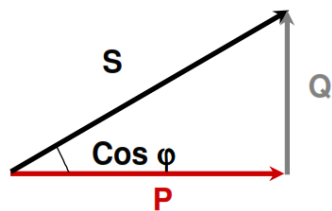
El factor de potencia (FP) es la relación por la cual la potencia aparente debe multiplicarse para obtener la potencia activa, y está definido por.

$$FP = \frac{P}{S} \quad (2.64)$$

Como se puede apreciar, las definiciones anteriores están definidas para funciones periódicas de periodo T, donde estas definiciones se verán simplificadas dependiendo de la característica particular de estas funciones periódicas.

El factor de potencia se puede apreciar de la siguiente manera sin ninguna onda de distorsión armónica, es decir.

Figura 2.2: Triangulo de Potencias



Fuente: (Análisis de Perturbaciones Eléctricas, CIRCUTOR)

$$\text{Cos} \varphi = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad (2.65)$$

2.4. ANÁLISIS DE CIRCUITOS ELÉCTRICOS EN CONDICIONES NO LINEALES

Las definiciones anteriores de potencia instantánea, potencia activa, valores RMS, potencia aparente y factor de potencia son válidas para cualquier forma de tensión y corriente de onda siempre que sean periódicas. Para el estudio de circuitos eléctricos que funcionan con voltajes y corrientes periódicas no sinusoidales. El voltaje periódico y la corriente expresada por medio de sus complejas de Fourier son:

$$v(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} V_m e^{jm\omega_0 t} \quad (2.66)$$

$$i(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n e^{jn\omega_0 t} \quad (2.67)$$

Estas relaciones serán utilizadas en diversas funciones siguientes.

2.4.1. POTENCIA ACTIVA

La sustitución de las relaciones periódicas de las ecuaciones (2.66), (2.67). Conduce a potencia instantánea que también es periódica.

$$p(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} V_m I_n e^{j(m+n)\omega_0 t} \quad (2.68)$$

La aplicación de la definición de la potencia activa dada por las ecuaciones (2.60), (2.68) lleva la siguiente expresión.

$$P = \sum_{m=-\infty}^{\infty} V_m I_{-m} \quad (2.69)$$

Donde la potencia activa tiene unidades de vatios. Cabe señalar que la operación integral produce un valor diferente de cero solo cuando $m = -n$.

$$P = \sum_{m=-\infty}^{\infty} V_m I_{-m} \quad (2.70)$$

Donde la potencia activa tiene unidades de vatios. Cabe señalar que la operación integral produce un valor diferente de cero solo cuando $m = -n$.

2.4.2. VALORES RMS

Usando la ecuación (2.66) tenemos que $v^2(t)$ viene dada por.

$$v^2(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{m'=-\infty}^{\infty} V_m V_{m'} e^{j(m+m')\omega_0 t} \quad (2.71)$$

Donde la integral de $v^2(t)$ es diferente de cero solo cuando $m = -m'$. Entonces, los valores de RMS dados por.

$$V_{\text{rms}} = \sqrt{\sum_{m=-\infty}^{\infty} V_m V_{-m}} \quad (2.72)$$

O si no:

$$V_{\text{rms}} = \sqrt{\sum_{m=-\infty}^{\infty} |V_m|^2} \quad (2.73)$$

De la misma manera.

$$I_{\text{rms}} = \sqrt{\sum_{n=-\infty}^{\infty} |I_n|^2} \quad (2.74)$$

Cuando las distorsiones armónicas se incluyen en el valor de RMS, el RMS se conoce como el valor RMS “verdadero”.

2.4.3. POTENCIA APARENTE

Usando los resultados en (2.70) y (2.71), y la definición de potencia aparente en (2.62), tenemos una expresión muy útil.

$$S = \sqrt{\sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} |V_m|^2 |I_n|^2} \quad (2.75)$$

Que se desarrollara más adelante.

2.4.4. COMPONENTES ORTOGONALES DE LA POTENCIA APARENTE

La potencia aparente, dada por (2.72), se descompone en tres componentes ortogonales para generar información adicional para los estudios de compensación del factor de potencia. Usando la expresión (2.68) en (2.72), y al cuadrado, da de la siguiente forma.

$$S^2 = S^2 - P^2 + P^2 = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} (|V_m|^2 |I_n|^2 - V_m I_{-m} V_n I_{-n}) + P^2 \quad (2.76)$$

En donde se tiene.

$$P^2 = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} V_m I_{-m} V_n I_{-n} \quad (2.77)$$

El primer término, del resultado de la ecuación (2.32), se puede escribir de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} (|V_m|^2 |I_n|^2 - V_m I_{-m} V_n I_{-n}) &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} (|V_m|^2 |I_m|^2 - V_m I_{-m} V_m I_{-m}) \\ &+ \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty, |n| \neq |m|}^{\infty} (|V_m|^2 |I_n|^2 - V_m I_{-m} V_n I_{-n}) \end{aligned} \quad (2.78)$$

Sustituyendo este resultado en (2.72), entonces:

$$\begin{aligned} S^2 &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} (|V_m|^2 |I_m|^2 - V_m I_{-m} V_m I_{-m}) \\ &+ \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty, |n| \neq |m|}^{\infty} (|V_m|^2 |I_n|^2 - V_m I_{-m} V_n I_{-n}) + P^2 \end{aligned} \quad (2.79)$$

Esta es una expresión clave que muestra, además del término de potencia activa, P , la potencia aparente se puede dividir en otros dos tipos de componentes ortogonales.

El primer término de la ecuación (2.76) se denomina potencia reactiva Q_H .

$$Q^2_H = \sum_{m=-\infty}^{\infty} (|V_m|^2 |I_m|^2 - V_m I_{-m} V_m I_{-m}) \quad (2.80)$$

Este término viene dado por la multiplicación de tensiones y corrientes armónicas de la misma frecuencia.

El segundo término de la ecuación (2.76), se denomina la potencia de distorsión D_H .

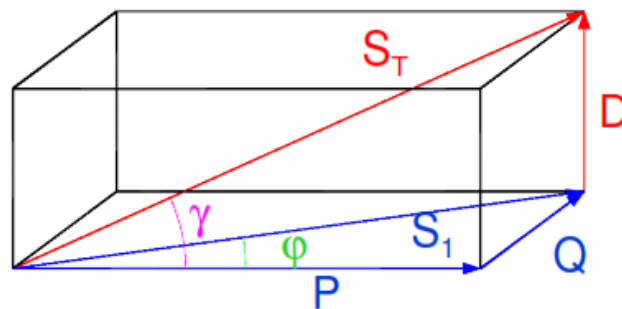
$$D^2_H = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty, |n| \neq |m|}^{\infty} (|V_m|^2 |I_n|^2 - V_m I_{-m} V_n I_{-n}) \quad (2.81)$$

Esta potencia de distorsión viene dada por la multiplicación de voltajes armónicos y corrientes de diferentes frecuencias.

Cabe señalar que la potencia reactiva y la potencia de distorsión son muy similares en su forma. Además, la siguiente igualdad de poder debe satisfacerse en un momento dado:

Donde S , P , Q_H y D_H tiene unidades de VA, W, VAR y distorsión de amperios de voltios (VAD), respectivamente. La figura 2.3 muestra la representación geométrica de estas potencias.

Figura 2.3: Triángulo de Potencias Para Sistema no Senoidal



Fuente: (Calidad de la Energía y Análisis Armónico en SEP, Madrigal M. (2002))

2.4.5. FACTOR DE POTENCIA

Sustituyendo las ecuaciones (2.68) y (2.72) en (2.63) se obtiene una ecuación general de factor de potencia.

$$FP = \frac{\sum_{n=-\infty}^{\infty} V_m I_{-m}}{\sqrt{\sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} |V_m|^2 |I_n|^2}} \quad (2.82)$$

2.5.DEFINICIONES Y ESTANDARES

Las definiciones armónicas son muy importantes para n estudio, de la manera en que es utilizada en redes eléctricas. De esta manera una armónica está definida como una frecuencia múltiplo de la frecuencia fundamental (en nuestro caso 60 Hz). Y en los sistemas eléctricos se tiene señales periódicas, por el ejemplo el voltaje y corriente, entonces se puede representar por:

$$V(t) = V_1 \cos(\omega t + \varphi_1) + V_2 \cos(2\omega t + \varphi_2) + V_3 \cos(3\omega t + \varphi_3) + \dots + V_h \cos(h\omega t + \varphi_h) \tag{2.83}$$

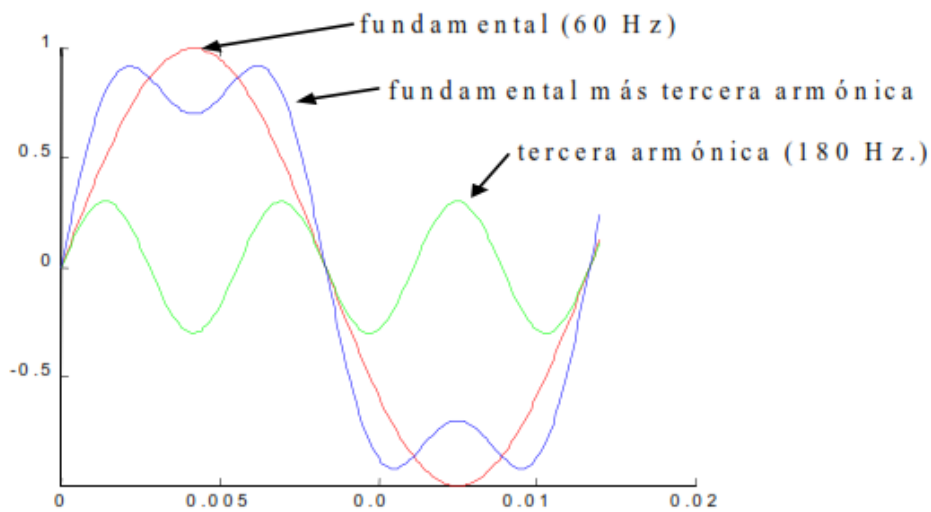
$$I(t) = I_1 \cos(\omega t + \varphi_1) + I_2 \cos(2\omega t + \varphi_2) + I_3 \cos(3\omega t + \varphi_3) + \dots + I_h \cos(h\omega t + \varphi_h) \tag{2.84}$$

En donde:

V_h, I_h se define como la armónica de orden h .

φ_h como ángulo de la armónica h .

Gráfico 2.11: Fundamental más tercera armónica



Fuente: (Calidad de la Energía y Análisis Armónico en SEP, Madrigal M. (2002))

2.5.1. VALORES DE LAS DISTORSIÓN ARMÓNICA

Los valores de las distorsiones armónicas están definidos en porcentajes de cantidades eléctricas, estos valores son muy utilizados para conocer el grado de contaminación de las redes eléctricas.

2.5.1.1. DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL

Para voltaje.

$$THD_v = \sqrt{\frac{\sum_{m=2}^{\infty} |V_m|^2}{|V_1|^2}} \times 100\% \tag{2.85}$$

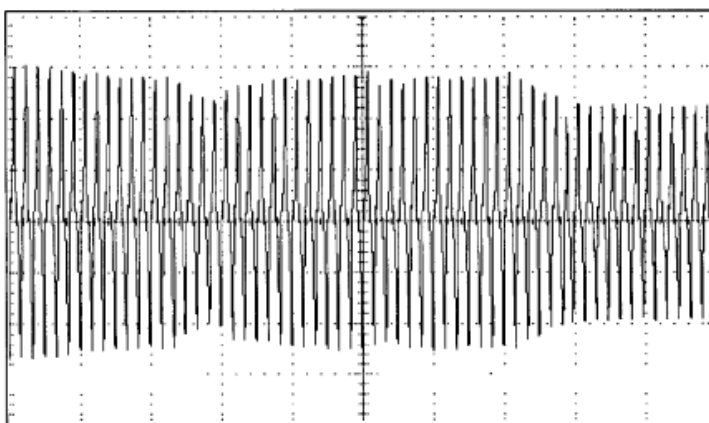
Para la corriente.

$$\text{THD}_I = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} |I_n|^2}{|I_1|^2}} \times 100\% \quad (2.86)$$

2.5.2. SUBARMÓNICOS

Los subarmónicos tienen frecuencias por debajo de la frecuencia fundamental. Rara vez hay subarmónicos en los sistemas de potencia. Sin embargo, debido al rápido control de las fuentes de alimentación electrónica de las computadoras, se generan interarmónicos y subarmónicos en la corriente de entrada se observa en el gráfico 2.12. La resonancia entre las corrientes armónicas o los voltajes con el sistema de potencia (serie) capacidad e inductancia puede causar subarmónicos, llamados resonancia subsíncrona. Se pueden generar cuando un sistema es altamente inductivo (como un horno de arco durante el arranque) o cuando el sistema de energía contiene bancos de condensadores para la corrección o filtrado del factor de energía.

Gráfico 2.12: Subarmónicos



Fuente: (Power Quality, Mohammad A., Ewald F. (2008))

2.5.2.1. DISTORSIÓN SUBARMÓNICA TOTAL (TSHD)

Este factor es equivalente al THD_I , pero definido para subarmónicos.

$$\text{TSHD} = \frac{\sqrt{\sum_{s=1}^S (I^{(s)})^2}}{I^{(1)}} \quad (2.87)$$

Donde S es el número total de intervalos de frecuencias presentes por debajo de la frecuencia fundamental.

2.5.3. INTERARMÓNICA

La frecuencia de los interarmónicos no son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental. Las interarmónicas aparecen como frecuencias discretas o como un espectro de banda. Las fuentes principales de formas de onda interarmónicas son los convertidores de frecuencias estáticos, los convertidores ciclónicos, motores de inducción, los dispositivos de arco y las computadoras. Los interarmónicos provocan parpadeo, pares de baja frecuencia, aumento de temperatura adicional en las máquinas de inducción y mal funcionamiento de los relés de protección (baja frecuencia). La interarmónicas se ha incluido en una serie de directrices, como la IEC 61000 – 4 – 7 y la IEEE – 519. Sin embargo, muchos aspectos relacionados importantes, como el rango de frecuencias, deben abordarse en las directrices revisadas.

2.5.3.1. DISTORSIÓN INTERARMÓNICA TOTAL (TIHD)

Este factor es equivalente al THD_I , pero define para interarmónicos.

$$\text{TIHD} = \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^n (I^{(k)})^2}}{I^{(1)}} \quad (2.88)$$

En donde k es el número total de interarmónicos y n es el número total de intervalos de frecuencias presentes, incluidos los subarmónicos (por ejemplo, las frecuencias interarmónicas que son menores que la frecuencia fundamental).

2.5.4. ARMÓNICOS CARACTERÍSTICOS Y NO CARACTERÍSTICOS

Los armónicos de los órdenes $12k+1$ (secuencia positiva) y $12k-1$ (secuencia negativa) se denominan armónicos característicos y no característicos, respectivamente. Las amplitudes de estos armónicos son inversamente proporcionales al orden armónicos. Los filtros se utilizan para reducir los armónicos característicos de grandes convertidores de

potencia. Cuando el sistema de CA es débil y la operación no es perfectamente simétrica, aparecen armónicos poco característicos. No es económico reducir los armónicos no característicos con los filtros, por lo tanto, incluso una pequeña inyección de estas corrientes armónicas puede, a través de condiciones resonantes paralelas, producir niveles de distorsión de voltaje muy grandes.

2.5.5. ARMÓNICOS DE SECUENCIA POSITIVA, NEGATIVA Y CERO

Suponiendo una secuencia de fase positiva (abc) sistema de alimentación trifásico equilibrado, las expresiones para las corrientes fundamentales son:

$$i_a = I_a^{(1)} \cos(\omega_0 t) \quad (2.89)$$

$$i_b = I_b^{(1)} \cos(\omega_0 t - 120) \quad (2.90)$$

$$i_c = I_c^{(1)} \cos(\omega_0 t - 240) \quad (2.91)$$

Los ángulos de desplazamiento negativo indican que los fasores fundamentales giran en sentido horario en el plano espacio – temporal.

Para las corrientes del tercer armónico (secuencia cero)

$$i_a^{(3)} = I_a^{(3)} \cos(3\omega_0 t)$$

$$i_b^{(3)} = I_b^{(3)} \cos(\omega_0 t - 120^\circ) \quad (2.92)$$

$$i_b^{(3)} = I_b^{(3)} \cos(\omega_0 t - 120^\circ) = I_b^{(3)} \cos(3\omega_0 t) \quad (2.93)$$

$$i_c^{(3)}(t) = I_c^{(3)} \cos(3\omega_0 t - 240)$$

$$i_c^{(3)}(t) = I_c^{(3)} \cos(3\omega_0 t - 240) = I_c^{(3)} \cos(3\omega_0 t) \quad (2.94)$$

Esta ecuación muestra que los fasores del tercer armónico están en fase y tiene ángulos de desplazamiento cero entre ellos. Las corrientes del tercer armónico se conocen como armónicos de secuencia cero.

Las expresiones para la quinta corriente armónica son:

$$i_a^{(5)}(t) = I_a^{(5)} \cos(5\omega_0 t) \quad (2.95)$$

$$i_b^{(5)}(t) = I_a^{(5)} \cos(5\omega_0 t - 120^\circ) = I_a^{(5)} \cos(5\omega_0 t - 600^\circ)$$

$$i_b^{(5)}(t) = I_b^{(5)} \cos(5\omega_0 t - 240^\circ) = I_b^{(5)} \cos(5\omega_0 t + 120^\circ) \quad (2.96)$$

$$i_c^{(5)}(t) = I_c^{(5)} \cos(5\omega_0 t - 240^\circ) = I_c^{(5)} \cos(5\omega_0 t - 120^\circ)$$

$$i_c^{(5)}(t) = I_c^{(5)} \cos(5\omega_0 t - 120^\circ) = I_c^{(5)} \cos(5\omega_0 t + 240^\circ) \quad (2.97)$$

Tengamos en cuenta que los ángulos de desplazamiento son positivos; por lo tanto, la secuencia de fases de este armónico es en contra de las manecillas del reloj y opuesta a la de la fundamental. Las corrientes del quinto armónico son conocidas como armónicas de secuencia negativa.

Existen relaciones similares para ordenes armónicas. La tabla 2.3, se clasifica los armónicos del sistema de potencia en términos de sus respectivas frecuencias y fuentes.

2.5.6. ARMÓNICOS TEMPORALES Y ESPACIALES

Los armónicos de tiempo son los armónicos en las formas de onda de tensión y corriente de las maquinas eléctricas y los sistemas de potencia debido a la saturación del núcleo magnético, la presencia de cargas no lineales y las condiciones irregulares del sistema (por ejemplo, fallas y desequilibrios). Los armónicos espaciales se refieren a los armónicos en el enlace de flujo de dispositivos electromagnéticos rotativos, tales como la inducción y máquinas síncronas. La principal causa de los armónicos espaciales es la estructura física asimétrica de los circuitos magnéticos del estator y el rotor (por ejemplo, la selección del número de ranuras y la excentricidad del rotor). Los armónicos de tiempo en los circuitos del rotor y el estator que generan corrientes de armónicos de tiempo.

Tabla 2.3: Tipos y Fuentes de Armónicos del Sistema de Potencia

Tipo	Frecuencia	Fuente
DC	0	Dispositivos de conmutación electrónica, rectificadores de onda, hornos de arco (con arcos aleatorios), corrientes inducidas geomagnéticas (GIC).
Armónicos Impares	$h f_1 (h = \text{impar})$	Dispositivos y cargas no lineales.
Armónicos Incluso	$h f_1 (h = \text{incluso})$	Rectificadores de media onda, corrientes inducidas geomagnéticas (GICs).
Armónicos Triples	$3h f_1 (h = 1,2,3,4, \dots)$	Carga trifásica desequilibrada, dispositivos de conmutación electrónica.
Armónicos de Secuencia Positiva	$h f_1 (h = 1,4,7,10, \dots)$	Operación de sistema de potencia con cargas no lineales.
Armónicos de Secuencia Negativa	$h f_1 (h = 2,5,8,11, \dots)$	Operación de sistema de potencia con cargas no lineales.
Armónicos de Secuencia Cero	$h f_1 (h = 3,6,9,12, \dots)$ (igual que armónicos triples)	Operación desequilibrada del sistema de energía.

Continuación de la Tabla 2.3

Armónicos del Tiempo	$h f_1$ (h = un entero)	Inversores de fuente de voltaje y corriente, rectificadores modulados de ancho de pulso, rectificadores de modo conmutado e inversores.
Armónicos Espaciales	$h f_1$ (h = un entero)	Máquinas de inducción.
Interarmónicos	$h f_1$ (h = no es un entero de f_1)	Convertidores de frecuencia estáticos, convertidores de ciclo, máquinas de inducción, dispositivos de arco, computadoras.
Subarmónicos	$h f_1$ (h < 1 y no un múltiplo entero de f_1 . Por ejemplo, h = 15Hz, 30Hz)	Control rápido de las fuentes de alimentación, resonancias subsíncronas, grandes bancos de condensadores en sistemas altamente inductivos, máquinas de inducción.
Armónico Característico	$(12k + 1) f_1$ (k = entero)	Rectificadores, inversores
Armónico no Característico	$(12k + 1) f_1$ (k = entero)	Sistemas de corriente alterna débiles y asimétricos.

Fuente: (Power Quality, Mohammad A., Ewald F. (2008))

2.5.7. DISTORSIÓN DE LA DEMANDA TOTAL (TDD)

Debido a las desventajas mencionadas de la THD, algunas normas por ejemplo (IEEE-519) ha definido el factor de distorsión de la demanda total. Este término es similar a THD, excepto que la distorsión se expresa como un porcentaje de algún valor nominal o máximo (por ejemplo, la magnitud de la corriente de carga), en lugar de como un porcentaje de la corriente fundamental:

$$\text{TDD} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{50} (I^{(h)})^2}}{I_{\text{clasificado}}} \quad (2.98)$$

2.5.8. FACTOR DE INFLUENCIA TELEFÓNICA (TIF)

El factor de influencia telefónica (TIF), que fue propuesto conjuntamente por BELL TELEPHONE SYSTEMS (BTS) y el EDISON ELECTRIC INSTITUTE (EEI) y se usa ampliamente en los Estados Unidos y Canadá, determina la influencia de los armónicos de los sistemas de energía en los sistemas de telecomunicaciones. Es una variación de THD en el que la raíz de la suma de los cuadrados se pondero utilizando factores (ponderaciones) que reflejan la respuesta del oído humano.

$$\text{TIF} = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^{\infty} (w_i V^{(i)})^2}}{\sqrt{\sum_{i=1}^{\infty} (V^{(i)})^2}} \quad (2.99)$$

En donde w son los factores de ponderación TIF obtenidos por pruebas fisiológicas y de audio, este tema no se hablará en esta tesis de investigación solo será como teoría.

2.5.9. ÍNDICE DE DISTORSIÓN (DIN)

El índice de distorsión (DIN) se usa comúnmente en estándares y especificaciones fuera de América del Norte. También se usa en Canadá y se define de la siguiente manera:

$$DIN = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} (v^{(i)})^2}}{\sqrt{\sum_{i=1}^{\infty} (v^{(i)})^2}} = \frac{THD}{\sqrt{THD^2 + 1}} \quad (2.100)$$

Para niveles bajos de armónicos, se puede aplicar una expansión de la serie de Taylor para mostrar.

$$DIN \approx THD \left(1 - \frac{1}{2} THD\right) \quad (2.101)$$

2.6.GENERACIÓN DE ARMÓNICOS ELÉCTRICOS

La generación de las distorsiones armónicas se da debido a elementos no lineales como elementos saturados y elementos que utilizan componentes de swicheo, tales como rectificadores estáticos de potencia y cualquier otro que utilice dispositivos electrónicos.

2.6.1.ARMÓNICOS ELÉCTRICOS

Los armónicos eléctricos son voltajes o corrientes presentes en un sistema eléctrico cuya frecuencia es múltiplo de la frecuencia fundamental, en el caso nuestro sería los 60 Hz. Armónicos típicos son quinto (300 Hz), el séptimo (420 Hz), y el once (660 Hz).

Los armónicos se pueden clasificar como:

→ Característicos.

→ No característicos.

Los armónicos eléctricos característicos son normalmente generados por convertidores. Los no característicos son típicamente por hornos de arco y descargas eléctricas.

2.6.1.1.RESONANCIA

La aplicación de capacitores, su uso es corregir el factor de potencia en sistemas de potencia, donde existen equipos con generación de armónicos eléctricos conectados, necesita la consideración de un potencial problema de una condición armónica excitada.

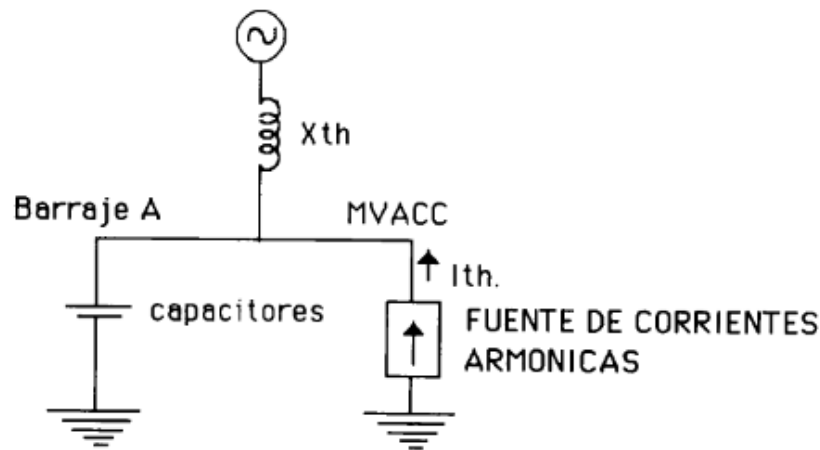
Para un circuito con elementos ideales, la reactancia capacitiva decrece directamente con el incremento de la frecuencia.

2.6.1.2. RESONANCIA PARALELO

Una resonancia en paralelo resulta de una impedancia muy alta presentada por el sistema, a la corriente armónica de la frecuencia de resonancia puesto que la mayoría de cargas generadoras de armónicas pueden ser consideradas como fuentes de corriente, el fenómeno resulta en elevados voltajes y corrientes armónicas en las ramas de la impedancia paralelo.

Una resonancia puede ocurrir donde exista un capacitor conectado al mismo barraje que una fuente de armónicos.

Figura 2.4: Resonancia en Paralelo



Fuente: (Análisis de Armónicos y su Reducción por Filtros, Reinaldo, Idelber (1996))

El barraje A a tierra es:

$$Z_{eq} = \frac{X_{th}X_c}{X_{th} + X_c} \tag{2.102}$$

Con la condición de resonancia en paralelo ocurre cuando el denominador de la expresión anterior, se reduce a cero.

$$\begin{aligned} X_{th} + X_c &= 0 \\ X_{th} &= -X_c \end{aligned} \tag{2.103}$$

Las reactancias de la frecuencia angular de resonancia $W_{(n)}$ se expresa de la siguiente manera:

$$X_{th} = W_n L \quad (2.104)$$

$$X_c = \frac{1}{W_n C} \quad (2.105)$$

Además, con base a la potencia disipada a la frecuencia angular fundamental (W):

$$WL = \frac{V^2}{MV_{Acc}} \quad (2.106)$$

$$\frac{1}{WC} = \frac{V^2}{MV_{Acap}} \quad (2.107)$$

Despejando valores para L y C y reemplazando en la condición de resonancia se obtiene:

$$W_n \frac{V^2}{W MV_{Acc}} = \frac{WV^2}{W_n MV_{Acap}} \quad (2.108)$$

Resolviendo para la frecuencia de resonancia paralelo F_p ($W_n = 2\pi F_p$), se obtiene:

$$F_p = F \sqrt{\frac{MV_{Acc}}{MV_{Acap}}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (2.109)$$

En donde:

F_p : Frecuencia de resonancia paralelo (Hz).

F : Frecuencia fundamental (Hz).

L : Inductancia equivalente del sistema.

C : Capacitancia equivalente del sistema.

MV_{Acc} : Potencia de corto circuito sobre el barraje a la frecuencia fundamental.

MV_{Acap} : Potencia de los capacitores sobre el barraje a la frecuencia fundamental.

El voltaje de la resonancia armónica vista en el bus del circuito paralelo (LC) es:

$$V_h = \left(\frac{X}{R}\right)_{sys} X_{cap} I_h 1.732 \quad (2.110)$$

En donde:

V_h : Voltaje de resonancia armónica.

$(X/R)_{\text{sys}}$: factor de amplificación de la resonancia paralelo ($x = 2\pi fL$).

X_{cap} : Reactancia capacitiva equivalente.

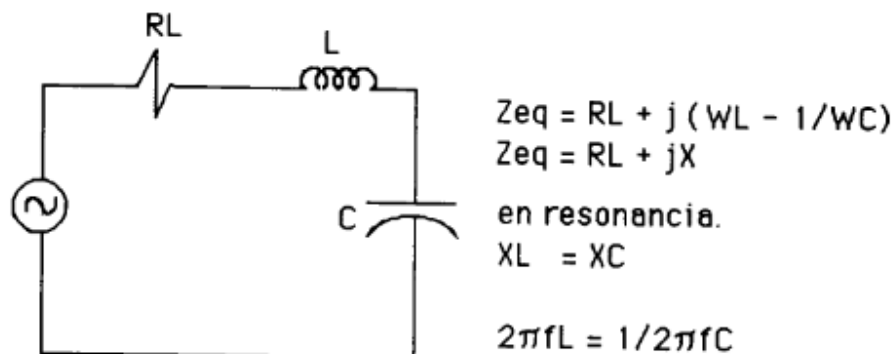
I_h : Corriente proveniente de la fuente armónica.

2.6.1.3. RESONANCIA SERIE

Una resonancia en serie se puede presentar en cualquier circuito (LC), cuando la reactancia inductiva es igual a la reactancia capacitiva o cuando el voltaje aplicado y la corriente resultante está en fase.

Bajo condiciones de resonancia serie, el sistema ofrece una impedancia muy baja a voltajes armónicos con frecuencias iguales a la frecuencia de resonancia. Por lo tanto, pequeños voltajes armónicos en el sistema pueden originar elevadas corrientes armónicas en los equipos. El equivalente complejo de la impedancia del circuito es la resistencia, el voltaje y la corriente estarán en fase y el factor de potencia de circuito será la unidad.

Figura 2.5: Resonancia en Serie



Fuente: (Análisis de Armónicos y su Reducción por Filtros, Reinaldo, Idelber

(1996))

La frecuencia que satisface la condición anterior es definida como frecuencia de resonancia, y se representa por f_0 .

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{LC} \quad (2.111)$$

En resonancia $x = 0$, la impedancia tendrá un valor mínimo. La corriente I es igual al voltaje dividido por la impedancia.

$$I = \frac{V}{Z} \quad (2.112)$$

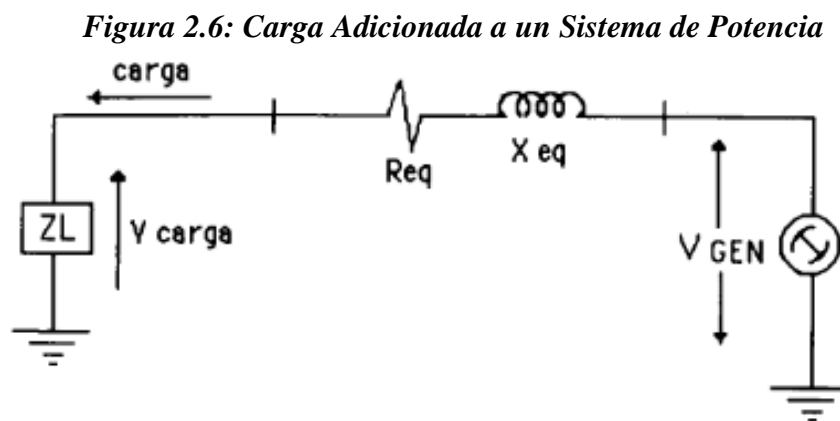
En resonancia, la corriente tendrá un valor máximo. La magnitud de la corriente armónica dependerá del factor Q (factor de amortiguamiento del circuito en resonancia) donde:

$$Q = \frac{X}{R} = \frac{2\pi Lf_0}{R} \quad (2.113)$$

El factor Q será máximo para el circuito sin carga y se irá disminuyendo a medida que se incrementa la carga en el circuito.

2.6.1.4.CONDICIONES PARA UN VOLTAJE RESONANTE

Cuando una carga es adicionada a un sistema de potencia, el sistema que es una red lineal bilateral, puede ser reducido a un circuito equivalente como se muestra en la figura 2.5. Si la carga es un capacitor y una corriente armónica es inyectada dentro del bus, llamado bus K, en donde la carga es adicionada, entonces un circuito paralelo R-L-C es formada y la posibilidad de una condición de voltaje resonante paralelo existe. La figura 2.6 muestra el circuito equivalente paralelo que es formado por la adición de un capacitor en el bus K.



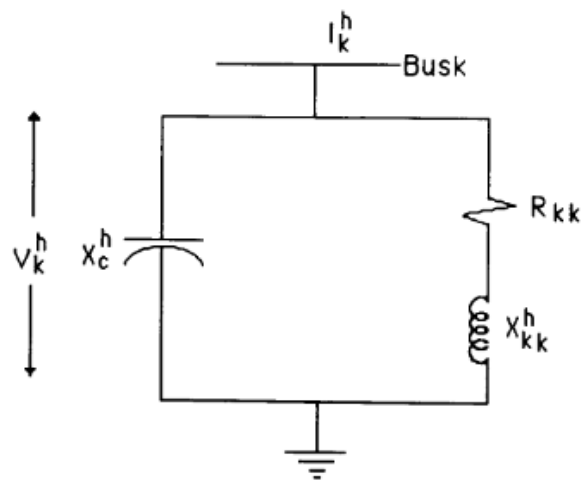
*Fuente: (Análisis de Armónicos y su Reducción por Filtros, Reinaldo, Idelber
(1996))*

Cuando los parámetros del sistema son tales que:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.114)$$

Dando un valor por f que es igual a uno de los órdenes armónicos de 60 Hz que están presentes debido a dispositivos no lineales ligados a el sistema entonces una condición de voltaje resonante ocurre.

Figura 2.7: Circuito Equivalente de un Capacitor en el Bus K



Fuente: (Análisis de Armónicos y su Reducción por Filtros, Reinaldo, Idelber (1996))

2.6.1.5.PREDICCIÓN DE UNA CONDICIÓN DE RESONANCIA

Si en la ecuación (2.114) es reareglada, es posible predecir el valor de la capacitancia que, cuando se adicionada en el bus K, pueda causar una particular frecuencia armónica de resonancia.

$X_c = h^2XL$ donde:

h : es el orden del armónico en estudio.

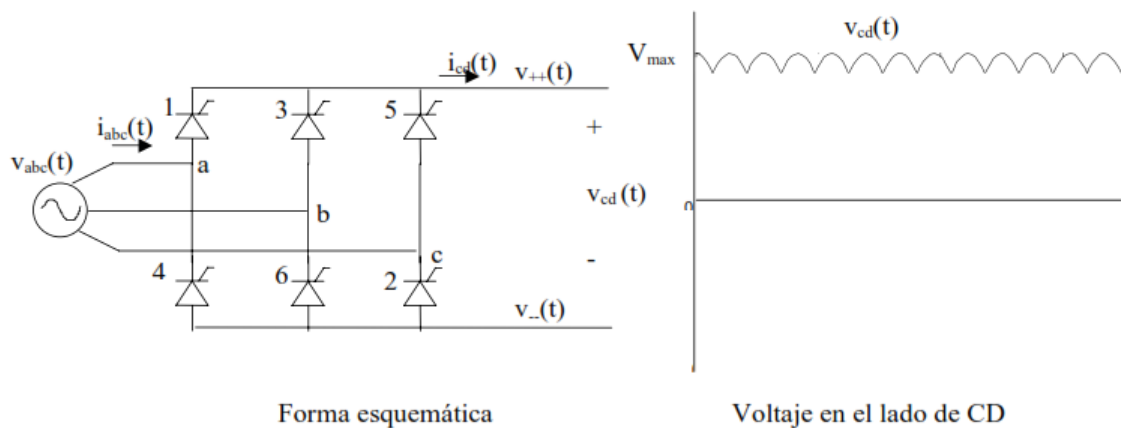
XL : es la reactancia equivalente (60 Hz).

X_c es la reactancia capacitiva a 60 Hz que ocasiona resonancia en el armónico h , X_L es una función de la configuración de la matriz, I_Z bus I y tomando el elemento de la diagonal principal Z_{kk} . La parte reactiva de Z_{kk} es la reactancia equivalente. Este desarrollo da el valor de la capacidad que causa particular resonancia armónica.

2.6.2. CONVERTIDORES

Los convertidores son dispositivos que inyectan armónicos eléctricos de corriente alterna debido a la operación de los elementos de switcheo (tiristores), un rectificador es el que se muestra en la figura 2.8. En el siguiente capítulo se mostrará más a detalles los rectificadores estáticos de potencia.

Figura 2.8: Rectificador Trifásico



Fuente: (Calidad de la Energía y Análisis Armónico en SEP, Madrigal M. (2002))

Como sabemos que las distorsiones armónicas dependen del tipo de carga que se utilizara, analizaremos algunas cargas simuladas en Matlab y PSIM.

2.7. ANÁLISIS DE ARMÓNICOS EN RECTIFICADOR ESTÁTICO DE POTENCIA

2.7.1. ANÁLISIS ARMÓNICO EN TRANSFORMADORES

La amplia aplicación de la electrónica de potencia y otros componentes y cargas no lineales crea eventos de una sola vez por ejemplos picos de tensión, y periódicos por

ejemplos las distorsiones armónicas, que pueden conducir a problemas graves dentro de nuestro sistema eléctrico de potencia y sus componentes (transformadores).

Estos impactos de la mala calidad de la energía eléctrica en los transformadores de potencia son:

- Saturar el núcleo del transformador cambiando su punto de operación en la curva no lineal $\lambda - i$.
- Aumento de las pérdidas del núcleo (histéresis y corrientes de Foucault) y posible falla del transformador debido a altas pérdidas inesperadas altas asociadas con puntos calientes.
- Crecientes pérdidas de cobre (fundamentales y armónicas).
- Creando una saturación de medio ciclo en el caso de armónicos uniformes y corriente continua.
- Mal funcionamiento de los relés de protección del transformador.
- Envejecimiento y reducción de su vida útil.
- Reducción de la eficiencia.
- Reducción de los transformadores.
- Disminución del factor de potencia.
- Generación de resonancias (armónicas) paralelas y condiciones de ferresonancia.
- Deterioro del aislamiento de los transformadores cerca de los terminales debido a la tensión de alta tensión causado por los convertidores de rayo y de modulación de ancho de pulso (PWM).

Estos efectos que dañan al transformador requiere una comprensión de las distorsiones armónicas le afectan. Debemos de protegerlos contra las condiciones de la mala calidad de energía eléctrica. Para un transformador, el diseño de un modelo armónico

es esencial para los cálculos de pérdidas, la reducción y el análisis de armónicos y el flujo de potencia.

2.7.1.1.MODELO DEL TRANSFORMADOR SINUSOIDAL (LINEAL)

El funcionamiento del transformador en condiciones sinusoidales; es decir si la aplicamos un voltaje sinusoidal obtendremos una corriente sinusoidal y las correspondientes caídas de tensión en las resistencias, inductancias propias e inducidas mutuas serán sinusoidales.

Los núcleos de los transformadores están diseñados de materiales ferromagnéticas con no lineal ($B - H$) o ($\lambda - i$) las características.

Presentan tres tipos de no linealidades que complican su análisis:

- Efecto de saturación.
- Histéresis (mayor y menor) bucles.
- Corrientes de Eddy.

Estos fenómenos dan lugar a flujo no sinusoidal, la tensión y las formas de onda de corriente en los lados primarios y secundario, y el cobre adicional (debido a los armónicos de corriente) y el núcleo (debido a ciclos histéresis y corrientes de parasitas) las pérdidas a frecuencias fundamentales y armónicas. Las técnicas de linealidad para el modelado de un transformador, estas linealidades (asumiendo una linealidad ($\lambda - i$) características) y usare valores constantes para la inductancia de magnetización y la resistencia de perdida de núcleo.

Los modelos más complicados asumen dependencias no lineales de pérdidas por histéresis y por corriente de Eddy con la magnitud de tensión y la frecuencia fundamental, la pérdida en el núcleo de trasformador se puede aproximar como:

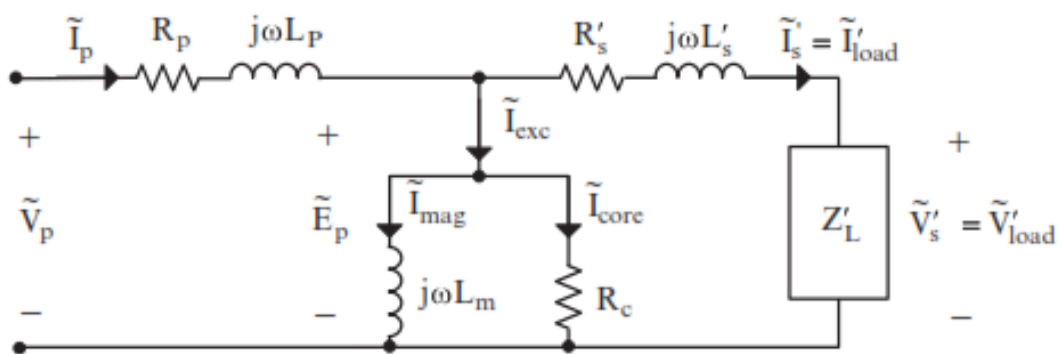
$$P_{fe} = P_{hys} + P_{eddy}$$

$$P_{fe} = K_{hys}(B_{max})^S f + K_{eddy}(B_{max})^2 f^2 \tag{2.115}$$

En donde P_{hys} , P_{eddy} , B_{max} , y f son pérdidas por histéresis, las pérdidas por corriente de Eddy, valor máximos de la densidad de flujo y la frecuencia fundamental, respectivamente K_{hys} es una constante para el grado de hierro empleada y K_{eddy} es la constante de corriente de Eddy para el conductor, S es el exponente que van de 1.5 a 2.5 en función del punto de funcionamiento del núcleo del transformador. Los modelos transitorios se utilizan para la simulación de transformadores durante el incendio (por ejemplo, corrientes de arranque), fallas y otros tipos de perturbaciones.

Los modelos de estado estacionario en su mayoría utilizan el análisis de fasores en el dominio de la frecuencia para simular el comportamiento del transformador, y requieren menos tiempos de computación que los modelos transitorios. En la figura 2.9 se ilustra un modelo lineal relativamente simple y preciso basado en frecuencia que se extenderá a un modelo armónico. En la figura 2.9, R_c es la resistencia de pérdida de núcleo, L_m es la inductancia de magnetización (lineal), y R_p , $R'_s L_p$ y L'_s son resistencias e inductancias primarias y secundarias del transformador, respectivamente.

Figura 2.9: Modelo de Transformador Lineal Monofásico



Fuente: (Power Quality, Mohammad A., Ewald F. (2008))

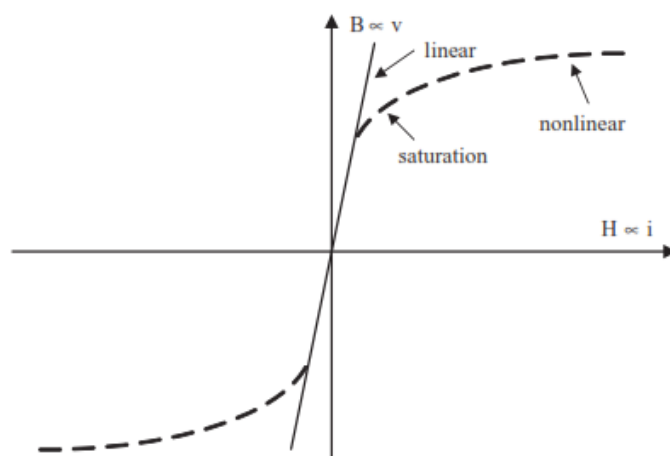
2.7.1.2. PÉRDIDAS POR ARMÓNICOS EN LOS TRANSFORMADORES

Las pérdidas debidas a corrientes y tensiones armónicas se producen en los devanados debido al efecto skin y al efecto de proximidad. Es bien sabido que la corriente armónica $i_h(t)$ y la tensión armónica $v_h(t)$ deben estar presentes para producir pérdidas armónicas.

$$p_h(t) = i_h(t) v_h(t) \quad (2.116)$$

Si $i_h(t)$ o $v_h(t)$ son cero, entonces $p_h(t)$ de igual manera eso se hará cero. Las pérdidas armónicas también se producen en los núcleos de hierro debido a la histéresis y los fenómenos de corrientes parásitas. Para las características lineales (B-H) de los núcleos de hierro, las pérdidas dependen únicamente de las amplitudes fundamental y armónica, mientras que para las características no lineales del núcleo de hierro (B-H) en la figura 2.13, el cambio de fase entre la tensión armónica y la tensión fundamental es importante.

Gráfico 2.13: Características lineales y no lineales del núcleo de hierro



Fuente: (Power Quality, Mohammad A., Ewald F. (2008))

2.7.1.3. EFECTO SKIN

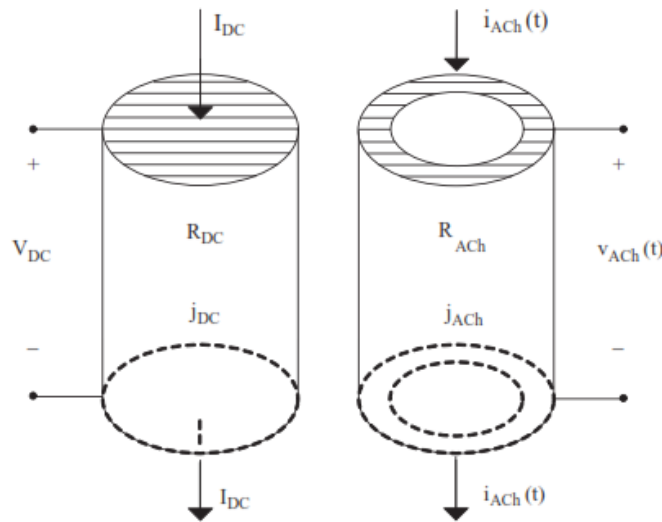
Si un conductor con una sección transversal a_{cond} conduce una I_{DC} de corriente continua, la densidad de corriente $J_{\text{DC}} = I_{\text{DC}}/a_{\text{cond}}$ es uniforme dentro del conductor y se

puede asignar una resistencia R_{DC} al conductor que representa la relación entre el voltaje V_{DC} aplicado y la corriente I_{DC} resultante, es decir.

$$R_{DC} = \frac{V_{DC}}{I_{DC}} \tag{2.117}$$

Para corrientes de CA (periódicas) $i_{ACh}(t)$, la corriente fluye predominantemente cerca de la superficie del conductor y la densidad de corriente j_{ACh} no es uniforme dentro del conductor como se muestra en la figura 2.10. En general, $R_{DC} < R_{ACh}$. Cuanto mayor sea el orden h de la corriente armónica $i_{ACh}(t)$, mayor será el efecto skin.

Figura 2.10: Resistencia de CC R_{DC} Versus Resistencia de CA R_{ACh}



Fuente: (Power Quality, Mohammad A., Ewald F. (2008))

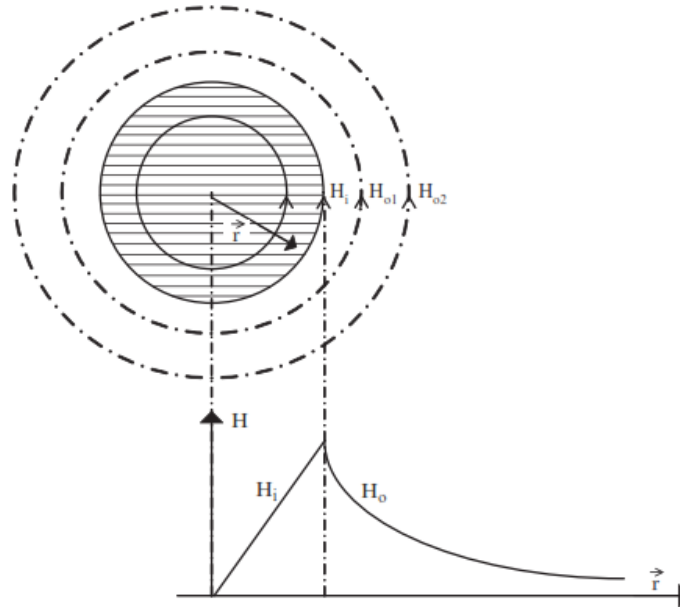
2.7.1.4.EFECTO DE PROXIMIDAD

La distribución de corriente CA en un conductor depende de la distribución de corriente de conductores vecinos o partes conductoras. El campo AC \vec{H} de un solo conductor en el espacio libre consiste en círculos simétricos al eje del conductor. La ley de ampere.

$$\int_C \vec{H} \cdot d\vec{t} = \int_S \vec{j} \cdot d\vec{s} \tag{2.118}$$

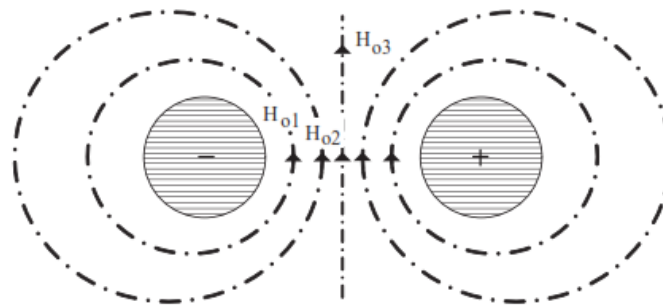
Si hay dos conductores o más, los campos se distorsionarán y las pérdidas resultantes de la corriente de Foucault dentro del conductor serán diferentes de las de los conductores individuales. En las figuras 2.11 y 2.12 H representa \vec{H} .

Figura 2.11: Intensidad del Campo Magnético Dentro y Fuera de un Conductor



Fuente: (Power Quality, Mohammad A., Ewald F. (2008))

Figura 2.12: Distorsión de los Campos Magnéticos por Efecto de Proximidad



Fuente: (Power Quality, Mohammad A., Ewald F. (2008))

2.7.1.5. PÉRDIDAS MAGNÉTICAS DE HIERRO

Todos los materiales magnéticos exhiben propiedades de saturación e histéresis: existen bucles principales y bucles menores, se observa en la figura 2.13, y tales características son multivaluadas, ya sea para un solo valor de H o un solo valor B .

Por lo tanto, incluso si hay un voltaje de entrada sinusoidal a un circuito magnético y no se asume bucles menores ($B - H$), se generan una corriente no senoidal y mayores pérdidas. En el caso de cargas de excitación no lineales, pueden producirse pérdidas de cobre excesivas magnéticas y (fundamentales y armónicas) que podrían causar la falla del transformador. En la mayoría de los casos, las pérdidas por histéresis pueden ignorarse porque son relativamente pequeñas en comparación con las pérdidas de cobre. Sin embargo, el comportamiento de la saturación no lineal debe tenerse en cuenta porque todos los transformadores y las maquinas eléctricas funcionan por razones económicas que van más allá de la saturación.

La ley de Faraday.

$$e(t) = \frac{d\lambda(t)}{dt} \quad (2.119)$$

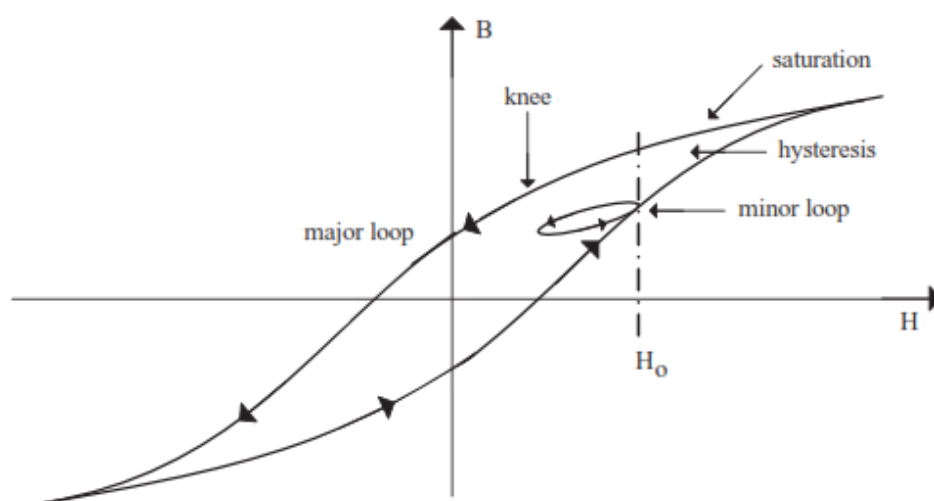
O

$$\lambda(t) = \int e(t)dt \quad (2.120)$$

Es válido, en donde $e(t)$ es el voltaje inducido de un devanado que reside en un núcleo de hierro, $\lambda(t) = N\Phi(t)$ son los enlaces de flujo, N es el número de vueltas de un devanado y $\Phi(t)$ es el flujo vinculando con el devanado.

Dependiendo del desplazamiento de fase de una tensión armónica con respecto a la tensión fundamental, la forma de onda resultante de los enlaces de flujo será diferente y no proporcional a la forma de onda de tensión resultante debido a la relación integral entre los enlaces de flujo $\lambda(t)$ y la tensión inducida $e(t)$.

Figura 2.13: Características no Lineales del Núcleo del Transformador con Bucles de Histéresis Mayor y Menor



Fuente: (Power Quality, Mohammad A., Ewald F. (2008))

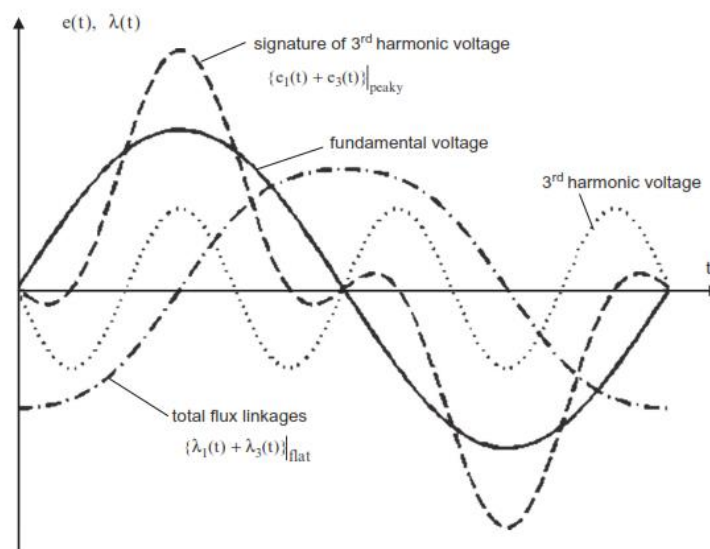
RELACIÓN ENTRE VOLTAJES Y ENLACES DE FLUJO PARA EL CAMBIO DE FASE 0° ENTRE VOLTAJES FUNDAMENTALES Y ARMÓNICOS

Si el tercer voltaje armónico $e_3(t)$ está en fase (0°) con el voltaje fundamental $e_1(t)$, se obtiene un valor máximo de pico a pico para el voltaje total no senoidal. Según la ecuación (2.120), el valor pico a pico del $\lambda(t)$ generado es entonces el mínimo, como se muestra en la figura 2.14.

Regla, un voltaje "pico" (pico a pico es máximo) $\{e_1(t) + e_3(t)\}$ da como resultado enlaces de flujo "planos" (pico a pico es el mínimo).

Figura 2.14: Superposición de las tensiones fundamentales y del tercer Armónico

que están en fase (0°, tensión pico a pico es máxima)



Fuente: (Power Quality, Mohammad A., Ewald F. (2008))

RELACIÓN ENTRE VOLTAJES Y ENLACES DE FLUJO PARA UN CAMBIO DE FASE DE 180 ° ENTRE VOLTAJES FUNDAMENTALES Y ARMÓNICOS

Si el tercer voltaje armónico $e_3(t)$ está fuera de fase (180 °) con el voltaje fundamental $e_1(t)$, entonces el voltaje total y los enlaces de flujo resultantes tienen valores mínimo y máximo de pico a pico, como se muestra en la figura 2.15.

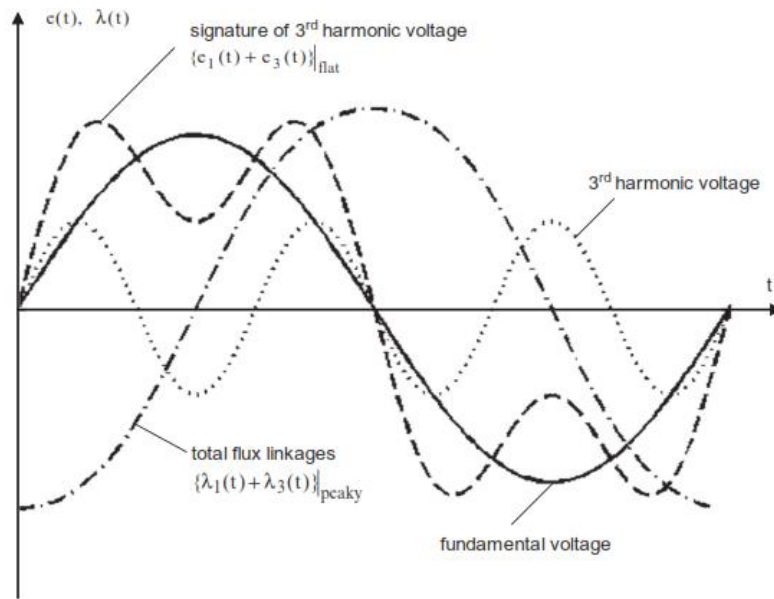
Regla, un voltaje “plano” (pico a pico es mínimo) $\{e_1(t) + e_3(t)\}$ da como resultado un enlace de flujo “pico” (pico a pico es máximo).

Para la generalización de órdenes armónicos superiores, existen relaciones similares entre las formas de onda no sinusoidales del voltaje inducido y los enlaces de flujo; sin embargo, hay un comportamiento alternativo como se muestra en la Tabla 2.4.

Este comportamiento alternativo (debido a la relación integral entre $e(t)$ y $\lambda(t)$) influye significativamente en las pérdidas del núcleo de hierro (magnéticas). Por lo tanto, es posible que un voltaje no senoidal produzca menos pérdidas en el núcleo de hierro que

una forma de onda sinusoidal. Tenga en cuenta que las pérdidas del núcleo de hierro son una función de las excursiones máximas de los enlaces de flujo (o densidades de flujo B_{max}).

Figura 2.15: Superposición de Voltajes Fundamentales y de Terceros Armónicos que Están Fuera de Fase (180 °, el Voltaje Pico a Pico es Mínimo)



Fuente: (Power Quality, Mohammad A., Ewald F. (2008))

Tabla 2.4: Relaciones de fase entre voltajes inducidos y enlaces de flujo cuando una armónica se superpone con lo fundamental

Orden armónico	Tensión no Sinoidal $e_h(t)$	Enlace de flujo no Sinoidal $\lambda_h(t)$
h = 3	$\{e_1(t) + e_3(t)\}$ Pico ¹	$\lambda_1(t) + \lambda_3(t)$ Plano ²
	$\{e_1(t) + e_3(t)\}$ Plano	$\lambda_1(t) + \lambda_3(t)$ Pico
h = 5	$\{e_1(t) + e_5(t)\}$ Pico	$\lambda_1(t) + \lambda_5(t)$ Pico
	$\{e_1(t) + e_5(t)\}$ Plano	$\lambda_1(t) + \lambda_5(t)$ Plano

¹ Máximo valor de pico a pico.

² Máximo valor de pico a pico.

Continuación de la Tabla 2.4

h = 7	{e ₁ (t) + e ₇ (t)} Pico	λ ₁ (t) + λ ₇ (t) Plano
	{e ₁ (t) + e ₇ (t)} Plano	λ ₁ (t) + λ ₇ (t) Pico
h = 9	{e ₁ (t) + e ₉ (t)} Pico	λ ₁ (t) + λ ₉ (t) Pico
	{e ₁ (t) + e ₉ (t)} Plano	{e ₁ (t) + e ₉ (t)} Plano

Fuente: (Power Quality, Mohammad A., Ewald F. (2008))

2.7.2.MEDICIÓN DE PÉRDIDAS

Para dispositivos de baja eficiencia ($\eta < 97\%$) (por ejemplo, transformadores), el método convencional de medición de pérdida indirecta, donde las pérdidas P_{loss} son la diferencia entre la potencia de entrada medida P_{in} y la potencia de salida medida P_{out} , es aceptable. Sin embargo, para los dispositivos de alta eficiencia ($\eta \geq 97\%$), el enfoque de medición indirecta de pérdidas produce pérdidas que tienen un gran error.

2.7.2.1.MEDICIÓN DE PERDIDAS INDIRECTA

Consideremos un sistema de dos puertos que se muestra en la figura 2.15.

$$P_{loss} = P_{in} - P_{out} \tag{2.121}$$

O de la misma manera:

$$P_{loss} = \frac{1}{T} \int_0^T v_1 i_1 dt - \frac{1}{T} \int_0^T v'_2 i'_2 dt \tag{2.122}$$

Esta es la técnica convencional y relativamente simple (indirecta) utilizada para medir la pérdida de la mayoría de los dispositivos eléctricos de baja eficiencia en condiciones de funcionamiento sinusoidales y no sinusoidales.

2.7.2.2.MEDICIÓN DE PÉRDIDA DIRECTA

El sistema de dos puertos de la Figura 2.16 se puede especificar en términos de impedancias en serie y en derivación, como se ilustra en la Figura 2.17.

Los poderes disipados en $Z_{series1}$ y $Z'_{series2}$ son:

$$P_{series} = \frac{1}{T} \int_0^T P_{series}(t)dt \tag{2.123}$$

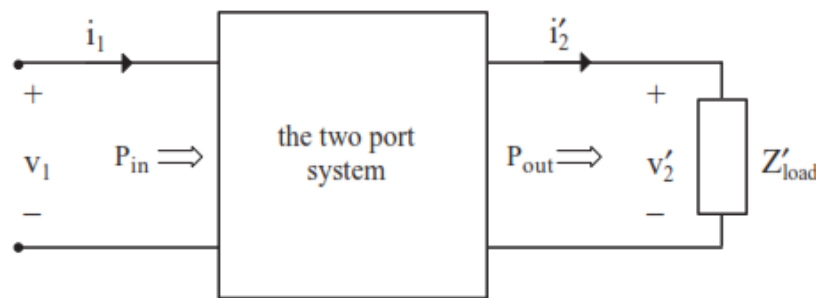
La potencia disipada en Z_{shunt} es:

$$P_{shunt} = \frac{1}{T} \int_0^T P_{shunt}(t)dt \tag{3.124}$$

Por lo tanto.

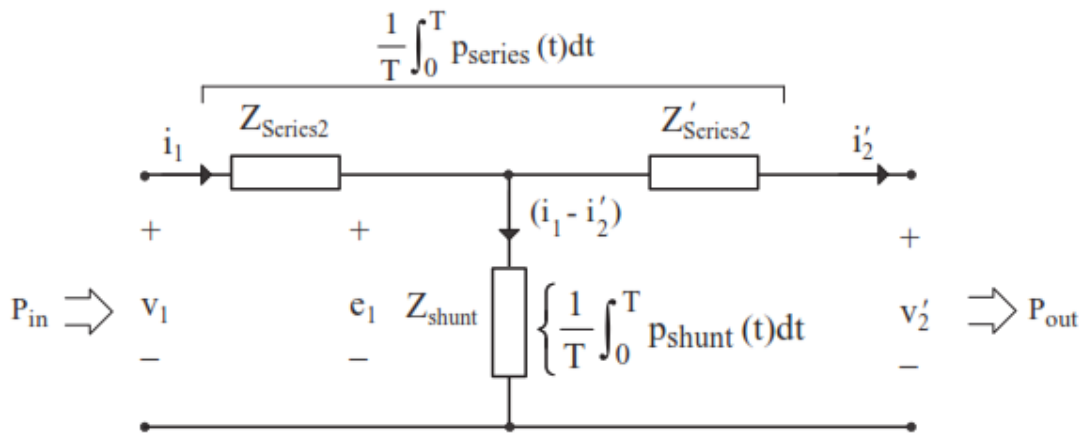
$$P_{loss} = P_{series} + P_{shunt} \tag{3.125}$$

Figura 2.16: Definiciones de Voltaje y Corriente Para un Sistema de dos Puertos



Fuente: (Power Quality, Mohammad A., Ewald F. (2008))

Figura 2.17: Impedancias de Serie y shunt de un Sistema de dos Puertos



Fuente: (Power Quality, Mohammad A., Ewald F. (2008))

2.7.2.3.ARMÓNICOS NO LINEALES EN TRANSFORMADORE MODELO

Los modelos armónicos apropiados de todos los componentes del sistema de energía, incluidos los transformadores, son la base del análisis armónico y los cálculos de pérdidas. Los modelos armónicos de los transformadores se diseñan en dos pasos: el primero es la

construcción del modelo armónico del transformador, que se caracteriza principalmente por el análisis de la no linealidad del núcleo (debido a la saturación, la histéresis y los efectos de la corriente de Foucault), lo que provoca una magnetización no central y un núcleo - Corrientes de baja. El segundo paso involucra la relación entre los parámetros del modelo y las frecuencias armónicas. En la literatura, se han propuesto e implementado muchos modelos armónicos para transformadores de potencia. Estos modelos se basan en uno de los siguientes enfoques:

- Simulación en el dominio del tiempo.
- Simulación en el dominio de la frecuencia.
- Simulación combinada de dominio de tiempo y frecuencia.
- Simulación numérica (por ejemplo, diferencia finita, elemento finito).

Comienza con el modelo armónico general para un transformador de potencia y las técnicas de simulación para modelar su núcleo de hierro no lineal. brevemente analizaremos los conceptos y ecuaciones básicos que involucran cada una de las técnicas de modelado mencionadas anteriormente.

2.7.2.4.EL MODELO ARMÓNICO GENERAL DE TRANSFORMADORES

En la figura presenta el modelo físico de un transformador monofásico. Las correspondientes ecuaciones eléctricas y magnéticas son:

$$v_p(t) = R_p i_p + L_p \frac{di_p(t)}{dt} + e_p(t) \quad (2.126)$$

$$v_s(t) = R_s i_s(t) + L_s \frac{di_s(t)}{dt} + e_s(t) \quad (2.127)$$

$$\Phi_m = BA \quad (2.128)$$

$$B = f_{\text{nonlinear}}(H) \quad (2.129)$$

$$N_p i_p(t) - N_s i_s(t) = H\ell \quad (2.130)$$

En donde:

→ R_p y R_s son las resistencias de los devanados primario y secundario.

→ L_p y L_s son las inductancias de fuga de los devanados primario y secundario.

→ $e_p(t) = N_p \frac{d\Phi_m}{dt}$ y $e_s(t) = N_s \frac{d\Phi_m}{dt}$ son las tensiones inducidas de los devanados primario y secundario.

→ N_p y N_s son el número de vueltas de los devanados primario y secundario.

→ B , H y Φ_m son la densidad de flujo magnético, la intensidad del campo magnético y el flujo magnético en el núcleo de hierro del transformador.

→ A y ℓ son la sección transversal y la longitud efectivas de la ruta de integración del núcleo del transformador.

División de ecuación (2.131) por rendimientos de N_p .

$$i_p(t) - \frac{N_s}{N_p} i_s(t) = i_{exc}(t) \quad (2.132)$$

En donde $i_{exc}(t) = H\ell/N_p$ es la corriente de excitación del transformador (sin carga), que es la suma de las corrientes de magnetización ($i_{mag}(t)$) y de pérdida de núcleo ($i_{core}(t)$). Combinando ecuaciones (2.128) y (2.129), está claro que la corriente sin carga está relacionada con los parámetros físicos, es decir, la curva de magnetización (incluida la saturación y la histéresis) y el voltaje inducido.

Basado en las ecuaciones (2.126), (2.127) y (2.132), el modelo armónico general del transformador se obtiene como se muestra en la figura 2.19. Hay cuatro parámetros característicos dominantes:

→ Resistencia al viento.

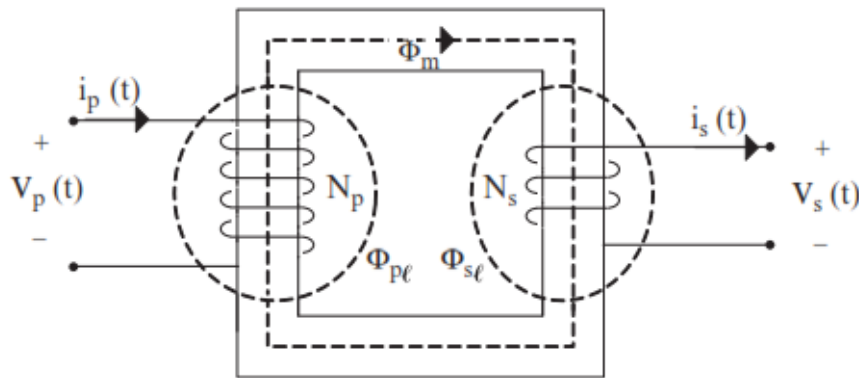
→ Inductancia de fuga.

→ Corriente de magnetización.

→ Corriente de pérdida de núcleo.

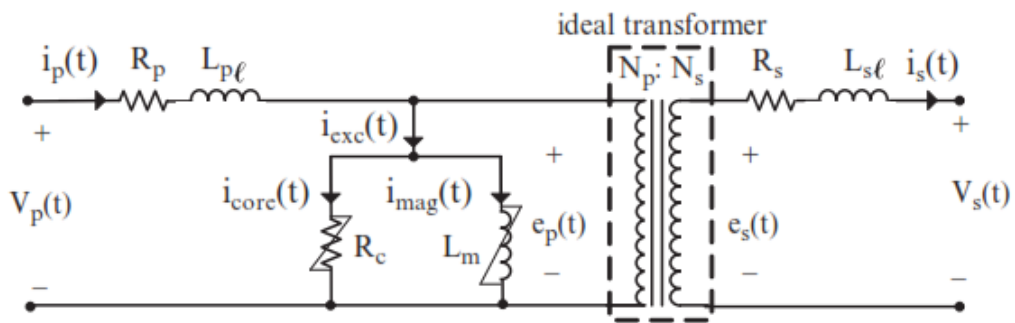
Algunos modelos asumen valores constantes para las resistencias primarias y secundarias. Sin embargo, la mayoría de las referencias tienen en cuenta la influencia de los efectos de la piel y los efectos de proximidad en el modelo armónico. Dado que los flujos de fuga primaria ($\Phi_{p\ell}$) y secundaria ($\Phi_{s\ell}$) fluyen principalmente a través del aire, se puede suponer que las inductancias de fuga primaria y secundaria.

Figura 2.18: Modelo Físico de un Transformador Monofásico.



Fuente: (Power Quality, Mohammad A., Ewald F. (2008))

Figura 2.19: Modelo Armónico General de un Transformador



Fuente: (Power Quality, Mohammad A., Ewald F. (2008))

ser constantes. La principal dificultad surge en el cálculo de las corrientes de magnetización y de pérdidas de núcleo, que son las principales fuentes de armónicos en los transformadores de potencia.

2.7.2.5. MODELADO ARMÓNICO NO LINEAL DEL NÚCLEO MAGNÉTICO DEL TRANSFORMADOR

Los modelos de transformadores precisos incorporan fenómenos de saturación e histéresis no lineales. Numerosos modelos lineales, lineales por partes y no lineales están actualmente disponibles en la literatura para la representación de los efectos de saturación e histéresis de los núcleos de transformadores. La mayoría de los modelos se basan en técnicas de dominio de tiempo que requieren un tiempo de computación considerable; sin embargo, también hay algunos modelos basados en frecuencia con grados aceptables de precisión. El objetivo de esta sección es clasificar estas técnicas e introducir los modelos más utilizados.

2.7.2.5.1. MODELADO DEL NÚCLEO DEL TRANSFORMADOR EN EL DOMINIO DEL TIEMPO MEDIANTE UN BUCLE DE HISTÉRESIS MULTISegmento

El núcleo del transformador se puede modelar con precisión en el dominio del tiempo simulando su característica $(\lambda - i)$ que incluye el bucle de histéresis mayor (con o sin bucles menores), que tiene en cuenta todos los efectos del núcleo: pérdida de histéresis, pérdida de corrientes parásitas, saturación, y magnetización como se visualiza en la figura . El bucle $(\lambda - i)$ se divide en varios segmentos y cada segmento se aproxima mediante una parábola, un polinomio, un hiperbólico u otras funciones. Las funciones que expresan los segmentos deben definirse de modo que $di/d\lambda$ (o dH / dB) sea continuo en toda la región definida del plano $(\lambda - i)$ o $(B- H)$.

Como ejemplo, dos características típicas $(\lambda - i)$ se muestran en la figura 2.21. En la figura 2.21a se utilizan cinco segmentos para modelar el bucle $(\lambda - i)$. Las tres primeras son aproximadas por polinomios del orden 13, mientras que los segmentos cuarto y quinto

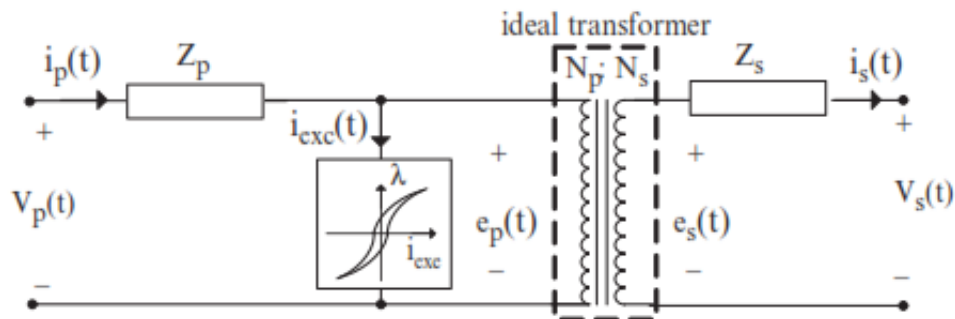
(en las regiones de saturación positiva y negativa) están representadas por parábolas. La expresión para describir el bucle de cuatro segmentos de la figura 2.21b son:

$$\begin{aligned}
 i_{exc} &= A + Be^{C\lambda} \text{ segmento I} \\
 i_{exc} &= D + Ee^{F\lambda} \text{ segmento II} \\
 i_{exc} &= -D - Ee^{-F\lambda} \text{ segmento III} \\
 i_{exc} &= -A - Be^{-C\lambda} \text{ segmento IV}
 \end{aligned}
 \tag{2.133}$$

Hay una gran dificultad con los enfoques de dominio de tiempo. Para un valor dado de enlace de flujo máximo, λ_{max} , el bucle se puede determinar experimentalmente fácilmente; sin embargo, para la variable λ_{max} el bucle no solo cambia su tamaño sino también su forma. Dado que estos cambios son particularmente difíciles de predecir, el enfoque habitual es ignorar la variación en la forma y asumir cambios lineales en el tamaño. Esto equivale a escalar las características en las direcciones λ e i para diferentes valores de λ_{max} .

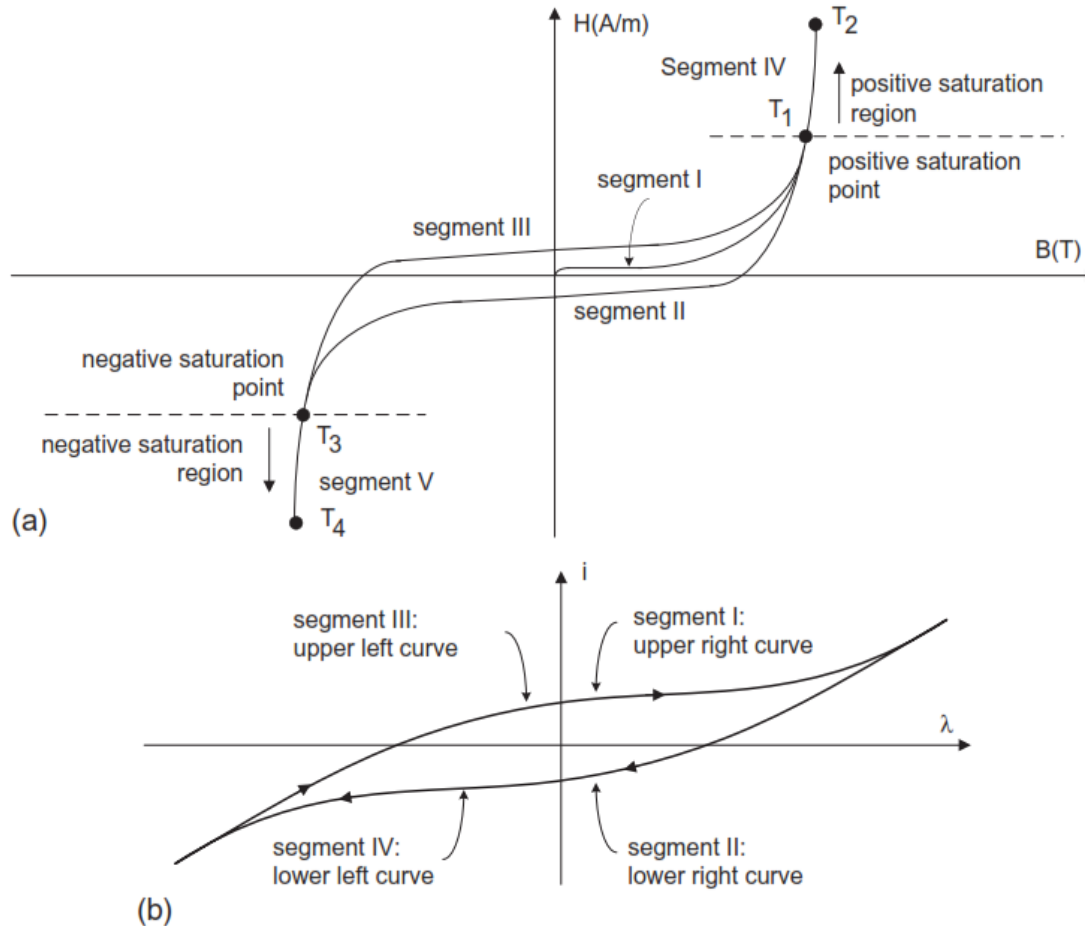
Este es un modelo bastante preciso para el núcleo del transformador; sin embargo, requiere un tiempo de computación considerable. Algunos modelos más sofisticados también incluyen pequeños bucles de histéresis en el análisis del dominio del tiempo.

Figura 2.20: Modelo no lineal de transformador en el dominio del tiempo con la característica completa ($\lambda - i$).



Fuente: (Power Quality, Mohammad A., Ewald F. (2008))

Figura 2.21: Modelo no lineal en el dominio del tiempo del núcleo del transformador con el bucle de histéresis completo; (a) utilizando cinco segmentos, (b) utilizando cuatro segmentos



Fuente: (Power Quality, Mohammad A., Ewald F. (2008))

2.7.2.5.2. MODELADO DEL NÚCLEO DEL TRANSFORMADOR EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA Y EL TIEMPO POR LA CURVA DE SATURACIÓN Y LAS RESISTENCIAS ARMÓNICAS DE PÉRDIDA DE NUCLEO

En estos modelos, la saturación del transformador se simula en el dominio del tiempo, mientras que las pérdidas por corrientes de Foucault y la histéresis se aproximan en el dominio de la frecuencia. Si la tensión que produce el flujo del núcleo es sinusoidal con

una magnitud RMS de E y una frecuencia de f, la ecuación (2.115) puede ser reescrito como:

$$P_{fe} = P_{hys} + P_{eddy} = k_{hys}f^{1-s}E^s + k_{eddy}E^2 \quad (2.134)$$

Donde $k_{hys} \neq K_{hys}$ y $k_{eddy} \neq K_{eddy}$.

Aunque la aplicación de superposición es incorrecta para circuitos no lineales, en algunos casos puede aplicarse con cautela para obtener una solución aproximada. Si se aplica la superposición, la pérdida de núcleo debida a componentes armónicos individuales se puede definir para analizar tanto la histéresis como las pérdidas por corrientes de Foucault dividiendo la ecuación (2.134) por el cuadrado de las tensiones armónicas RMS. Definimos la conductancia G_{eddy} (contabilizando las pérdidas por corrientes de Foucault) y la conductancia armónica $G_{hys}^{(h)}$ (explicando las pérdidas por histéresis en las frecuencias armónicas) como:

$$G_{eddy} = k_{eddy} \quad (2.135)$$

$$G_{hys}^{(h)} = k_{hys}(hf)^{1-s}E^{s-2} \quad (2.136)$$

En donde f y h son la frecuencia fundamental y el orden armónico, respectivamente. Por lo tanto, las pérdidas por corrientes de Foucault (P_{eddy}) e histéresis (P_{hys}) se modelan mediante una conductancia constante (G_{eddy}) y conductancias armónicas ($G_{hys}^{(h)}$), respectivamente, y la característica del transformado $(\lambda - i)r$ se aproxima por un valor único curva de saturación, como se muestra en la figura. Básicamente, existen dos enfoques principales para modelar la curva de saturación del transformador: inductancias lineales por partes e inductancia incremental, como se muestra en la figura 2.22 (b, c). El enfoque incremental utiliza un polinomio, arctangente u otras funciones para modelar la característica de magnetización del transformador. Las reluctancias incrementales (o

inductancias) se obtienen de las pendientes de la característica de corriente de magnetización de inductancia.

2.7.2.5.3. MODELADO DE BOBINA TRANSFORMADORA EN EL DOMINIO DEL TIEMPO POR CURVA DE SATURACIÓN Y UNA RESISTENCIA CONSTANTE DE PÉRDIDA DE NÚCLEO

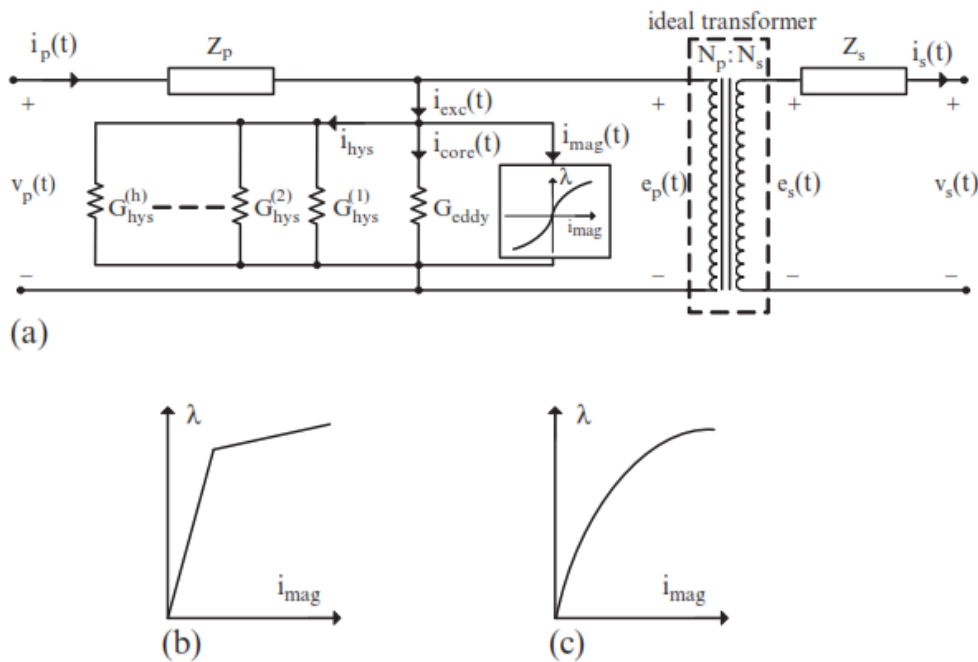
Debido al hecho de que el efecto de la histéresis en los transformadores es mucho menor que el de la corriente de Foucault, y para simplificar el cálculo, la mayoría de los modelos asumen un valor constante para la conductancia de magnetización. Como se mencionó anteriormente, la curva de saturación se puede modelar utilizando un polinomio, arctangente u otras funciones. El modelo de transformador ligeramente simplificado se muestra en la figura 2.23.

2.7.2.5.4. MODELADO DE BOBINA DE TRANSFORMADOR EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA POR FUENTES DE CORRIENTE ARMÓNICA

Algunos algoritmos basados en la frecuencia utilizan fuentes de corriente armónica ($\tilde{I}_{\text{core}}^{(h)}$ y $\tilde{I}_{\text{mag}}^{(h)}$) para modelar los efectos no lineales de la corriente de Foucault, la histéresis y la saturación del núcleo del transformador, como se muestra en la figura 2.24. Las magnitudes y el ángulo de fase de las fuentes de corriente se actualizan en cada paso del procedimiento iterativo. Existen diferentes métodos para actualizar (computar) magnitudes y ángulos de fase de las fuentes de corriente en cada paso del procedimiento iterativo. Algunos modelos aplican la curva de saturación para calcular $\tilde{I}_{\text{mag}}^{(h)}$ en el dominio del tiempo, y usan la función de pérdida de densidad armónica y las llamadas funciones de factor de fase para calcular $\tilde{I}_{\text{core}}^{(h)}$ en el dominio de la frecuencia. Estas corrientes

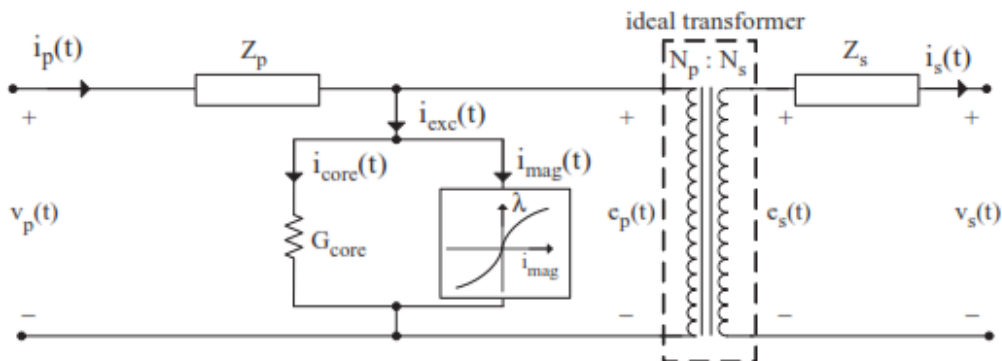
también podrían calcularse aproximadamente en el dominio de la frecuencia como se explica en la siguiente sección.

Figura 2.22: Modelo no lineal en el dominio de la frecuencia y el tiempo del núcleo del transformador con conductas armónicas y una curva de saturación de un solo valor;
 (a) modelo de transformador, (b) el modelo lineal por tramos de la curva de saturación, (c) el modelo incremental de la curva de saturación



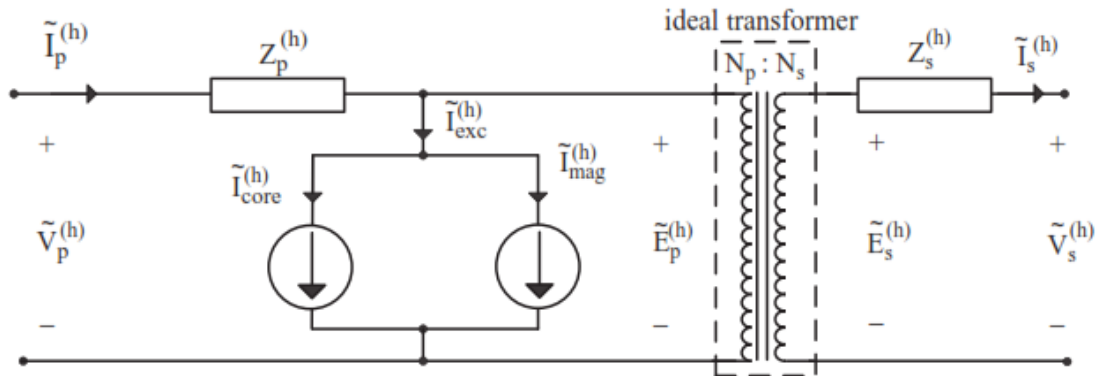
Fuente: (Power Quality, Mohammad A., Ewald F. (2008))

Figura 2.23: Modelo no lineal en el dominio del tiempo del núcleo del transformador con una conductancia de magnetización constante y una característica



Fuente: (Power Quality, Mohammad A., Ewald F. (2008))

Figura 2.24: Modelo no lineal de dominio de frecuencia del núcleo del transformador con fuentes de corriente armónica



Fuente: (Power Quality, Mohammad A., Ewald F. (2008))

2.7.2.5.5. MODELADO DE BOBINA DE TRANSFORMADOR EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA MEDIANTE LA DESCRIPCIÓN DE FUNCIONES

La aplicación de las funciones de descripción para el cálculo de la corriente de excitación en el dominio de la frecuencia se propuso e implementó para un transformador monofásico en condiciones sin carga. La función descriptiva seleccionada, que asume enlaces de flujo sinusoidal y un bucle de histéresis lineal por tramos, es relativamente rápida y calcula la corriente de excitación no sinusoidal con un grado de precisión aceptable. El concepto de describir las funciones aplicadas a la red no lineal (simétrica) N se demuestra en la figura 2.27, donde una función de entrada sinusoidal $\lambda(t) = E \sin(\omega t)$ da como resultado una función de salida no sinusoidal $i_e(t)$. Dejando de lado la influencia de los armónicos, $i_e(t)$ se puede aproximar como:

$$i_e(t) \approx A_1 \cos(\omega t) + B_1 \sin(\omega t) = C_1 \sin(\omega t + \phi)$$

$$A_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_e(t) \cos(\omega t) d(\omega t) \tag{2.137}$$

$$B_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_e(t) \sin(\omega t) d(\omega t) \tag{2.138}$$

En las ecuaciones (2.137), (2.138), A_1 y B_1 son los coeficientes fundamentales de la representación de la serie de Fourier de $i_e(t)$ y se descuidan sus componentes armónicos.

Además, $C_1 \angle \phi = B_1 + jA_1$.

Según las ecuaciones (2.137) y (2.138), y en la figura 2.27, la función que describe (que indica la ganancia de no linealidad) se define de la siguiente manera.

$$N(E, \omega) = \frac{B_1 + jA_1}{E} = \frac{C \angle \phi}{E} \quad (2.139)$$

La Figura 2.25 ilustra una característica típica ($\lambda - i$) donde un bucle de histéresis define la relación no lineal entre el enlace de flujo sinusoidal de entrada y la corriente de excitación no sinusoidal de salida. Para establecer una función descriptiva de la característica ($\lambda - i$), el bucle de histéresis se divide en tres piezas lineales con las pendientes $1/k$, $1/k_1$ y $1/k_2$ como se muestra en la figura 2.26.

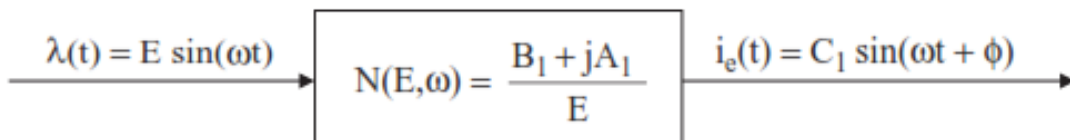
La comparación de la ganancia correspondiente en diferentes intervalos de tiempo con la forma de onda de enlace de flujo de entrada y la forma de onda de corriente excitante de salida durante el mismo período nos permite calcular el valor de $N(E, \omega)$ en tres intervalos de tiempo diferentes, como se ilustra en la ecuación (2.139) y figura 26. Por lo tanto, si se conoce la entrada $\lambda(t) = E \text{Sen}(\omega t)$, $i_e(t)$ se puede calcular de la siguiente manera:

$$i_e(t) = \begin{cases} \frac{1}{k} [E \text{Sen}(\omega t)] + D & 0 < \omega t < \beta \\ \frac{1}{k_1} [E \text{Sen}(\omega t) - M] + \frac{M}{k} + D & \beta < \omega t < \frac{\pi}{2} \\ \frac{1}{k_2} [E \text{Sen}(\omega t) - M] + \frac{M}{k} - D & \frac{\pi}{2} < \omega t < \pi - \beta \\ \frac{1}{k} [E \text{Sen}(\omega t)] - D & \pi - \beta < \omega t < \pi \end{cases} \quad (2.140)$$

En donde $\beta = \text{Sen}^{-1}\left(\frac{M}{E}\right)$ es el ángulo correspondiente al punto de inflexión del bucle de histéresis en radianes.

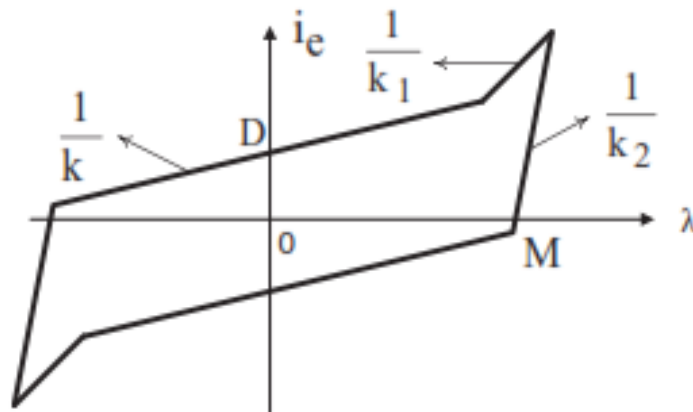
Aplicando series de Fourier a la ecuación (2.140), se pueden determinar los componentes armónicos de la corriente de excitación ($\tilde{I}_{exc}^{(h)}$). Las partes activas (reales) y reactivas (imaginarias) de la corriente de excitación corresponden a los armónicos de las corrientes de pérdida de núcleo ($\tilde{I}_{core}^{(h)}$) y de magnetización ($\tilde{I}_{mag}^{(h)}$), respectivamente.

Figura 2.25: Expresión de la función de descripción para una red no lineal N



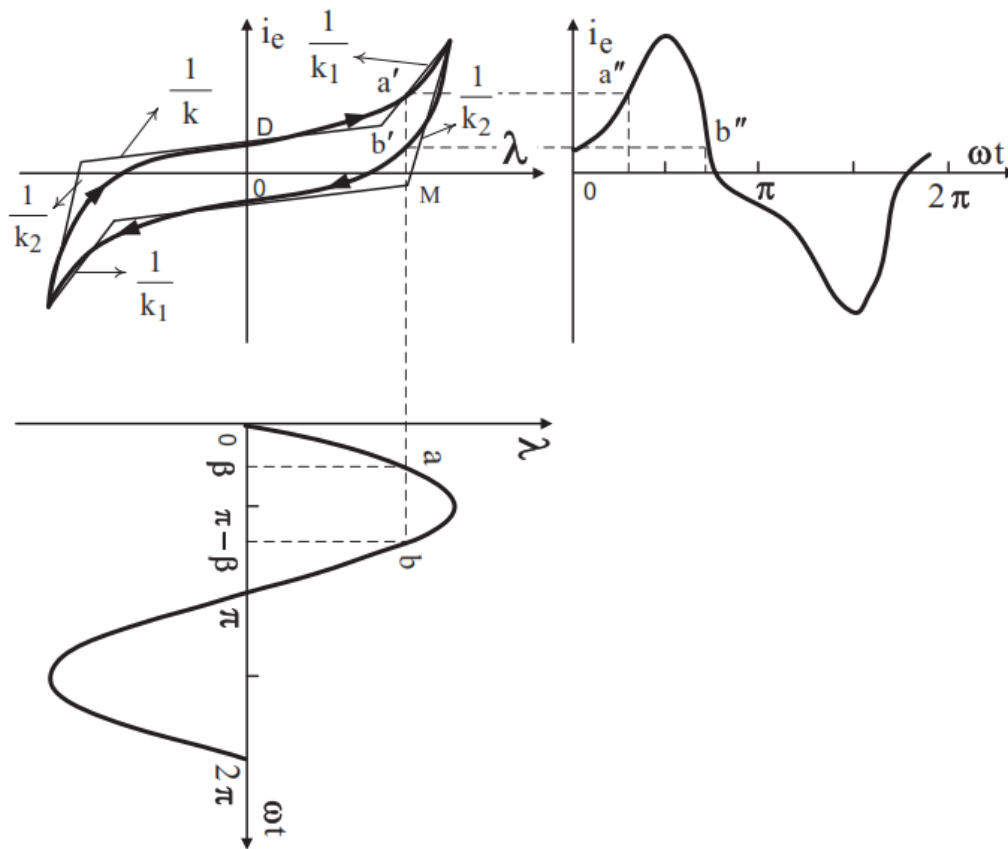
Fuente: (Power Quality, Mohammad A., Ewald F. (2008))

Figura 2.26: Función lineal por partes aproximación del bucle de histéresis que define el transformador que describe la función



Fuente: (Power Quality, Mohammad A., Ewald F. (2008))

Figura 2.27: Forma de onda de corriente de excitación para un núcleo de transformador



Fuente: (Power Quality, Mohammad A., Ewald F. (2008))

2.7.3. ANÁLISIS DE ARMÓNICOS EN RECTIFICADORES ESTÁTICOS

El análisis armónico en rectificadores, para un estudio necesitamos una información sobre las fuentes armónicas; como el principal contribuyente individual a las distorsiones armónicas de sistema, es el convertidor de puente trifásico requiere una consideración especial a este respecto.

En condiciones de voltaje de terminal de CA equilibrado y no distorsionado y condiciones de corriente de CC perfectas, un convertidor de pulso p puede considerarse como un modulador de frecuencia lineal que interconecta los sistemas de CA y CC. Están involucrados tres conjuntos principales de frecuencias, uno igual a npf (f es la frecuencia

fundamental del sistema de CA y n un entero) en la forma de onda de voltaje de CC y dos iguales a $npff \pm 1$ en las formas de onda de corriente de CA.

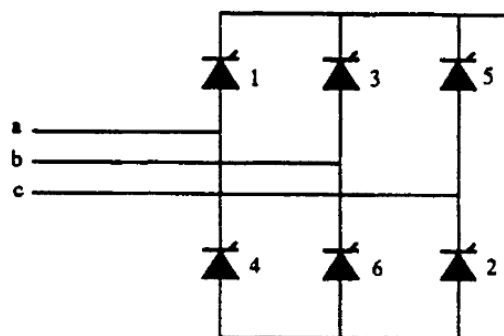
En la práctica, las condiciones ideales nunca existen. Siempre hay cierta asimetría en los parámetros de los componentes de la planta y en las condiciones de operación. Los ángulos de demora y conmutación pueden ser diferentes y, como resultado, aparecerán armónicos adicionales en los lados de CA y CC del convertidor. Además, las frecuencias subarmónicas e interarmónicas a menudo se producen en las interconexiones no síncronas.

Por lo tanto, se necesita un modelo convertidor más general para simular la variedad de frecuencias características y no características involucradas.

2.7.3.1. ARMÓNICOS DEL CONVERTIDOR CARACTERÍSTICO

Para aplicaciones de potencia mediana y grande, tales como unidades industriales, fundición transmisión HVdc, el puente de seis pulsos, que se muestra en la figura 2.28.

Figura 2.28: configuración de puente trifásico



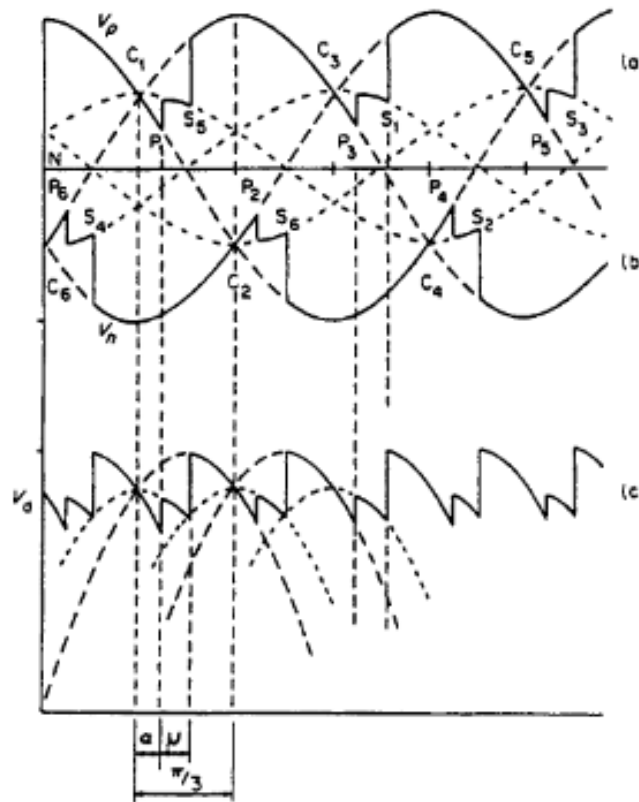
Fuente: (Power Quality, Mohammad A., Ewald F. (2008))

Constituye la unidad convertidor básica. Un número de puentes de seis pulsos con su tensión de alimentación desplazada en fase por las conexiones adecuadas del transformador se unen en serie o en paralelo en el lado de CC, dependiendo de si se requiere alta tensión o alta corriente.

En general, estos convertidores de CA-CC tienen considerablemente más inductancia en el lado de CC que en el lado de CA y el convertidor actúa como una fuente de tensión armónica en el lado de CC y de corriente armónica en el lado de CA.

Para la configuración de puente trifásico, los órdenes de los voltajes armónicos son $k = 6n$ y las formas de onda de voltaje de CC correspondientes se ilustran en la figura 2.29.

Figura 2.29: Formas de onda de voltaje dc del convertidor de seis impulsos: (a) en el terminal positivo; (b) en el terminal negativo; (c) entre terminales de salida



Fuente: (Power Quality, Mohammad A., Ewald F. (2008))

El intervalo de repetición de la forma de onda que se muestra en la figura 2.29c es $\pi/3$, y contiene las siguientes tres funciones diferentes con referencia al cruce de voltaje C_1 :

$$v_d = \sqrt{2}V_c \cos \left[\omega t + \frac{\pi}{6} \right] \text{ para } 0 < \omega t < \alpha \tag{2.141}$$

$$v_d = \sqrt{2}V_c \cos \left[\omega t + \frac{\pi}{6} \right] + \frac{1}{2} \sqrt{2}V_c \text{Sen}[\omega t] = \frac{\sqrt{6}}{2} V_c \cos[\omega t] \text{ para } \alpha < \omega t < \alpha + \mu \tag{2.142}$$

$$v_d = \sqrt{2}V_c \cos \left[\omega t - \frac{\pi}{6} \right] \text{ para } \alpha + \mu < \omega t < \frac{\pi}{3} \tag{2.143}$$

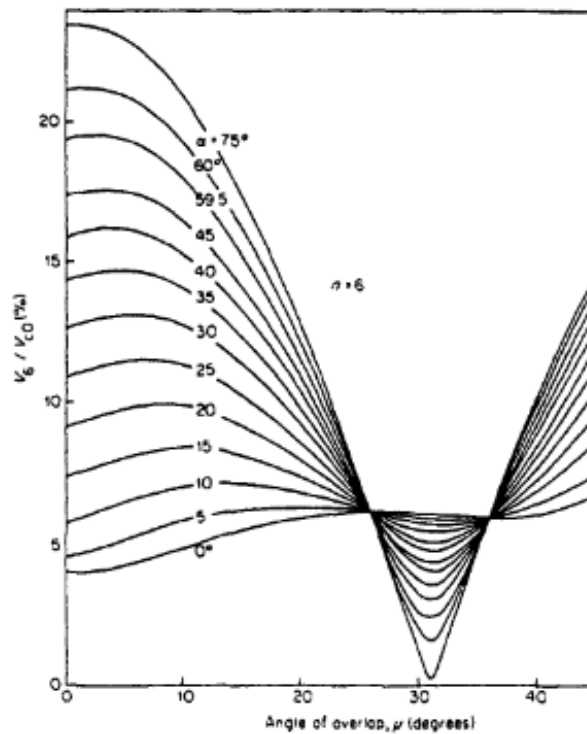
En donde V_c es la (conmutación) fase a fase r.m.s. voltaje, y α y μ los ángulos de disparo y conmutación respectivamente.

De las ecuaciones (2.141), (2.142) y (2.143), se obtiene la siguiente expresión para R.M.S. magnitudes de las tensiones armónicas de la forma de onda de la tensión de CC:

$$V_c = \frac{V_{c0}}{\sqrt{2}(k^2 - 1)} \left\{ (k - 1)^2 \text{Cos}^2 \left[(k + 1) \frac{\mu}{2} \right] + (k + 1)^2 \text{Cos}^2 \left[(k - 1) \frac{\mu}{2} \right] - 2(k - 1)(k + 1) \text{Cos} \left[(k + 1) \frac{\mu}{2} \right] \text{Cos} \left[(k - 1) \frac{\mu}{2} \right] \text{Cos}(2\alpha + \mu) \right\}^{1/2} \tag{2.144}$$

La figura 2.30 se ilustra el uso de la ecuación (2.144) para derivar la variación del sexto armónico como un porcentaje de V_{c0} el voltaje rectificado promedio máximo.

Figura 2.30: Variación de la tensión del sexto armónico



Fuente: (Power Quality, Mohammad A., Ewald F. (2008))

El convertidor de puente de seis pulsos es $3\sqrt{2}V_c/\pi$. Estas curvas y ecuaciones muestran algunos hechos interesantes. En primer lugar, para $\alpha = 0$ y $\mu = 0$, la ecuación (2.144) se reduce de la siguiente manera:

$$V_{k0} = \sqrt{2} \frac{V_{c0}}{k^2 - 1} \tag{2.145}$$

O de la misma forma.

$$\frac{V_{k0}}{V_{c0}} = \sqrt{2} \frac{V_{c0}}{k^2 - 1} \approx \frac{\sqrt{2}}{k^2} \tag{2.146}$$

Dando una distorsión de voltaje de 4.04, 0.99 y 0.44% para los armónicos sexto, 12 y 18, respectivamente.

En general, a medida que aumenta Q , también aumentan los armónicos, y para $\alpha = \pi/2$ y $\mu = 0$.

$$\frac{V_{k0}}{V_{c0}} = \sqrt{2} \frac{V_{c0}}{k^2 - 1} \approx \frac{\sqrt{2}}{k} \tag{2.147}$$

lo que produce k veces el contenido de armónicos correspondiente a $\alpha = 0$. Esto significa que los armónicos superiores aumentan más rápidamente con α . La ecuación (2.147) es de cierta importancia ya que representa la proporción máxima de armónicos en el sistema, particularmente cuando se considera que $\alpha = 90^\circ$, es probable que μ sea muy pequeña.

Si se descuida la conmutación, la representación en el dominio de la frecuencia de la corriente de CA en la fase “a” es:

$$i_a = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left(\cos\omega t - \frac{1}{5} \cos 5\omega t + \frac{1}{7} \cos 7\omega t - \frac{1}{11} \cos 11\omega t + \frac{1}{13} \cos 13\omega t - \frac{1}{17} \cos 17\omega t + \frac{1}{19} \cos 19\omega t - \dots \right) \tag{2.148}$$

Las corrientes trifásicas se muestran en la figura 2.31 (b), (c) y (d), respectivamente.

Ahora se pueden hacer algunas observaciones útiles a partir de la ecuación (2.148):

→ La ausencia de armónicos triples.

→ La presencia de armónicos de órdenes $6n \pm 1$ para valores enteros de n .

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

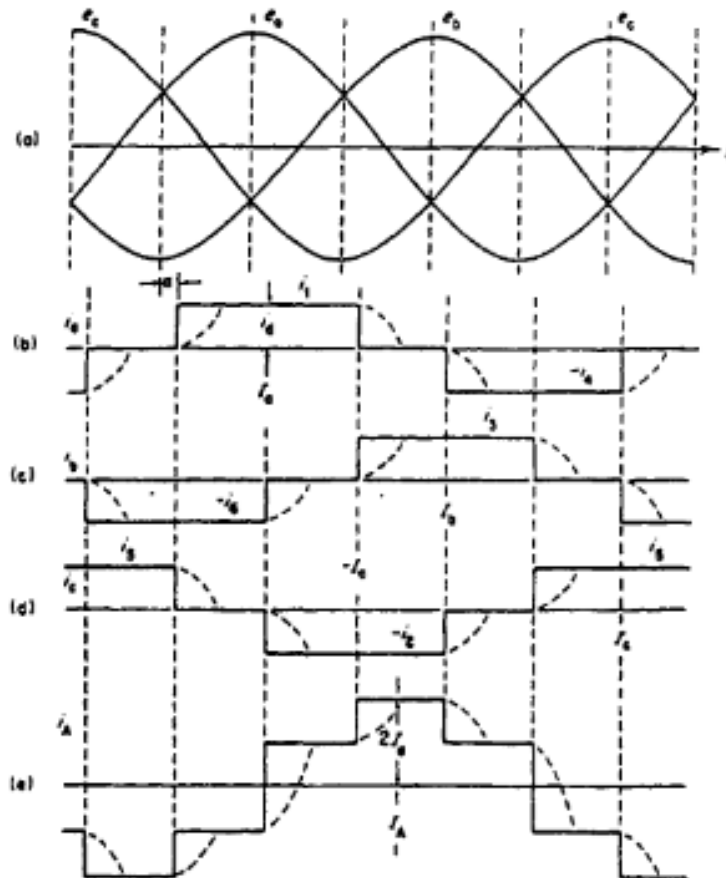
$$I_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \quad (2.149)$$

→ La R.M.S. La magnitud del armónico k th es:

$$I_k = \frac{I_1}{k} \quad (2.150)$$

Además, esos armónicos de órdenes $6n + 1$ son de secuencia positiva y aquellos armónicos de órdenes $6n - 1$ son de secuencia negativa.

Figura 2.31: Formas de onda de puente de seis pulsos: (a) tensiones de fase a neutro; (b)-(d) corrientes de fase en el lado del convertidor; (e) corriente de fase en el lado del sistema con transformador Delta-Y



Fuente: (Power Quality, Mohammad A., Ewald F. (2008))

2.7.3.2.EFECTO DE LA CONEXIÓN DEL TRANSFORMADOR

Si los devanados trifásicos primarios o secundarios del transformador convertidor están conectados en delta, las formas de onda de la corriente del lado de CA consisten en las diferencias instantáneas entre dos corrientes secundarias rectangulares separadas por 120°, como se muestra en la figura 2.31 (e).

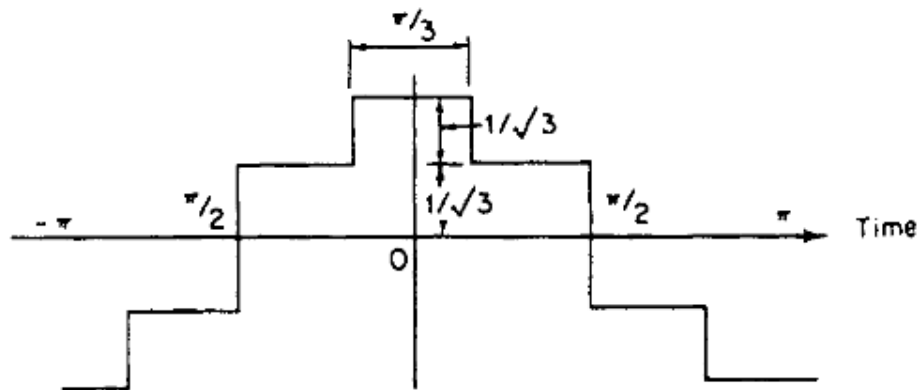
Para mantener los mismos voltajes primarios y secundarios que para la conexión estrella-estrella, se introduce un factor $\sqrt{3}$ en la relación del transformador, y la forma de onda actual es como se muestra en la figura 2.32.

La serie de Fourier resultante para la corriente en la fase “a” en el lado primario es:

$$i_a = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d (\cos\omega t + \frac{1}{5}\cos 5\omega t - \frac{1}{7}\cos 7\omega t - \frac{1}{11}\cos 11\omega t + \frac{1}{13}\cos 13\omega t + \frac{1}{17}\cos 17\omega t - \frac{1}{19}\cos 19\omega t - \dots) \tag{2.151}$$

Esta serie solo difiere de la de un transformador conectado estrella-estrella por el signo de las órdenes armónicas $6n \pm 1$ para los valores impares de n, es decir, el quinto, séptimo, décimo séptimo, décimo noveno, etc.

Figura 2.32: Representación en el dominio del tiempo de una forma de onda de seis pulsos con conexión de transformador delta-estrella



Fuente: (Power Quality, Mohammad A., Ewald F. (2008))

2.7.3.3.ARMÓNICOS RELACIONAS AL RECTIFICADOR ESTÁTICO DE 12 PULSOS

Las configuraciones de doce pulsos consisten en dos grupos de seis pulsos alimentados desde dos conjuntos de transformadores trifásicos en paralelo, con su voltaje fundamental igual y desfasado en 30° ; en la figura 2.33 se muestra una configuración común de 12 pulsos.

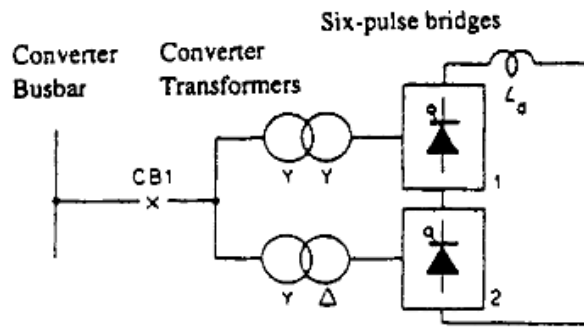
Además, para mantener la operación de 12 pulsos, los dos grupos de seis pulsos deben operar con el mismo ángulo de control y, por lo tanto, las corrientes de frecuencia fundamentales en el lado de CA de los dos transformadores están en fase entre sí.

La corriente alterna resultante viene dada por la suma de las dos series de Fourier de los transformadores de estrella, ecuación (2.144) y delta-estrella ecuación (2.151), es decir.

$$i_{12} = 2 \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left(\cos\omega t - \frac{1}{11} \cos 11\omega t + \frac{1}{13} \cos 13\omega t - \frac{1}{23} \cos 23\omega t + \frac{1}{25} \cos 25\omega t - \dots \right) \quad (2.152)$$

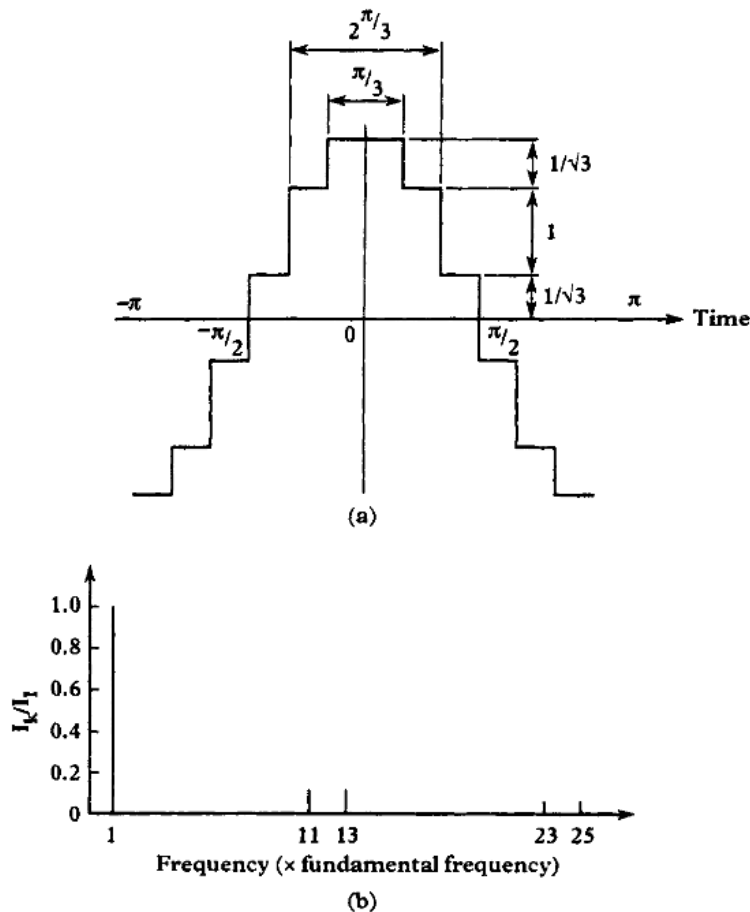
Esta serie solo contiene armónicos de orden $12n \pm 1$. Las corrientes armónicas de los órdenes $6n \pm 1$ (con n impar), es decir, $n = 5, 7, 17, 19$, etc., circulan entre los dos transformadores convertidores pero no penetran en la red de CA. La representación en el dominio del tiempo de la forma de onda de 12 pulsos se muestra en la figura 2.34 (a) y la representación correspondiente en el dominio de la frecuencia en la figura 2.34 (b).

Figura 2.33: Configuración del convertidor de doce pulsos



Fuente: (Power Quality, Mohammad A., Ewald F. (2008))

Figura 2.34: (a) Representación en el dominio del tiempo de la corriente de fase de 12 pulsos y (b) Representación en el dominio de la frecuencia de la operación de 12 pulsos



Fuente: (Power Quality, Mohammad A., Ewald F. (2008))

En el lado dc del convertidor de 12 pulsos, 30° de la frecuencia de la red corresponde a un semiciclo del sexto voltaje armónico y, por lo tanto, este armónico estará en fase de

oposición en los dos puentes. Por otro lado, para el 12 armónico, 30° corresponde a un ciclo, dando armónicos en fase; para el décimo octavo armónico, 30° corresponde a un ciclo y medio, dando armónicos en oposición y así sucesivamente.

2.7.3.4. REACTANCIA SUAVIZANTE INSUFICIENTE

Teniendo en cuenta la inductancia limitada del devanado del inducido del motor y la mayor variación del ángulo de disparo, el supuesto de la corriente continua constante de los convertidores de gran tamaño no se puede justificar en el caso de las unidades de corriente continua.

La carga de CC se puede representar como un circuito equivalente que, en su forma más simple, incluye resistencia, inductancia y retroceso. Con la tensión de alimentación sinusoidal $V_m \text{Sen}(\omega t)$, se aplica la siguiente ecuación:

$$V_m \text{Sen}(\omega t) = Ri + L \frac{di}{dt} + E \quad (2.153)$$

Donde:

$$\phi = \arctan \frac{\omega L}{R} \quad (2.154)$$

La constante K se deriva de las condiciones iniciales particulares.

Bajo carga nominal, el retardo de encendido se mantiene bajo, pero durante el arranque del motor o en condiciones de carga ligera, el retardo aumenta sustancialmente y la corriente puede incluso ser discontinua. Esta condición de operación extrema se ilustra en la figura 2.35 para un rectificador de seis pulsos. Cada corriente de fase consta de dos impulsos de corriente positivos y dos negativos por ciclo, que se derivan de la ecuación general (2.153) utilizando las relaciones de fase de voltaje apropiadas con una referencia común.

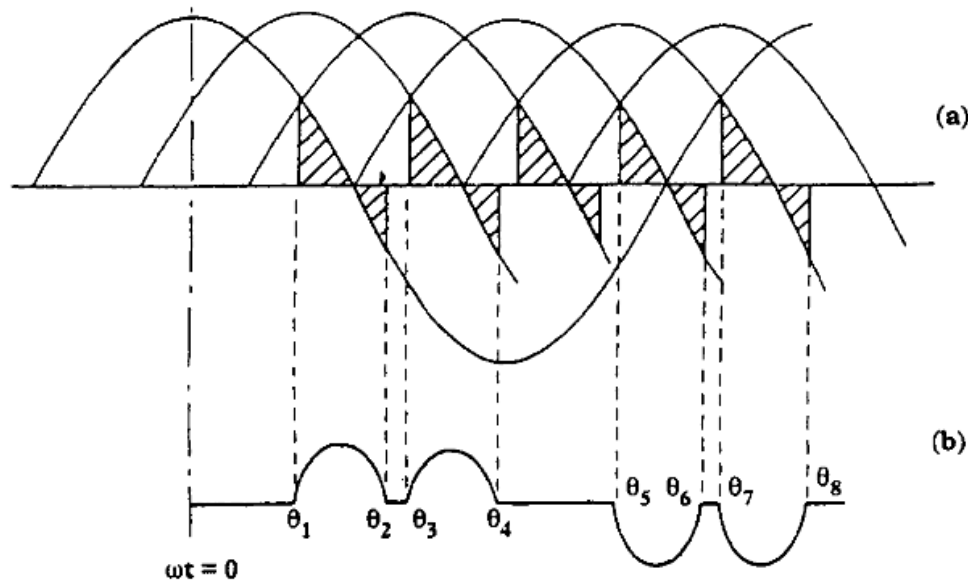
La corriente en la fase A con referencia al instante en que V_{ab} es máximo en la figura 2.35 tiene los siguientes componentes:

A. En el rango $\theta_1 < \omega t < \theta_2$

$$i = \frac{V_m}{R} \left\{ \cos\phi \cos(\omega t - \phi) - \left[\frac{E}{V_m} - \cos\phi \cos(\theta_1 - \phi) \right] e^{-R(\omega t - \theta_1)/\omega L} \right\} \quad (2.156)$$

Figura 2.35: Formas de onda discontinuas: (a) voltaje CC; (b) corriente alterna en

la fase a



Fuente: (Power Quality, Mohammad A., Ewald F. (2008))

B. Cuando $\theta_3 < \omega t < \theta_4$, donde $\theta_3 = \theta_1 + \pi/3$

$$i = \frac{V_m}{R} \left\{ \cos\phi \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{3} - \phi\right) - \left[\frac{E}{V_m} - \cos\phi \cos(\theta_1 - \phi) \right] e^{-R(\omega t - \frac{\pi}{3} - \theta_1)/\omega L} \right\} \quad (2.157)$$

C. Cuando $\theta_5 < \omega t < \theta_6$, donde $\theta_5 = (\theta_1 + \pi)$

$$i = -\frac{V_m}{R} \left\{ \cos\phi \cos(\omega t - \pi - \phi) - \frac{E}{V_m} + \left[\frac{E}{V_m} - \cos\phi \cos(\theta_1 - \phi) \right] e^{-R(\omega t - \frac{\pi}{3} - \theta_1)/\omega L} \right\} \quad (2.158)$$

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

$$i = -\frac{V_m}{R} \left\{ \cos\phi \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \phi\right) - \frac{E}{V_m} + \left[\frac{E}{V_m} - \cos\phi \cos(\theta_1 - \phi) \right] e^{-R(\omega t - \frac{\pi}{3} - \theta_1)/\omega L} \right\} \quad (2.159)$$

La aplicación del análisis de Fourier a estos pulsos actuales indica que el quinto armónico puede alcanzar niveles máximos de hasta tres veces los de la forma de onda rectangular con el mismo componente fundamental.

2.7.3.5. MODELO EN DOMINIO DE LA FRECUENCIA

Los análisis anteriores asumen un ángulo de retardo de disparo constante, ya sea sin período de conmutación o uno de duración invariable, y condiciones de voltaje de sistema de CA sin distorsión. En la práctica esto rara vez es el caso. Los voltajes armónicos y/o el desequilibrio existirán en el lado de CA, y la ondulación de la corriente existirá en el lado de CC. A través del control de corriente constante, el ángulo de disparo no será estable, y la duración del período de conmutación también será variable. Por lo tanto, no solo se transferirán las tensiones y corrientes armónicas a través del convertidor, sino que también se pueden amplificar a través de la variación de los instantes de conmutación del tiristor. Estas interacciones tienen particular relevancia para los armónicos no característicos.

Una técnica más precisa para el análisis de convertidores estáticos en el dominio de la frecuencia es el concepto de función de transferencia. Las funciones de transferencia del convertidor de seis impulsos $Y_{\psi_{dc}}$ e $Y_{\psi_{ac}}$ describen la interconexión entre los lados de CC y CA del convertidor. El voltaje de CC se calcula sumando el voltaje de cada fase multiplicado por su función de transferencia asociada, como se muestra en la ecuación (2.160).

$$v_d = N \sum_{\psi} Y_{\psi_{dc}} v_{\psi} \quad (2.160)$$

En donde $\psi = 0, 120$ y 240 grados para las fases a, b y c, N es la relación del transformador del convertidor (convertidor al lado del sistema de corriente alterna), y son los voltajes trifásicos. $Y_{\psi_{dc}}$ tiene valores entre -1 y 1, donde 1 significa una conexión del

bus positivo del lado DC a la fase en cuestión, - 1 significa una conexión del bus negativo del lado DC a la fase en cuestión, y 0 indica que no hay conexión. Al asignar a la función de transferencia un valor de 0.5 para las dos fases de conmutación, la tensión CC se representa correctamente durante el proceso de conmutación.

La corriente alterna en cada fase se puede definir mediante la ecuación (2.161).

$$I_{\psi} = NY_{\psi dc}i_{dc} \quad (2.161)$$

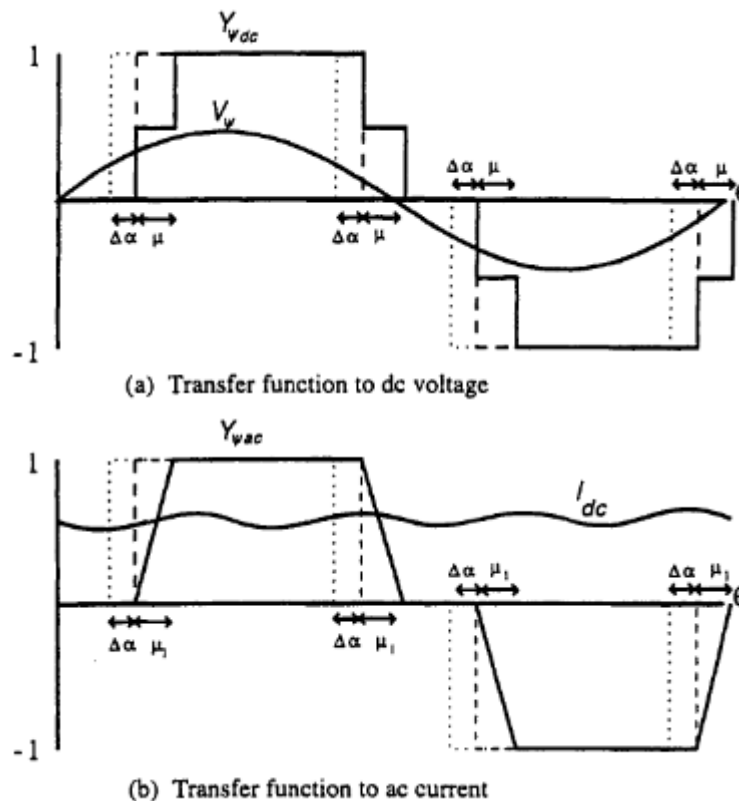
En donde i_{dc} , es la corriente del lado de CC, $Y_{\psi ac}$ es similar a $Y_{\psi dc}$, excepto que durante el período de conmutación la corriente de CA aumenta o disminuye de forma continua. En este análisis, se aproxima mediante una transferencia lineal de la corriente del lado de CC de una fase a la siguiente.

Ambas funciones de transferencia se crean mediante la suma de una función básica (sin período de conmutación, ángulo de disparo estable), una función de variación del ángulo de disparo y una función de conmutación. El proceso se demuestra gráficamente en la figura 2.36, en la que la línea de puntos representa la función de transferencia básica, la línea de puntos la función revisada para incluir una variación del ángulo de disparo de $\Delta\alpha$, y la línea continua la función se revisó para incluir el efecto de un período de conmutación. Romper las funciones de transferencia de esta manera permite que los espectros de frecuencia se escriban más fácilmente.

La función de variación del ángulo de disparo se caracteriza como un conjunto de impulsos, con bordes de ataque fijos y bordes de seguimiento variables. Para $Y_{\psi dc}$, la función de conmutación comprende un conjunto de impulsos rectangulares, de los cuales los bordes delanteros coinciden con la variación del ángulo de disparo, y los bordes finales varían de manera algo diferente. Para $Y_{\psi ac}$, la función de conmutación comprende un conjunto de pulsos en diente de sierra, de los cuales los bordes anterior y posterior coinciden con la variación del ángulo de disparo. Cuando se escribe el espectro de esta

forma de onda, el área de tiempo actual de la función de conmutación tiene el efecto dominante. Se define una duración del período de conmutación efectiva μ_1 de manera que el área de la función de conmutación $Y_{\psi ac}$ coincida con el área de la forma de onda de conmutación verdadera. Además, se agrega un pequeño pulso triangular variable para tener en cuenta la variación en esta área como consecuencia de la tensión de CA, la corriente continua o las variaciones del ángulo de disparo.

Figura 2.36: Funciones de transferencia (a) $Y_{\psi dc}$ y (b) $Y_{\psi ac}$



Fuente: (Power Quality, Mohammad A., Ewald F. (2008))

Si el componente de voltaje de CA de secuencia positiva de frecuencia fundamental en los terminales del convertidor se describe de la siguiente manera:

$$V_{\psi} = V_1 \cos(\omega_0 t - \psi) \quad (2.162)$$

El ángulo agotador está definido por:

$$\alpha = \alpha_0 + b_{\alpha} \cos(k\omega_0 t + \delta_{k\alpha}) \quad (2.163)$$

En el instante de disparo, y el final del período de conmutación definido por la expresión.

$$\alpha + \mu = \alpha_0 + \mu_0 + b_e \text{Cos}(k\omega_0 t + \delta_{ke}) \quad (2.164)$$

también en el instante de disparo, el espectro de frecuencia de la función de transferencia $Y_{\psi dc}$, derivado de los espectros, se puede desarrollar de la siguiente forma.

$$\begin{aligned} Y_{\psi dc} &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \sum_m (\pm) \left(\frac{J_0(mb_\alpha) + 1 + 2J_0(mb_\alpha) \text{Sen} \left(\frac{m\mu_0}{2} \right) \angle -\frac{m\mu_0}{2} - \frac{\pi}{2}}{2m} \right) \text{Cos}[m(\omega_0 t \\ &- \alpha_0 - \psi)] + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \sum_m \sum_{n=1}^{\infty} (\pm) \frac{J_n(mb_e)}{m} \text{Cos}[(m + nk)\omega_0 t - m(\alpha_0 + \mu_0) + n(\delta_{ke} \\ &- k\mu_0 + \\ &\frac{\pi}{2}) - m\psi] + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \sum_m \sum_{n=1}^{\infty} (\pm) \frac{J_n(mb_e)}{m} \text{Cos}[(m - nk)\omega_0 t - m(\alpha_0 + \mu_0) - n(\delta_{ke} \\ &- k\mu_0 + \\ &\frac{\pi}{2}) - m\psi] \frac{\sqrt{3}}{\pi} \sum_m \sum_{n=1}^{\infty} (\pm) \frac{J_n(mb_\alpha)}{m} \text{Cos}[(m + nk)\omega_0 t - m\alpha_0 - n(\delta_{ke} - \frac{\pi}{2}) \\ &- m\psi] + \\ &\frac{\sqrt{3}}{\pi} \sum_m \sum_{n=1}^{\infty} (\pm) \frac{J_n(mb_\alpha)}{m} \text{Cos}[(m - nk)\omega_0 t - m\alpha_0 - n(\delta_{ke} - \frac{\pi}{2}) - m\psi] \end{aligned} \quad (2.165)$$

En donde $m = 1, 5, 7, 11$ etc., J_n es la función de Bessel del primer tipo, además de eso.

$$(\pm) = \text{Sen} \left(\frac{m\pi}{2} \right) \quad (2.166)$$

Por simplicidad, esto está escrito en una forma que asume que tanto la variación del período de conmutación como la variación del ángulo de disparo están en la frecuencia $k\omega_0$.

El espectro de frecuencias de la función de transferencia $Y_{\psi ac}$ puede escribirse de manera similar

$$\begin{aligned}
 Y_{\psi ac}(t) = & \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \sum_m (\pm) \left(\frac{1 - J_0(mb_\alpha)}{2m} + \frac{J_0(mb_\alpha)}{m} \frac{2}{m\mu_0} \text{Sen} \left(\frac{m\mu_0}{2} \right) \angle -m\mu_0/2 \right) x \\
 & \text{Cos}[(\omega_0 t - \alpha_0 - \psi)] + \left\{ \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \sum_m \sum_{n=1}^{\infty} (\pm) \frac{J_n(mb_\alpha)}{m} \frac{2 \text{Sen} \left[\frac{(m+nk)\mu_1}{2} \right]}{(m+nk)\mu_1} \right. \\
 & \text{Cos} \left[(m+nk)\omega_0 t - m \left(\alpha_0 + \frac{\mu_1}{2} \right) + n \left(\delta_{k\alpha} - \frac{\pi}{2} - \frac{k\mu_1}{2} \right) - m\psi \right] \left. \right\} \\
 & + \left\{ \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \sum_m \sum_{n=1}^{\infty} (\pm) \frac{J_n(mb_\alpha)}{m} \frac{2 \text{Sen} \left[\frac{(m-nk)\mu_1}{2} \right]}{(m-nk)\mu_1} \text{Cos} \left[(m-nk)\omega_0 t \right. \right. \\
 & \quad \left. \left. - m \left(\alpha_0 + \frac{\mu_1}{2} \right) - \right. \right. \\
 & \quad \left. \left. n \left(\delta_{k\alpha} + \frac{\pi}{2} - \frac{k\mu_1}{2} \right) - m\psi \right] \right\} \\
 & + \frac{2\sqrt{3} b_d}{\pi} \sum_m \sum_{n=1}^{\infty} (\pm) (m+nk) \left\{ \frac{\text{Sen} \left[\frac{(m+nk)\mu_1}{4} \right]}{(m-nk)\mu_1} \right\}^2 x \\
 & \frac{J_n(mb_\alpha)}{m} x \left\{ \text{Cos} \left[(m+nk+k)\omega_0 t - m \left(\alpha_0 + \frac{\mu_1}{\sqrt{x}} \right) + n \left(\delta_{k\alpha} - \frac{k\mu_1}{\sqrt{x}} - \frac{\pi}{2} \right) + \delta_{kd} \right. \right. \quad (2.167) \\
 & \quad \left. \left. - \frac{k\mu_1}{\sqrt{x}} - \right. \right. \\
 & \quad \left. \left. \frac{\pi}{2} - m\psi \right] + \text{Cos} \left[(m+nk-k)\omega_0 t - m \left(\alpha_0 + \frac{\mu_1}{\sqrt{x}} \right) + n \left(\delta_{k\alpha} - \frac{k\mu_1}{\sqrt{x}} - \frac{\pi}{2} \right) - \delta_{kd} \right. \right. \\
 & \quad \left. \left. + \frac{k\mu_1}{\sqrt{x}} \right. \right. \\
 & \quad \left. \left. \frac{\pi}{2} - m\psi \right] \right\}
 \end{aligned}$$

En donde b_d y δ_{kd} definen un término de corrección de tiempo actual de tal manera que el cambio en la duración del período de conmutación efectivo es.

$$d\mu_1 = b_d \text{Cos}(k\omega_0 t + \delta_{kd}) \quad (2.168)$$

En el instante de disparo, y x se aproxima a la posición angular promedio del pulso de corrección, siendo 1 para un inversor y 2 para un rectificador.

Estos espectros contienen tanto armónicos característicos como no característicos. Como la tensión de CC comprende una suma de estas funciones de transferencia multiplicada por las tres tensiones de CA, la corriente de CA comprende la corriente CC multiplicada por la función de transferencia apropiada, las frecuencias no características en la función de transferencia conducirán a frecuencias no características en el convertidor Corrientes y voltajes. Es necesario examinar la función de transferencia más de cerca, a través del proceso de control y conmutación, para determinar estos espectros.

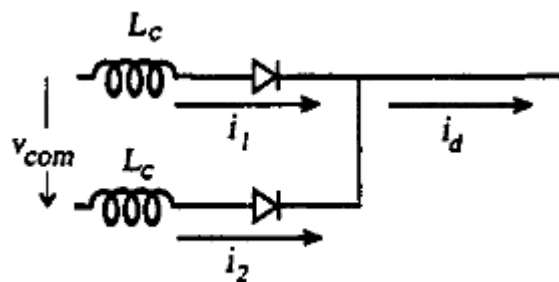
2.7.3.6. ANÁLISIS DE CONMUTACIÓN

El espectro de las funciones de transferencia depende de la variación de los parámetros del período de conmutación, y esta variación debe describirse. El circuito de conmutación en sí es simple, como se muestra en la figura 2.37. Escribiendo las ecuaciones del circuito e integrándolas desde el momento de disparar $\omega_0 t_1$ a $\omega_0 t$, tenemos la siguiente expresión.

$$\int_{\omega_0 t_1}^{\omega_0 t} v_{com} d\omega_0 t = 2X_c \int_0^{i_2(\omega_0 t)} di_2 - X_c \int_{i_d(\omega_0 t_1)}^{i_d(\omega_0 t)} di_d \quad (2.169)$$

Esto constituye la base del análisis de variación del período de conmutación.

Figura 2.37: El Circuito de Conmutación



Fuente: (Power Quality, Mohammad A., Ewald F. (2008))

Período de conmutación promedio. Suponiendo formas de onda no distorsionadas y resolviendo los resultados de la ecuación (2.169) en:

$$\mu_0 = \text{Cos}^{-1} \left[\text{Cos}\alpha_0 - \frac{2X_c I_d}{\sqrt{3}NV_1} \right] - \alpha_0 \quad (2.170)$$

En donde V_1 es la tensión de CA monofásica máxima en el transformador primario del transformador y X_c la reactancia de fuga del transformador convertidor se refiere al secundario del transformador convertidor.

Igualando el área del pulso de diente de sierra equivalente de la duración μ_1 a la integración de la corriente de conmutación entre α_0 y $\alpha_0 + \mu_0$ se obtiene el siguiente término.

$$\mu_1 = 2\mu_0 - \frac{\sqrt{3}NV_1}{X_c I_d} [\mu_0 \text{Cos}(\alpha_0) + \text{Sen}(\alpha_0) - \text{Sen}(\alpha_0 + \mu_0)] \quad (2.171)$$

Sensibilidad al ángulo de disparo. De la ecuación (2.170) es evidente que la variación en el ángulo de disparo causará una variación en la duración del período de conmutación. La diferenciación de la ecuación (2.170) con respecto al ángulo de disparo, manteniendo la corriente de CC y la tensión de CA sin distorsión, proporciona lo siguiente.

$$\frac{\partial \mu}{\partial \alpha(\omega_0 t_i)} = \frac{\text{Sen}(\alpha_0)}{\sqrt{1 - \left(\text{Cos}\alpha_0 - \frac{2X_c I_d}{\sqrt{3}NV_1} \right)^2}} - 1 \quad (2.172)$$

La diferenciación de la ecuación (2.171) con respecto a los rendimientos del ángulo de disparo, con un pequeño supuesto de señal.

$$\frac{\partial \mu}{\partial \alpha(\omega_0 t_i)} = \frac{\sqrt{3}NV_1}{X_c I_d} \mu_0 \text{Sen}(\alpha_0) - 2 \quad (2.173)$$

Sensibilidad a la corriente de CC. Permitiendo que la distorsión de la corriente de CC se dirija hacia cero. resolviendo la ecuación (2.169) para un ángulo de disparo constante y un voltaje de conmutación sin distorsión. y la diferenciación con respecto a la distorsión de la corriente de CC en el instante en que se produce el disparo en:

$$\frac{\partial \mu}{\partial \alpha(\omega_0 t_i)} = \frac{2X_c \cos\left(\frac{k\mu_0}{2}\right)}{\sqrt{3}NV_1 \sqrt{1 - \left(\cos\alpha_0 - \frac{2X_c I_d}{\sqrt{3}NV_1}\right)^2}} \angle k\mu_0/2 \quad (2.174)$$

La integración de la corriente alterna a lo largo del período de conmutación produce el área de tiempo actual de la forma de onda de la corriente de conmutación, y la diferenciación con respecto a la corriente de CC en el instante de agotamiento produce la sensibilidad del área de tiempo actual de conmutación de la corriente de corriente continua. Sin embargo, parte de esta sensibilidad ya está representada por el espectro de la función de transferencia no modulada, que se debe restar para producir.

$$\begin{aligned} \frac{\partial \mu}{\partial \alpha(\omega_0 t_i)} = \frac{\mu_0}{I_d} \left[1 + \frac{2}{k\mu_0} \text{Sen}\left(\frac{k\mu_0}{2}\right) \angle k\mu_0/2 \right] \\ + \frac{2}{kI_d} \left[\frac{2}{k\mu_1} \text{Sen}\left(\frac{k\mu_1}{2}\right) \angle \frac{k\mu_1}{2} - 1 \right] \angle \pi/2 \end{aligned} \quad (2.175)$$

Esto representa la sensibilidad del período de conmutación efectivo a una corriente de CC distorsionada, excluyendo la ya descrita por la descripción del convertidor del período de conmutación constante.

Sensibilidad al voltaje de CA. Un conjunto no sinusoidal de voltajes de conmutación también resulta en un período de conmutación variable. Inicialmente, se supone que la distorsión de voltaje del lado de CA consiste en una única frecuencia de secuencia positiva como se describe a continuación.

$$v_\psi = V_1 \cos(\omega_0 t - \psi) + dV_\psi(\omega_0 t) \quad (2.176)$$

En donde:

$$dV_\psi(\omega_0 t) = V_k \cos(k\omega_0 t + \delta_k - \psi) \quad (2.177)$$

En cada conmutación de la válvula, el voltaje de conmutación se compone de una combinación diferente de las tres fases en el lado de CA. La contribución de una

distorsión de secuencia positiva a la tensión de conmutación al comienzo del proceso de conmutación se puede escribir.

$$dV_{com}(\omega_0 t) = \sqrt{3}V_k \text{Sen}[(k - 1)\omega_0 t + \alpha_0 + \delta_k] \quad (2.178)$$

La frecuencia del voltaje que interfiere con el proceso de conmutación es menor que la frecuencia de secuencia positiva en el voltaje de CA trifásico, por la frecuencia fundamental.

Teniendo en cuenta la variación de la forma de onda del voltaje de CA a lo largo del período de conmutación, asumiendo que el nivel de distorsión tiende a cero, y manteniendo una corriente continua y un ángulo de disparo constantes, permite la siguiente relación entre la duración del período de conmutación y la distorsión del voltaje de CA.

$$\frac{\partial \mu}{\partial V_{\psi}(\omega_0 t_i)} = \left[\frac{-\mu_0}{V_1 \sqrt{1 - \left[\text{Cos}(\alpha_0) - \frac{2X_c I_d}{\sqrt{3}NV_1} \right]^2}} \right] \frac{2}{k\mu_0} \text{Sen} \left(\frac{k\mu_0}{2} \right) \angle \left(\alpha_0 + \frac{k\mu_0}{2} - \frac{\pi}{2} \right) \quad (2.179)$$

Implícita en esta ecuación es la transformación de frecuencia ya discutida. La expresión relacionada para una distorsión de voltaje de secuencia negativa se deriva de una manera similar, pero con una transformación de frecuencia implícita de la frecuencia de distorsión a la frecuencia de distorsión más la frecuencia fundamental.

$$\frac{\partial \mu}{\partial V_{\psi}(\omega_0 t_i)} = \left[\frac{-\mu_0}{V_1 \sqrt{1 - \left[\text{Cos}(\alpha_0) - \frac{2X_c I_d}{\sqrt{3}NV_1} \right]^2}} \right] \frac{2}{k\mu_0} \text{Sen} \left(\frac{k\mu_0}{2} \right) \angle \left(-\alpha_0 + \frac{k\mu_0}{2} + \frac{\pi}{2} \right) \quad (2.180)$$

Se pueden derivar ecuaciones similares en relación con el área de tiempo actual de la forma de onda de conmutación, con las mismas transformaciones de frecuencia implícitas. Para una distorsión de secuencia positiva.

$$\frac{\partial \mu_1}{\partial V_\psi(\omega_0 t_i)} = \frac{3NV_1\mu_0}{2(X_c I_d)^2} [\text{Sen}(\alpha_0 + \mu_0) - \text{Sen}(\alpha_0) - \mu_0 \text{Cos}(\alpha_0)]x$$

$$\frac{2}{k\mu_0} \text{Sen}\left(\frac{k\mu_0}{2}\right) \angle \left(\alpha_0 + \frac{k\mu_0}{2} - \frac{\pi}{2}\right)$$

(2.181)

Y para una distorsión de secuencia negativa.

$$\frac{\partial \mu_1}{\partial V_\psi(\omega_0 t_i)} = \frac{3NV_1\mu_0}{2(X_c I_d)^2} [\text{Sen}(\alpha_0 + \mu_0) - \text{Sen}(\alpha_0) - \mu_0 \text{Cos}(\alpha_0)]x$$

$$\frac{2}{k\mu_0} \text{Sen}\left(\frac{k\mu_0}{2}\right) \angle \left(-\alpha_0 + \frac{k\mu_0}{2} + \frac{\pi}{2}\right)$$

(2.182)

Los términos desarrollados describen las relaciones entre las características del período de conmutación y la variación en la corriente de CC, la tensión de CA y el ángulo de disparo. Manteniendo el supuesto de que todas estas variaciones son muy pequeñas, las características del período de conmutación se pueden definir sumando el múltiplo de cada factor de sensibilidad y su variable relevante.

2.7.3.7. TRANSFERENCIA DE DISTORSIÓN DE FORMA DE ONDA

Las funciones de transferencia $Y_{\psi_{dc}}$ y $Y_{\psi_{ac}}$, Junto con el ángulo de disparo y los términos de variabilidad del período de conmutación permiten la predicción de la distorsión de la forma de onda del voltaje en el lado de corriente continua del convertidor, y la distorsión de la forma de onda actual en el lado de CA convertidor. Los niveles de distorsión característicos se modifican poco con respecto al análisis simplificado. Como se hace evidente, muchas frecuencias se generan como resultado de una sola fuente de distorsión. Sin embargo, las frecuencias más significativas se limitan a un conjunto de tres, siendo una en el lado de CC, en la frecuencia $k\omega_0$ y dos en el lado de CA, en las frecuencias $(k + 1)\omega_0$ en secuencia positiva y $(k + 1)\omega_0$ en negativa secuencia. La

aproximación a estas tres frecuencias conduce al modelo de tres puertos, y la verificación se limita a estos términos. La extensión se hace a un convertidor de doce impulsos duplicando la magnitud de la función de transferencia y utilizando los términos para $m = 1, 11, 13, 23, 25$, etc.

Sensibilidad al ángulo de disparo. Expansión de la ecuación (2.160) sobre ψ y haciendo la aproximación razonable de que $J_n[(m - 1) b_\alpha]/(m - 1) = J_n(mb_\alpha)/m = J_n[(m + 1)b_\alpha]/(m + 1)$ produce la distorsión no característica del voltaje de CC.

$$\begin{aligned}
 v_d = & \left\{ NV_1 \frac{6\sqrt{3}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left[J_n(b_\alpha) \text{Cos} \left(\alpha_0 + \frac{n\pi}{2} \right) \angle (n\delta_{k\alpha}) \right. \right. \\
 & \left. \left. + J_n(b_e) \text{Cos} \left(\alpha_0 + \mu_0 + \frac{\pi}{2} \right) \angle (n\delta_{ke} - \right. \right. \\
 & \left. \left. - n\mu_0) \right] \text{Cos}(nk\omega_0 t) \right\} + \left\{ NV_1 \frac{6\sqrt{3}}{\pi} \sum_m \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{J_n(mb_\alpha)}{m} \text{Sen}(\alpha_0) \angle n\delta_{k\alpha} + \right. \right. \\
 & \left. \left. + \frac{J_n(mb_e)}{m} \text{Sen}(\alpha_0 + \mu_0) \angle (n\delta_{ke} - (m + nk)\mu_0) \right] \text{Sen} \left[(m + nk)\omega_0 t - m\alpha_0 \right. \right. \\
 & \left. \left. - \frac{n\pi}{2} \right] \right\} + \\
 & \left\{ NV_1 \frac{6\sqrt{3}}{\pi} \sum_m \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{J_n(mb_\alpha)}{m} \text{Sen}(\alpha_0) \angle -n\delta_{k\alpha} + \right. \right. \\
 & \left. \left. + \frac{J_n(mb_e)}{m} \text{Sen}(\alpha_0 + \mu_0) \angle (-n\delta_{ke} - (m - nk)\mu_0) \right] \text{Sen} \left[(m - nk)\omega_0 t - m\alpha_0 \right. \right. \\
 & \left. \left. - \frac{n\pi}{2} \right] \right\}
 \end{aligned} \tag{2.183}$$

Entonces, para $m = 12, 24$, etc. La distorsión de la corriente de CA es simplemente la función de transferencia $Y_{\psi ac}$ multiplicada por la corriente de CC.

Sensibilidad al voltaje de CA. Las contribuciones al voltaje del lado de CC del convertidor del voltaje del lado de CA se pueden dividir en dos; la transferencia directa

debida a la función de transferencia no modulada, y la transferencia indirecta a través de la modulación del período de conmutación.

Si se toma la parte de transferencia directa y se expande más de ψ para $m = 12, 24, 36,$ etc., se obtiene, para una secuencia positiva, voltaje de CA.

$$\begin{aligned}
 v_d = N & \left\{ V_k \frac{6\sqrt{3}}{\pi} \text{Cos}\left(\frac{\mu_0}{2}\right) \text{Cos}\left[(k-1)\omega_0 t + \alpha_0 + \frac{\mu_0}{2} + \delta_k\right] \right\} \\
 & - N \left\{ \frac{6\sqrt{3}}{\pi} \sum_m V_k \frac{\text{Cos}\left(\frac{(m-1)\mu_0}{2}\right)}{m-1} \text{Cos}\left[(m+k-1)\omega_0 t - (m-1)\left(\alpha_0 + \frac{\mu_0}{2}\right) \right. \right. \\
 & \left. \left. + \delta_k\right] \right\} \tag{2.184} \\
 & + N \left\{ \frac{6\sqrt{3}}{\pi} \sum_m V_k \frac{\text{Cos}\left(\frac{(m+1)\mu_0}{2}\right)}{m+1} \text{Cos}\left[(m-k+1)\omega_0 t - (m+1)\left(\alpha_0 + \frac{\mu_0}{2}\right) \right. \right. \\
 & \left. \left. - \delta_k\right] \right\}
 \end{aligned}$$

Y para una secuencia de corriente alterna negativa.

$$\begin{aligned}
 v_d = N & \left\{ V_k \frac{6\sqrt{3}}{\pi} \text{Cos}\left(\frac{\mu_0}{2}\right) \text{Cos}\left[(k+1)\omega_0 t - \alpha_0 + \frac{\mu_0}{2} + \delta_k\right] \right\} \\
 & - N \left\{ \frac{6\sqrt{3}}{\pi} \sum_m V_k \frac{\text{Cos}\left(\frac{(m-1)\mu_0}{2}\right)}{m-1} \text{Cos}\left[(m-k-1)\omega_0 t - (m-1)\left(\alpha_0 + \frac{\mu_0}{2}\right) \right. \right. \\
 & \left. \left. - \delta_k\right] \right\} \tag{2.185}
 \end{aligned}$$

$$+N \left\{ \frac{6\sqrt{3}}{\pi} \sum_m V_k \frac{\text{Cos} \left(\frac{(m+1)\mu_0}{2} \right)}{m+1} \text{Cos} \left[(m+k+1)\omega_0 t - (m+1) \left(\alpha_0 + \frac{\mu_0}{2} \right) + \delta_k \right] \right\}$$

Sensibilidad a la corriente de CC. Hay dos formas en que la variación de la corriente de CC afecta a la corriente de CA, directamente desde la transferencia a través de la función de transferencia sin modular. e indirectamente a partir de la consecuente modulación del periodo de conmutación. El espectro del primer mecanismo es el siguiente.

$$I_{ac\psi} = N \left\{ \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \sum_m (\pm) \frac{I_k}{m} \frac{2}{m\mu_0} \text{Sen} \left(\frac{m\mu_0}{2} \right) \text{Cos} \left[(m+k)\omega_0 t - m \left(\alpha_0 + \frac{\mu_0}{2} \right) + \delta_k - m\psi \right] \right\} \quad (2.186)$$

$$+N \left\{ \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \sum_m (\pm) \frac{I_k}{m} \frac{2}{m\mu_0} \text{Sen} \left(\frac{m\mu_0}{2} \right) \text{Cos} \left[(m-k)\omega_0 t - m \left(\alpha_0 + \frac{\mu_0}{2} \right) - \delta_k - m\psi \right] \right\}$$

El término de mayor interés que, a la frecuencia de distorsión original, es el siguiente.

$$v_d = \left\{ \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \frac{(1+k)X_c}{2} I_k \frac{2}{\mu_0} \text{Sen} \left(\frac{\mu_0}{2} \right) \frac{6\sqrt{3}}{\pi} \text{Cos} \left(\frac{\mu_0}{2} \right) \text{Cos} \left(k\omega_0 t + \delta_k - \frac{\pi}{2} \right) \right\} \quad (2.187)$$

$$+ \left\{ \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \frac{(1+k)X_c}{2} I_k \frac{2}{\mu_0} \text{Sen} \left(\frac{\mu_0}{2} \right) \frac{6\sqrt{3}}{\pi} \text{Cos} \left(\frac{\mu_0}{2} \right) \text{Cos} \left(k\omega_0 t + \delta_k - \frac{\pi}{2} \right) \right\}$$

2.7.3.8.EL EQUIVALENTE A LA FRECUENCIA DEL CONVERTIDOR

Para el propósito del equivalente a la frecuencia del convertidor, los sistemas de CA y CC alrededor del convertidor se reducen a sus equivalentes, con el sistema de CA modelado por una fuente de Thevenin dependiente de la frecuencia y el sistema de CC

modelado por una fuente de Norton dependiente de la frecuencia. No se tiene en cuenta el acoplamiento cruzado entre fases. Los equivalentes se ilustran en la figura 2.38 (a).

Un objetivo principal de esta sección es reducir el convertidor y su sistema de CA asociado, o el convertidor y su sistema de CC asociado a un equivalente de Thevenin o Norton. Con los equivalentes del sistema que lo acompañan, las interacciones armónicas alrededor del convertidor se pueden definir de manera simple. Esto se ilustra en la figura 2.38 (b) y (c).

Los equivalentes desarrollados, debido a la naturaleza no lineal del convertidor, tendrán un acoplamiento cruzado entre las frecuencias y se pueden escribir en notación matricial. Las relaciones armónicas para los sistemas convertidor, CA y CC mostradas se escriben en la siguiente forma:

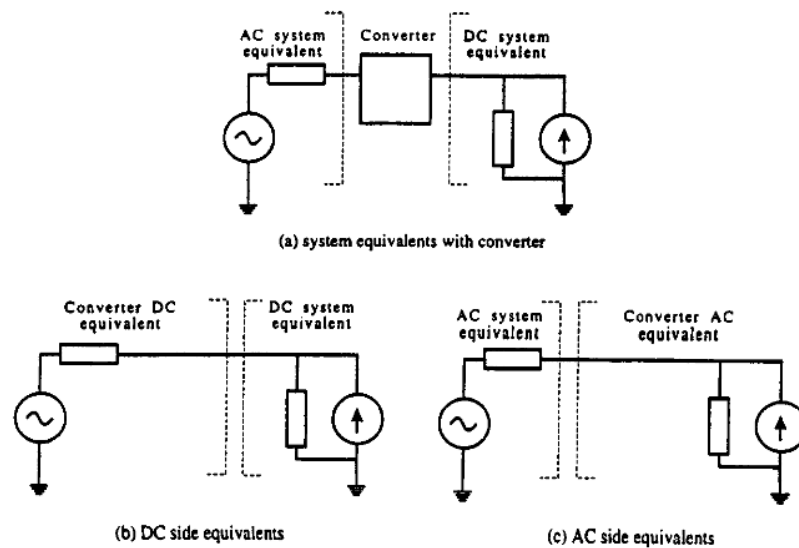
$$\bar{V}_{dc} = [A] \cdot \bar{V}_{ac} + [B] \cdot \bar{\beta} + [C] \cdot \bar{I}_{dc} \tag{2.188}$$

$$\bar{I}_{ac} = [D] \cdot \bar{I}_{dc} + [E] \cdot \bar{\beta} + [F] \cdot \bar{V}_{ac} \tag{2.189}$$

$$\bar{V}_{ac} = [Z_{ac}] \cdot \bar{I}_{ac} + \bar{V}_{ac_0} \tag{2.190}$$

$$\bar{I}_{dc} = [Y_{dc}] \cdot \bar{V}_{dc} + \bar{I}_{dc_0} \tag{2.191}$$

Figura 2.38: Equivalentes de sistema con equivalentes de convertidor.



Fuente: (Power Quality, Mohammad A., Ewald F. (2008))

En donde:

Es el vector de voltajes armónicos del lado de corriente continua (\bar{V}_{dc}).

Es el vector de las corrientes armónicas laterales de corriente continua (\bar{I}_{dc}).

Es el vector de los voltajes armónicos positivo, negativo y de secuencia cero del lado AC (\bar{V}_{ac}).

Es el vector de corrientes armónicas positivas, negativas y de secuencia cero del lado AC (\bar{I}_{ac}).

Es el vector de las fuentes de corriente armónicas en el lado de CC (\bar{I}_{dc_0}).

Es el vector de las fuentes de tensión armónica en el lado de corriente alterna (\bar{V}_{ac_0}).

Es el vector de armónicos de ángulo de disparo ($\bar{\beta}$).

Es la matriz diagonal de las admitancias armónicas del lado DC (\bar{Y}_{dc}).

Es la matriz diagonal de las impedancias armónicas laterales AC (Z_{ac}).

Las matrices A, B, C, D, E y F representan las funciones de transferencia del convertidor de voltaje de CA a voltaje de CC, de ángulo de disparo a voltaje de CC, de corriente continua a voltaje de CC, de corriente continua a corriente de CA, de ángulo de disparo a corriente de CA y Voltaje CA a corriente CA respectivamente. Como las transformaciones de frecuencia y secuencia de fase están implícitas en la estructura de las matrices, cada elemento solo necesita describir un cambio de amplitud y un cambio de fase, y puede escribirse como un número complejo. Para algunos términos, el ángulo de fase del armónico se invierte, así como el desplazamiento de fase, y el elemento incluirá un operador de conjugación complejo.

Si la modulación del ángulo de disparo se puede relacionar mediante una función lineal o linealizada con el voltaje o la corriente de CC, se pueden manipular las ecuaciones (2.178) al (2.191) en la forma.

$$\bar{V}_{dc} = [\text{matriz}_1] \cdot \bar{I}_{dc} + [\text{matriz}_2] \cdot \bar{V}_{ac0} \quad (2.192)$$

De la misma forma.

$$\bar{I}_{ac} = [\text{matriz}_3] \cdot \bar{V}_{ac} + [\text{matriz}_4] \cdot \bar{I}_{dc0} \quad (2.193)$$

El convertidor desde el lado de CC se puede ver como una impedancia con una fuente de voltaje, y desde el lado de CA se puede ver como una admisión con una fuente de corriente. Si las fuentes de armónicos en el lado de CC son cero, entonces desde el lado de CA el convertidor aparecerá como una matriz de admitancia, y si las fuentes de armónicos en el lado de CA son cero, desde el lado de CC el convertidor aparecerá como una matriz de impedancia. Esto debe ser interpretado con mucho cuidado. Dada una única fuente de armónicos externa, se generarán muchos armónicos. Sin embargo, todos estos armónicos están relacionados aproximadamente de forma lineal con el armónico de origen, y la respuesta del convertidor al armónico original, en el armónico original, sigue siendo aproximadamente lineal. Es por esto que las relaciones pueden ser representadas como impedancias o admitancias.

CAPÍTULO III

MATERIALES Y MÉTODOS

La metodología que utilizaremos en esta tesis de investigación es en la función de los objetivos, el análisis de armónicos en rectificadores estáticos de potencia eléctrica, utilizando las series de Fourier, nuestra carga lineal es el diodo en nuestra tesis de investigación.

La medición de estos parámetros se hará de manera simulada en función al nivel de tensión existente en los diferentes alimentadores.

Se efectuará una recopilación de los principales estudios realizados relacionados con el tema, dentro de las cuales se podrán distinguir estrategias de reducción de armónicos, una vez recolectada la información a partir del estudio bibliográfico, se realizará mediante un software el análisis y simulación, para el apoyo se utilizará en los programas de Matlab, y PSIM.

3.1. MÉTODO DE LA INVESTIGACIÓN

Para el método de investigación se realizar las ondas de tensión y corriente generados por los rectificadores estáticos de potencia. El tipo de investigación que realizará en esta investigación será descriptivo y explorativa.

3.2. EQUIPO Y MATERIAL UTILIZADO

Para el respectivo análisis de esta investigación para empezar el análisis armónico en rectificadores estáticos de potencia, en el siguiente se dará una pequeña introducción de los programas utilizados el Matlab y el PSIM.

3.2.1. INTRODUCCIÓN DE PROGRAMACIÓN EN MATLAB

MATLAB (Matriz Laboratory) es un programa interactivo de uso general. Es un instrumento computacional simple, versátil y de gran poder para aplicaciones numéricas,

simbólicas y gráficas y contiene una gran cantidad de funciones predefinidas para aplicaciones de ciencias e ingeniería.

La interacción se realiza mediante instrucciones (denominadas comandos), y también mediante funciones y programas en un lenguaje estructurado. Los objetivos básicos con los cuales opera MATLAB son matrices. La asignación de memoria a cada variable la realiza MATLAB en forma dinámica y eficiente, por lo que no son necesarias las declaraciones de variables antes de su uso.

3.2.1.1.CARACTERÍSTICAS DE MATLAB

- Cálculo numérico rápido y con alta precisión.
- Capacidad para manejo matemático simbólico.
- Funciones para graficación y visualización avanzada.
- Programación mediante un lenguaje de alto nivel.
- Soporte para programación estructurada y orientada a objetos.
- Facilidades básicas para diseños de interfaz gráfica.
- Extensa biblioteca de funciones.
- Paquetes especializados para algunas ramas de ciencias e ingeniería.

OPERACIÓN

- Simple y eficiente.
- Interactivo y programable.
- Interacción con otros entornos.

3.2.1.2.USO INTERACTIVO DE MATLAB

El entorno de MATLAB está organizado mediante ventanas. Las principales son:

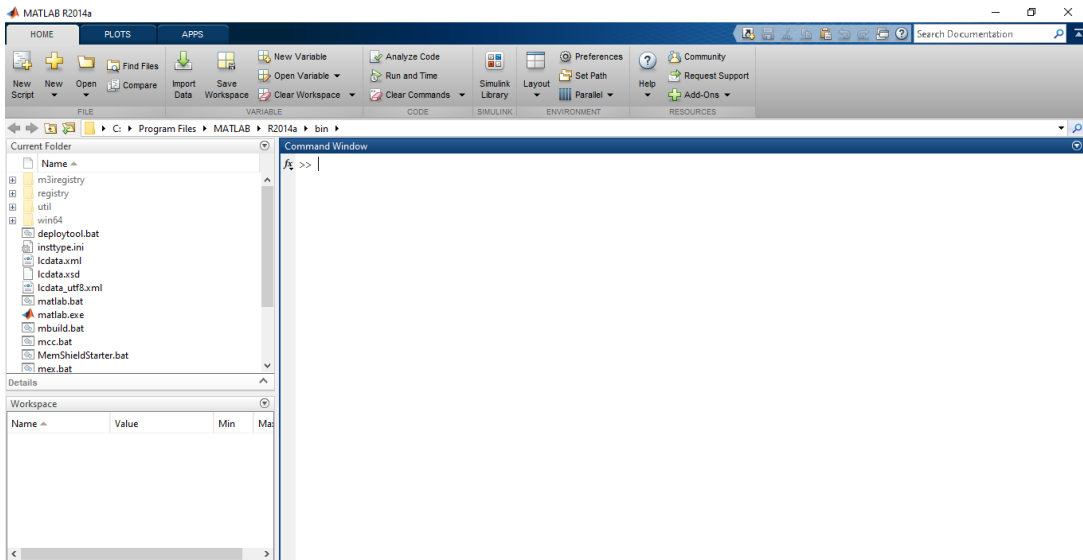
- **Command Window**. Es la ventana de comandos para interactuar con MATLAB.
- **Comando History**. Contiene el registro de los comandos que han sido ingresados.
- **Workspace**. Contiene la descripción de las variables usadas en cada sesión.

Se sugiere al inicio dejar activada únicamente la ventana de comandos, cerrando las ventanas. Para restaurarlas use la opción view de la barra de herramientas de MATLAB.

Primero es importante resaltar algunas particularidades del programa MATLAB en las cuales se mostrará:

- Matlab es dependiente del contexto, es decir, las letras mayúsculas y minúsculas son diferentes, por ejemplo, X es diferente de x , Var es diferente de *Var*, *Plot* es diferente de *PLOT*.
- La comilla sencilla ' se emplea para ingresar texto en una función, como, por ejemplo: *title ('Esta gráfica corresponde a una señal digital')*. En un teclado español estándar este carácter se encuentra en la tecla de la interrogación.
- El signo = se emplea para asignar un valor a una variable. Ejemplo: $y=5$ (En la variable y se almacena el valor 5).
- El punto y coma (;) al final de una instrucción se emplea para indicar a MATLAB que realice el cálculo sin presentar en pantalla el procedimiento o el resultado.
- Cualquier tipo de comentario o mensaje se escribe precedido por el carácter %.
Ejemplo: *%Así se escriben los comentarios o mensajes.*
- Con la ayuda podemos obtener una información más detallada en cuanto a la sintaxis y comandos, basta con escribir *help* seguido del comando en el prompt.
Ejemplo: *help plot.*

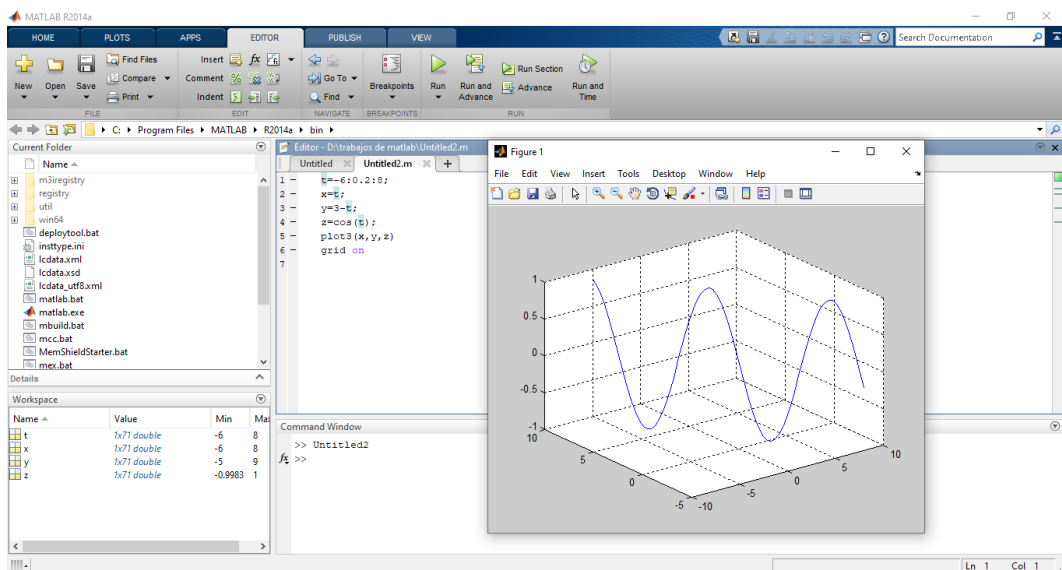
Figura 3.1: Comando Windows del Matlab



Elaboración Propia

Ahora se mostrará donde se introducirá todas las ecuaciones que desarrollamos anteriormente para el respectivo análisis de la investigación.

Figura 3.2: Editor de Ecuaciones Matlab



Elaboración Propia

3.2.2. INTRODUCCIÓN AL PSIM

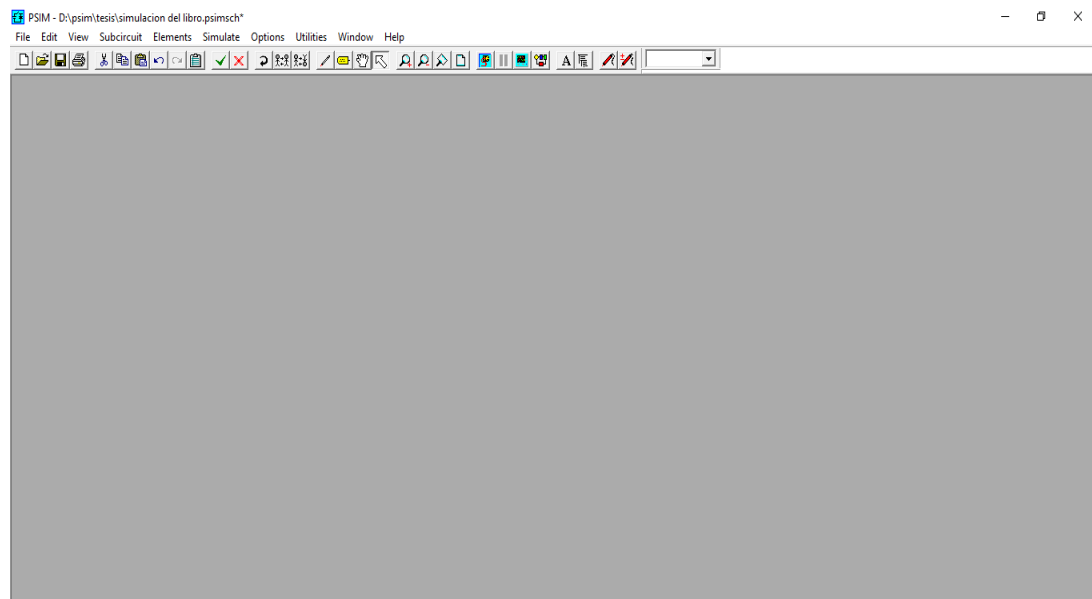
PSIM es una herramienta de simulación de circuitos eléctricos y electrónicos por ordenador. La programación resulta muy sencilla e intuitiva, ya que se hace por medio de una interfaz gráfica que permite dibujar los esquemas de los circuitos que se desea

simular, disponiendo para ello de paletas de elementos que incluyen además de los generadores y las cargas todos los elementos de control necesarios (aparatos de medida etc.).

3.2.2.1. CREACIÓN DE NUEVO PROYECTO

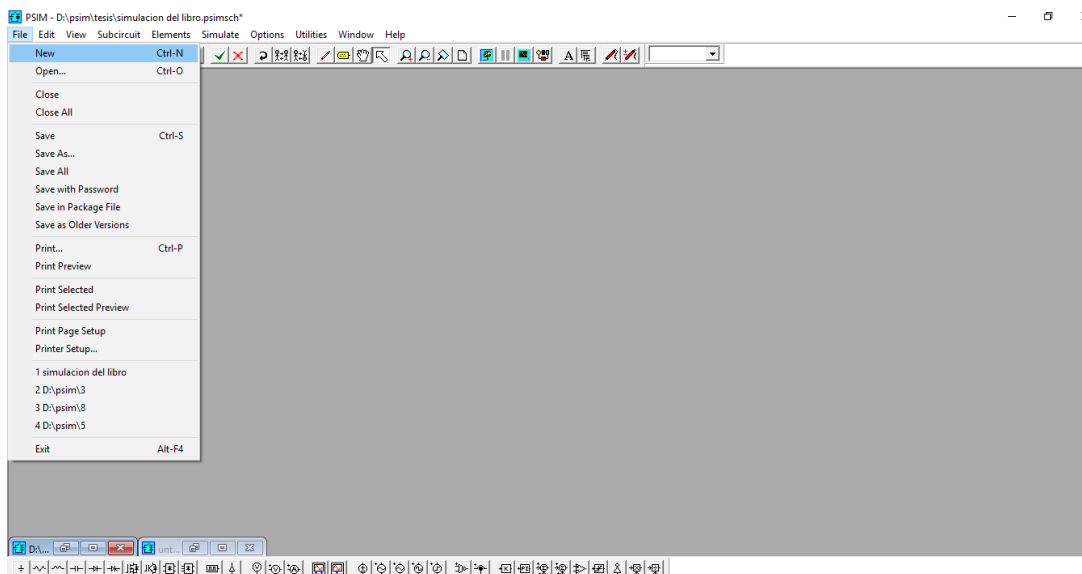
Para empezar a estudiar un nuevo circuito en PSIM se debe crear un nuevo proyecto desde la pantalla principal.

Figura 3.3: Pantalla Principal del PSIM



Elaboración Propia

Una vez creado el proyecto, ya se puede empezar a dibujar el esquema eléctrico del circuito utilizando la paleta de elementos que nos ofrece el programa.

Figura 3.4: Creación de Nuevo Proyecto


Elaboración Propia

Para simular un circuito en PSIM se deben seguir los siguientes pasos:

- Dibujar el esquema eléctrico del circuito seleccionando los elementos necesarios del menú Elementos.
- Configurar los parámetros de cada uno de los elementos definiendo sus nombres y valores tal como se explicará a continuación
- Definir los parámetros de simulación en el menú Simulate-> Simulation Control: variables que se desea simular, tiempo de simulación etc.
- Simular.

3.3. TÉCNICAS DE ANÁLISIS

La técnica para la mitigación de los armónicos, es el dimensionamiento de filtros es usado para limitar la amplitud de una o más frecuencias de corriente y/o voltaje, cuando estas son causador por distorsiones armónicas.

Un filtro no solo proporciona un camino de baja impedancia para el armónico que va a suprimir como es el caso del filtro simple sintonizado, sino que también puede proporcionar potencia reactiva (Reinaldo P., Idelber R. Pag. 75).

3.3.1. GENERACIÓN DE 3^{er} ARMÓNICO

La generación del tercer armónico, son generadas por todas las cargas monofásicas, que trabaja con componentes electrónicos, por ejemplo:

- Luminarias con balastro electrónico.
- Computadoras.
- Máquinas de soldar (en 1Ø).
- Ascensores (en 1Ø), etc.

3.3.2. GENERACIÓN DE 5^{to} ARMÓNICO

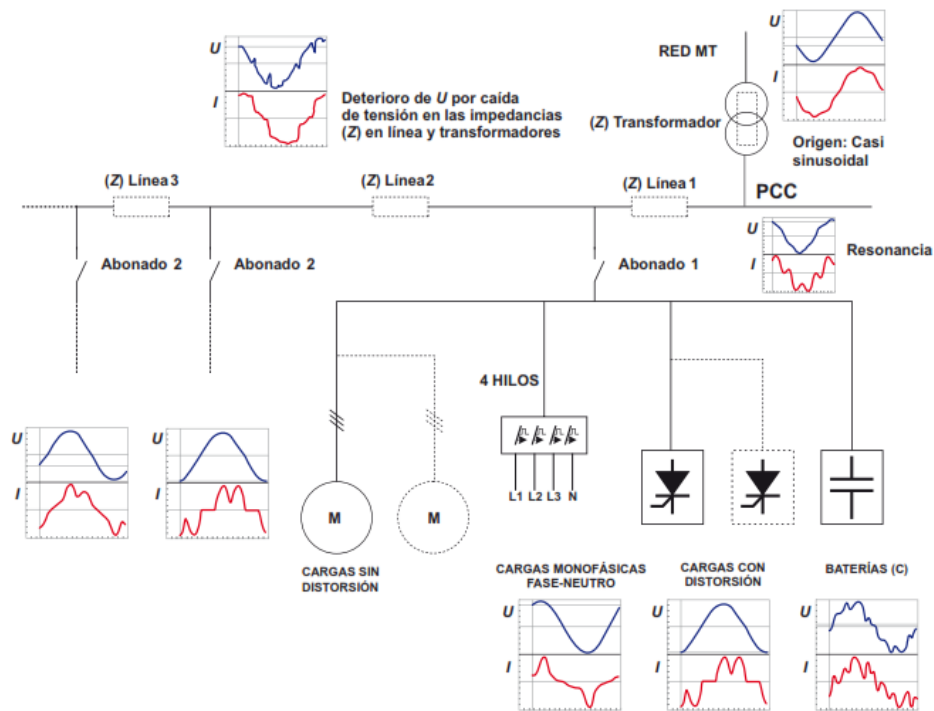
La generación del quinto armónico, son generadas por todas las cargas trifásicas, que trabajen con componentes electrónicos, por ejemplo:

- Variadores de frecuencia.
- Variadores de velocidad.
- Rectificadores.
- Equipos de soldar (en 3Ø).
- Grúas, etc.

3.4. PROCESOS DE APLICACIÓN PARA LA MEDICIÓN

La circulación de corrientes armónicas generadas por cargas lineales a través de las impedancias internas de la red genera una distorsión en la onda de tensión, podemos apreciar en la figura 3.5.

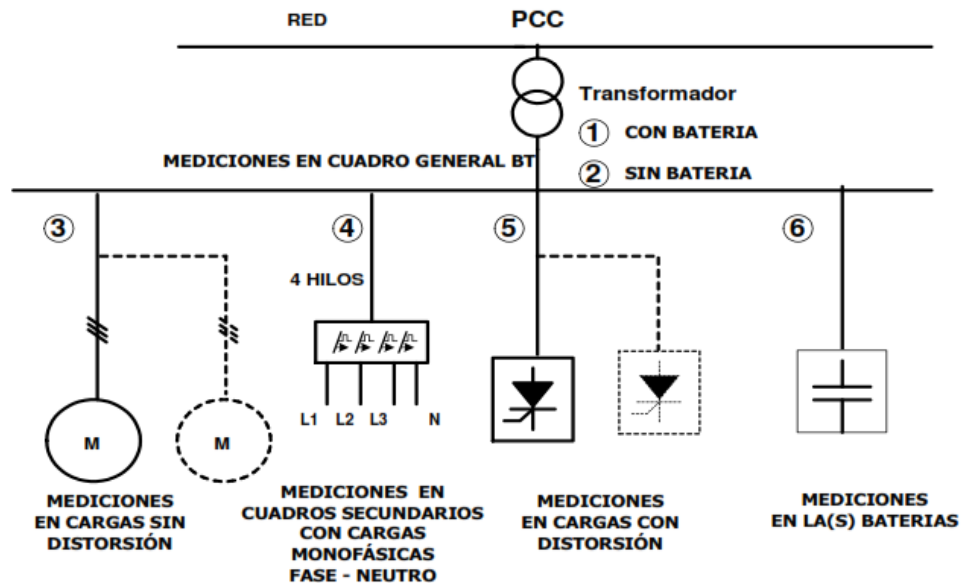
Figura 3.5: Ondas distorsionadas de corriente y tensión armónica



Fuente: (Calidad de la Energía y Análisis Armónico en SEP, Madrigal M. (2002))

En la figura se muestra los puntos de medición adecuados.

Figura 3.6: Datos para pre – estudio armónico



Fuente: (Calidad de la Energía y Análisis Armónico en SEP, Madrigal M. (2002))

3.5.FILTROS PASIVO

Solo se utiliza únicamente para una carga que genera un solo armónico, y donde el consumo de corriente es constante. Por ejemplo, convertidor con un motor (produce 5^{to} armónico).

3.6.FILTRO ACTIVO

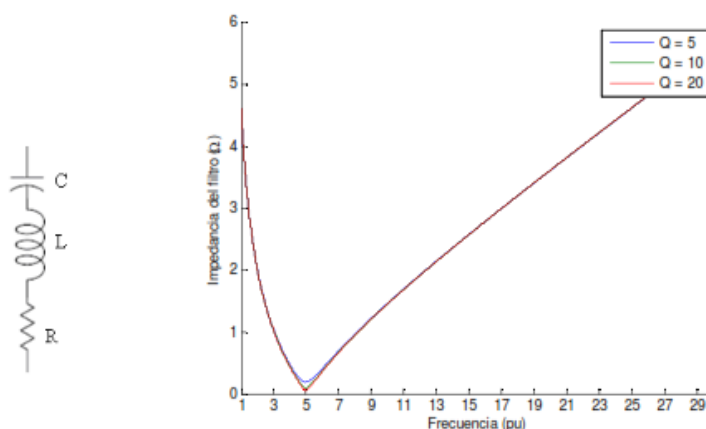
Este filtro se utiliza, para una o varias cargas con armónicas diferentes 3^{ro}, 5^{to}, 7^{mo}, donde evidentemente se puede deducir que el consumo será variable.

3.7.FILTROS SINTONIZADOS

En los filtros sintonizados o filtros de banda de paso, ver figura 3.7, el circuito serie se compone de una inductancia en serie a una resistencia de bajo valor.

Figura 3.7: Filtro sintonizado. a) Circuito, b) Impedancia contra frecuencia (480

V, 50 kvar, 5^{to} armónico)

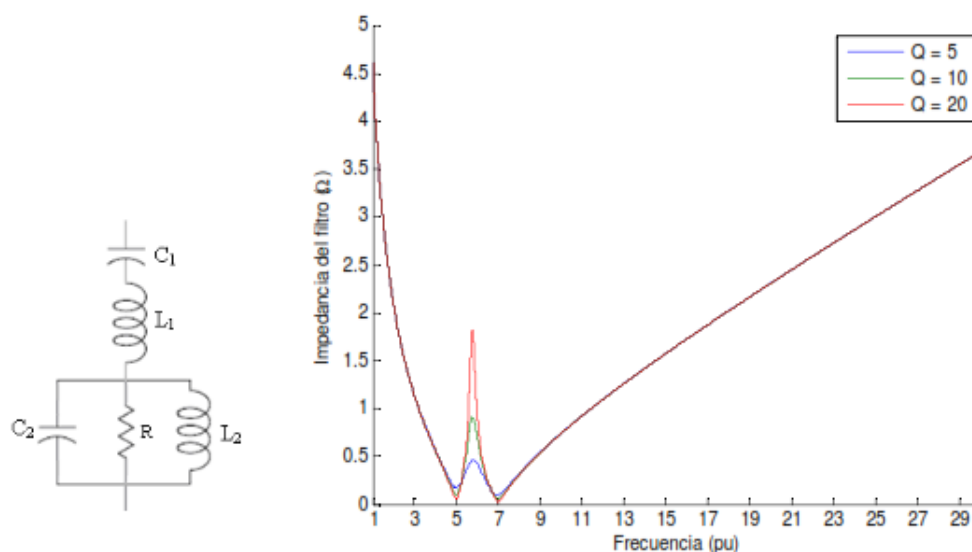


Fuente: (Ignacio P., Calculo de parámetros de filtros con armónicos, (2012))

Un caso especial de filtro sintonizado es el de doble sintonía, ver figura 3.8. Puede considerarse que las dos ramas a y b tienen condensadores iguales, de donde se tomaría, conocido el condensador del filtro:

Figura 3.8: Filtro de doble sintonía. a) Circuito, b) Impedancia contra frecuencia

(480 V, 50 kvar, 5to y 7mo armónicos)



Fuente: (Ignacio P., *Calculo de parámetros de filtros con armónicos*, (2012))

3.8. NORMATIVIDAD SOBRE EL PROBLEMA DE ARMÓNICAS

3.8.1. NORMA IEEE Std. 519 – 2014

La norma establece límites de distorsión de corriente y voltaje, la filosofía implica dos puntos muy importantes.

- Los usuarios deben responsabilizarse para limitar la cantidad de corrientes armónicas inyectadas al sistema de potencia.
- Las compañías suministradoras deben limitar la distorsión de voltaje y suministrar un voltaje de calidad al usuario.

Los límites establecidos en las tablas son usados como valores de diseño del sistema en condiciones de operación normal, las cuales no son mayores de una hora. Para períodos cortos, por ejemplo, en condiciones de arranque de motores, los límites pueden ser excedidos en un 50%.

LÍMITE DE DISTORSIÓN DE CORRIENTE

La norma establece la máxima distorsión de corriente permisible para un usuario en base a la distorsión de la demanda total en corriente (THD_I). En la tabla 3.1, vemos los límites máximos de distorsión de corrientes armónicas impares para sistemas de distribución.

Tabla 3.1: IEEE 519 Límites de distorsión actuales para sistemas con clasificación de 120 V a 69 kV

I _{sc} /I _L	3 ≤ h < 11	11 ≤ h	17 ≤ h	23 ≤ h < 35	35 ≤ h	THD
		< 17	< 23		< 50	
20* ³	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20<50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50<100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100<1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Fuente: IEEE Std. 519 – 2014

Después en la tabla 3.2 se visualiza los límites máximos de distorsión de corrientes armónicas impares para sistemas de subtransmisión.

Tabla 3.2: Límites de distorsión actuales para sistemas con clasificación > 161kV

I _{sc} /I _L	3 ≤ h < 11	11 ≤ h	17 ≤ h	23 ≤ h < 35	35 ≤ h	THD
		< 17	< 23		< 50	
<25* ⁴	1.0	0.5	0.38	0.15	0.1	1.5
25<50	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
50	3.0	1.5	1.15	0.45	0.22	3.75

Fuente: IEEE Std. 519 – 2014

³ Todos los equipos de generación de energía están limitados a estos valores de distorsión actual, independientemente de I_{sc} / I_L real

⁴ Todos los equipos de generación de energía están limitados a estos valores de distorsión actual, independientemente de I_{sc} / I_L real

LÍMITE DE DISTORSIÓN DE VOLTAJE

La máxima distorsión de voltaje permisible se basa en la distorsión de la demanda total en voltaje (THD_v). en la tabla se puede ver los límites de distorsión de voltaje.

Tabla 3.3: IEEE 519 límites de distorsión de voltaje

Voltaje del bus en PCC	HD_v (%)	THD_v (%)
Inferiores a 69KV	3.0	5.0
69.0001KV hasta 161KV	1.5	2.5
Superiores a 151 KV	1.0	1.5

Fuente: IEEE Std. 519 – 2014

CAPÍTULO IV

RESULTADOS Y DISCUSIONES

En este capítulo, se desarrollará las simulaciones en los programas de MATLAB, y PSIM. Para la reducción de las distorsiones armónicas, la solución que utilizaremos en esta tesis de investigación es la técnica de filtrado para la mitigación de las distorsiones eléctricas tanto como tensión y corrientes armónicas. El objetivo principal de los filtros armónicos es desviar el flujo de corriente armónico del sistema de potencia o porciones específicas de un sistema de potencia, es decir controla el flujo de corrientes armónicas.

En el capítulo IV se analizó los tipos de filtros armónicos, en cual analizaremos y realizaremos los respectivos cálculos de qué tipo de filtro utilizar en los diagramas de investigación que se realizaran para la mitigación de tensión y corrientes armónicas.

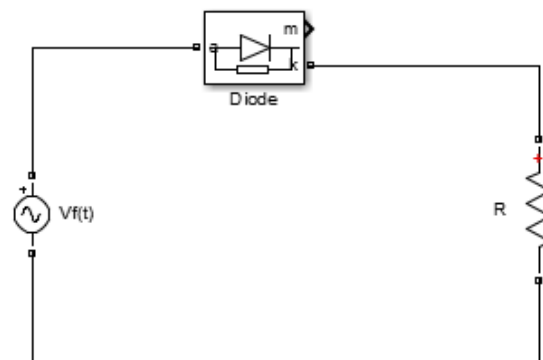
4.1. RESULTADOS

4.1.1. RECTIFICADOR CON CARGA RESISITIVA

En la figura 4.1, se presenta en puente rectificador de media onda con carga R. El puente esta alimentado por una fuente alterna de forma sinusoidal dada por la expresión:

$$v_f(t) = \sqrt{2}V\text{Sen}(\omega t).$$

Figura 4.1: Puente rectificador de media onda con carga R



Elaboración Propia

Para el análisis de conexión de gráficos visualizar anexo 7.1 (Rectificador con carga resistiva).

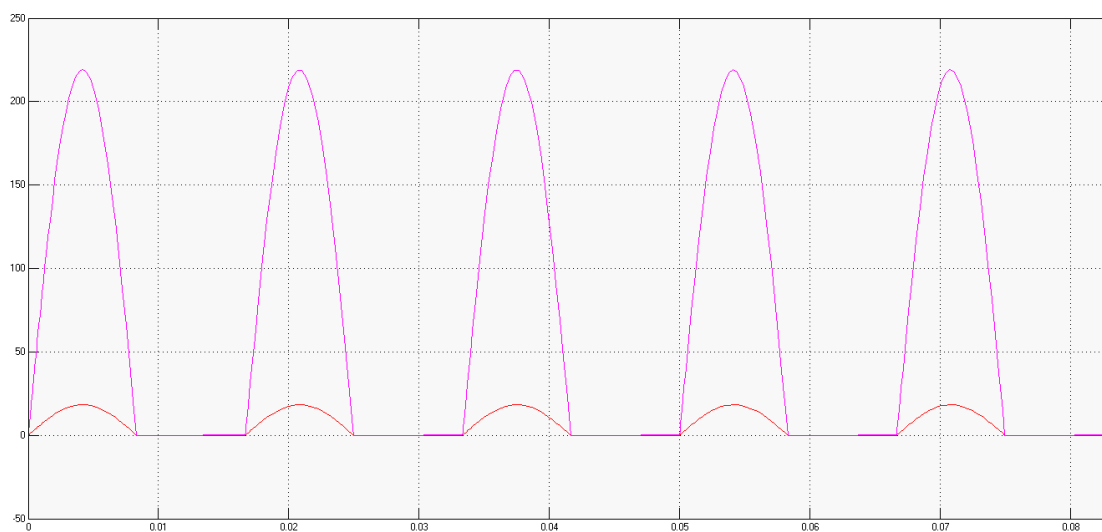
Se analiza las siguientes características del circuito rectificador mostrado en la figura 4.1:

Tabla 4.1: Datos para el respectivo análisis R

Fuente	$\sqrt{2}V\text{Sen}(377t)$
Resistencia	12Ω

Elaboración Propia

Gráfico 4.1: Onda rectificada de la carga R

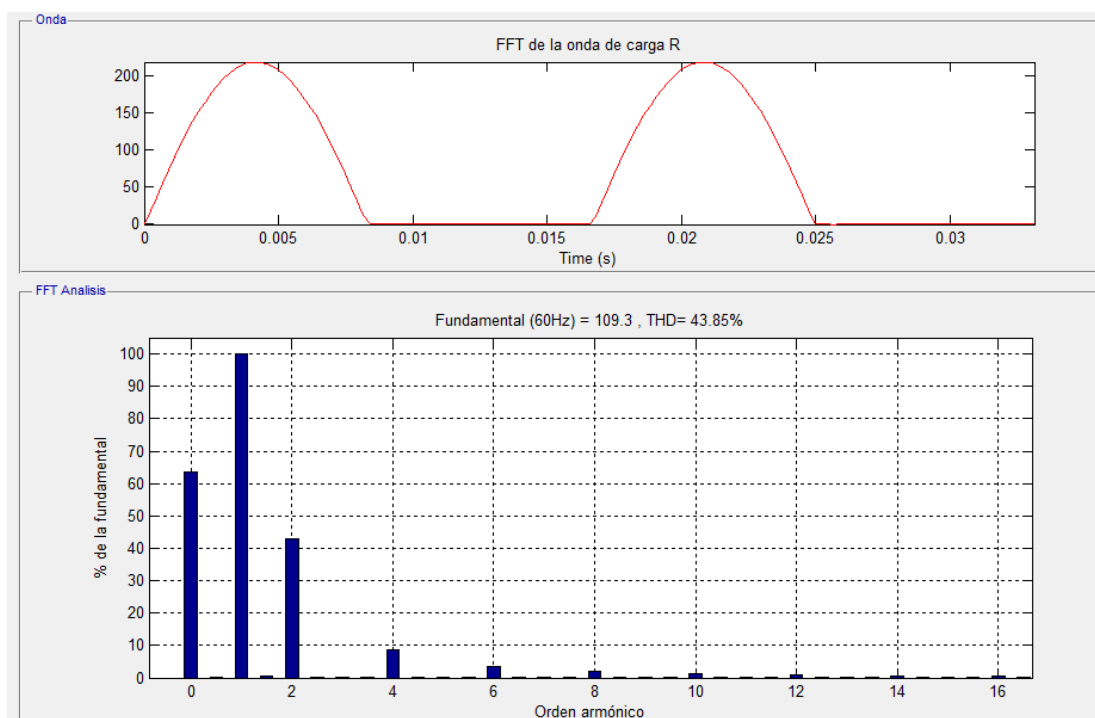


Elaboración Propia

Análisis de FFT, de orden armónico en Powergui, ubicado en Matlab, se muestra en los gráficos analizados en 2 ciclos.

Para los datos que se utilizan ver anexo 7.2 (Datos introducidos en Powergui de la carga R):

Gráfico 4.2: Contenido armónico de la tensión de la carga resistiva de tensión



Elaboración Propia

En la siguiente tabla se muestra el orden armónico de la tensión.

Tabla 4.2: Orden armónico de la carga R de tensión

Tiempo de muestreo		0.000238095s	
Muestras por ciclo		70	
Componente DC		5.792	
Fundamental		9.113 pico (6.444 RMS)	
THD		43.80%	
Orden armónico	Frecuencia	THD	Angulo
(DC)	0 Hz	63.56%	90.0°
(Fnd)	60 Hz	100.00%	0.1°
(h2)	120 Hz	42.68%	269.9°
(h3)	180 Hz	0.14%	185.2°

(h4)	240 Hz	8.59%	269.7°
(h5)	300 Hz	0.09%	175.4°
(h6)	360 Hz	3.72%	269.8°
(h7)	420 Hz	0.07%	185.2°
(h8)	480 Hz	2.08%	269.5°
(h9)	540 Hz	0.04%	178.3°
(h10)	600 Hz	1.36%	269.6°
(h11)	660 Hz	0.04%	181.6°
(h12)	720 Hz	0.96%	269.5°
(h13)	780 Hz	0.04%	179.5°
(h14)	840 Hz	0.72%	269.8°
(h15)	900 Hz	0.03%	202.4°
(h16)	960 Hz	0.56%	268.4°

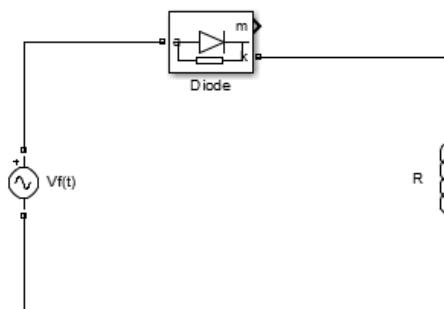
Elaboración Propia

4.1.2. RECTIFICADOR CON CARGA INDUCTIVA

En la figura 4.2, se presenta en puente rectificador de media onda con carga L. El puente esta alimentado por una fuente alterna de forma sinusoidal dada por la expresión:

$$v_f(t) = \sqrt{2}V\text{Sen}(\omega t).$$

Figura 4.2: Puente rectificador de media onda con carga L



Elaboración Propia

Para el análisis de conexión de gráficos visualizar anexo 7.3 (Rectificador con carga inductiva).

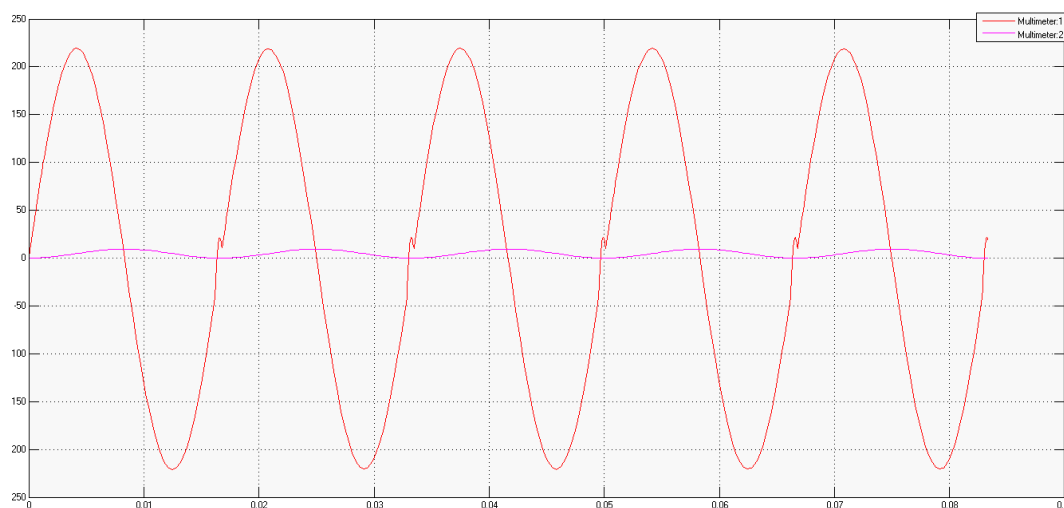
Se analiza las siguientes características del circuito rectificador mostrado en la figura 4.2:

Tabla 4.3: Datos para el respectivo análisis L

Fuente	$\sqrt{2}V_{Sen}(377t)$
Inductancia	123mH

Elaboración Propia

Gráfico 4.3: Onda rectificada de la carga R

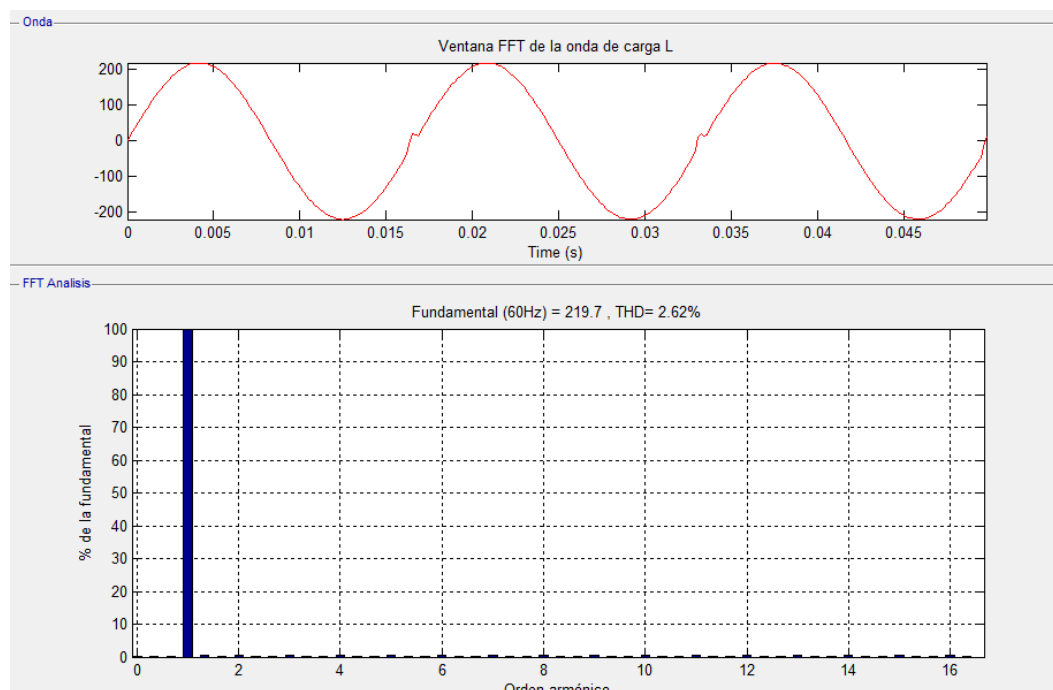


Elaboración Propia

Análisis de FFT, de orden armónico en Powergui, ubicado en Matlab, se muestra en los gráficos analizados en 3 ciclos.

Para los datos que se utilizan ver anexo 7.4 (Datos introducidos en Powergui de la carga L):

Gráfico 4.4: Contenido armónico de la tensión de la carga inductiva



Elaboración Propia

En la siguiente tabla se muestra el orden armónico

Tabla 4.4: Orden armónico de la carga L

Tiempo de muestreo		0.000162127s	
Muestras por ciclo		103	
Componente DC		0.06926	
Fundamental		219.7 pico (155.4 RMS)	
THD		2.62%	
Orden armónico	Frecuencia	THD	Angulo
(DC)	0 Hz	0.03%	270.0°
(Fnd)	60 Hz	100.00%	- 0.3°
(h2)	120 Hz	0.63%	80.3°
(h3)	180 Hz	0.59%	89.6°
(h4)	240 Hz	0.61%	96.5°

(h5)	300 Hz	0.63%	101.6°
(h6)	360 Hz	0.59%	106.5°
(h7)	420 Hz	0.57%	111.8°
(h8)	480 Hz	0.57%	114.8°
(h9)	540 Hz	0.59%	116.6°
(h10)	600 Hz	0.55%	121.7°
(h11)	660 Hz	0.54%	126.9°
(h12)	720 Hz	0.52%	129.4°
(h13)	780 Hz	0.49%	132.7°
(h14)	840 Hz	0.48%	136.8°
(h15)	900 Hz	0.47%	140.5°
(h16)	960 Hz	0.45%	143.9°

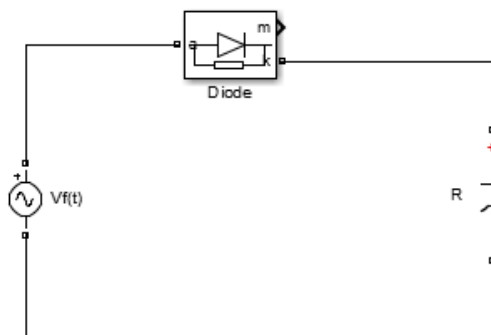
Elaboración Propia

4.1.3. RECTIFICADOR CON CARGA CAPACITIVA

En la figura 4.3, se presenta en puente rectificador de media onda con carga capacitiva.

El puente esta alimentado por una fuente alterna de forma sinusoidal dada por la expresion: $v_f(t) = \sqrt{2}V\text{Sen}(\omega t)$.

Figura 4.3: Puente rectificador de media onda con carga capacitiva



Elaboración Propia

Para el análisis de conexión de gráficos visualizar anexo 7.5 (Rectificador con carga capacitiva).

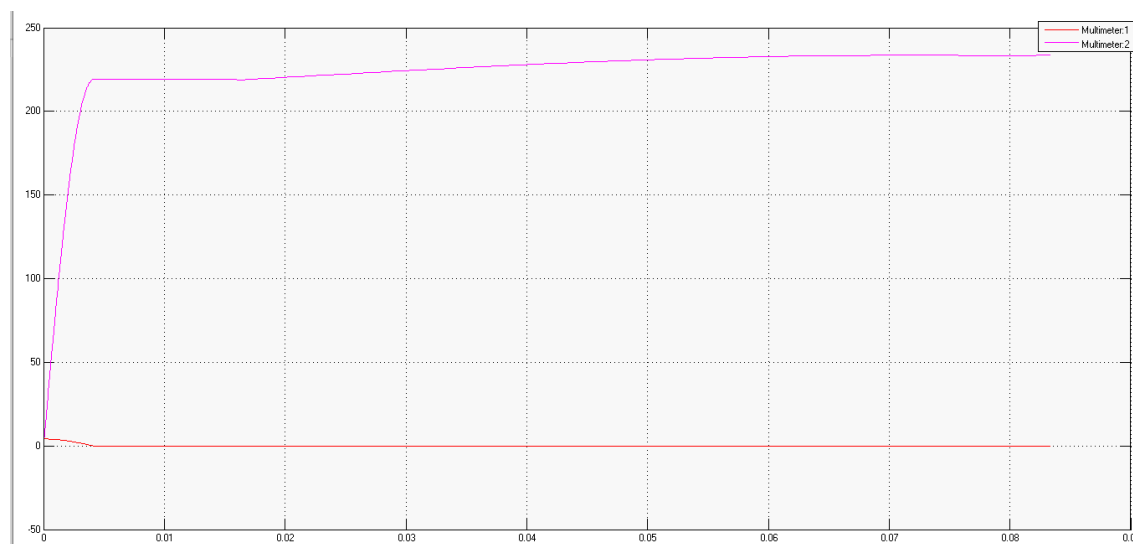
Se analiza las siguientes características del circuito rectificador mostrado en la figura 4.3:

Tabla 4.5: Datos para el respectivo análisis capacitiva

Fuente	$\sqrt{2}V\text{Sen}(377t)$
Capacidad	50 μF

Elaboración Propia

Gráfico 4.5: Onda rectificada de la carga capacitiva

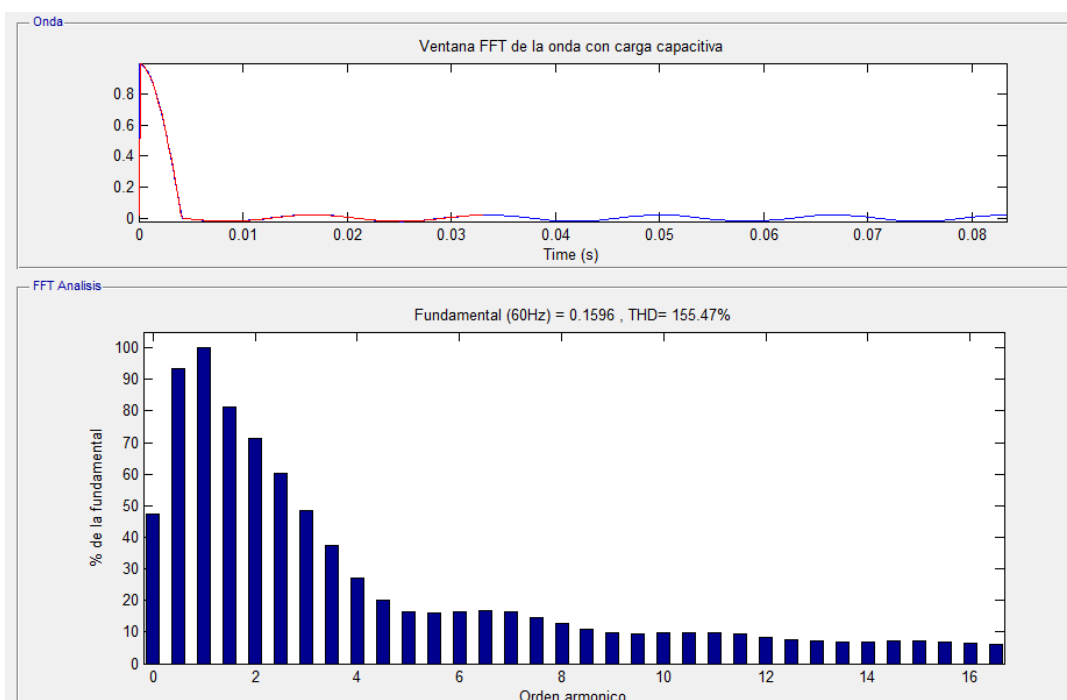


Elaboración Propia

Análisis de FFT, de orden armónico en Powergui, ubicado en Matlab, se muestra en los gráficos analizados en 2 ciclos.

Para los datos que se utilizan ver anexo 7.6 (Datos introducidos en Powergui de la carga capacitiva):

Gráfico 4.6: Contenido armónico de la tensión de la carga capacitiva



Elaboración Propia

En la siguiente tabla se muestra el orden armónico

Tabla 4.6: Orden armónico de la carga capacitiva

Tiempo de muestreo		0.000125125s	
Muestras por ciclo		133	
Componente DC		0.07552	
Fundamental		0.1596 pico (0.1129 RMS)	
THD		155.47%	
Orden armónico	Frecuencia	THD	Angulo
(DC)	0 Hz	47.31%	90°
(Fnd)	60 Hz	100.00%	60.4°
(h2)	120 Hz	71.40%	24.9°
(h3)	180 Hz	48.55%	- 2.7°
(h4)	240 Hz	27.24%	- 18.7°

(h5)	300 Hz	16.27%	- 8.0°
(h6)	360 Hz	16.58%	1.7°
(h7)	420 Hz	16.23%	- 8.2°
(h8)	480 Hz	12.77%	- 17.5°
(h9)	540 Hz	9.83%	- 13.4°
(h10)	600 Hz	9.74%	-7.8°
(h11)	660 Hz	9.79%	- 13.6°
(h12)	720 Hz	8.46%	-20.5°
(h13)	780 Hz	7.08%	- 18.8°
(h14)	840 Hz	6.97%	- 14.9°
(h15)	900 Hz	7.05%	- 19.0°
(h16)	960 Hz	6.39%	- 24.8°

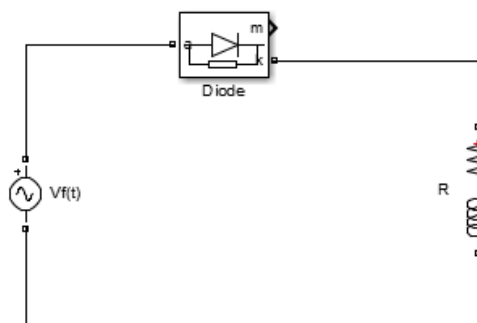
Elaboración Propia

4.1.4. RECTIFICADOR CON CARGA RL

En la figura 4.4, se presenta un puente rectificador de media onda con carga RL. El puente está alimentado por una fuente alterna de forma sinusoidal dada por la expresión:

$$v_f(t) = \sqrt{2}SV \sin(\omega t).$$

Figura 4.4: Puente rectificador de media onda con carga RL



Elaboración Propia

Para el análisis de conexión de gráficos visualizar anexo 7.7 (Rectificador con carga RL).

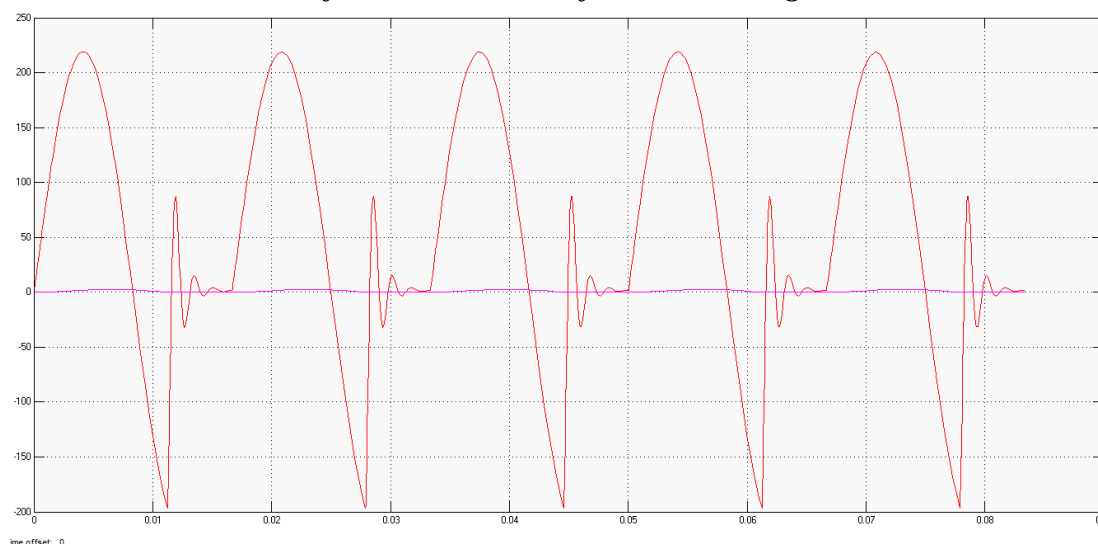
Se analiza las siguientes características del circuito rectificador mostrado en la figura 4.4:

Tabla 4.7: Datos para el respectivo análisis RL

Fuente	$\sqrt{2}V\text{Sen}(377t)$
Inductancia	123mH
Resistiva	50Ω

Elaboración Propia

Gráfico 4.7: Onda rectificada de la carga RL

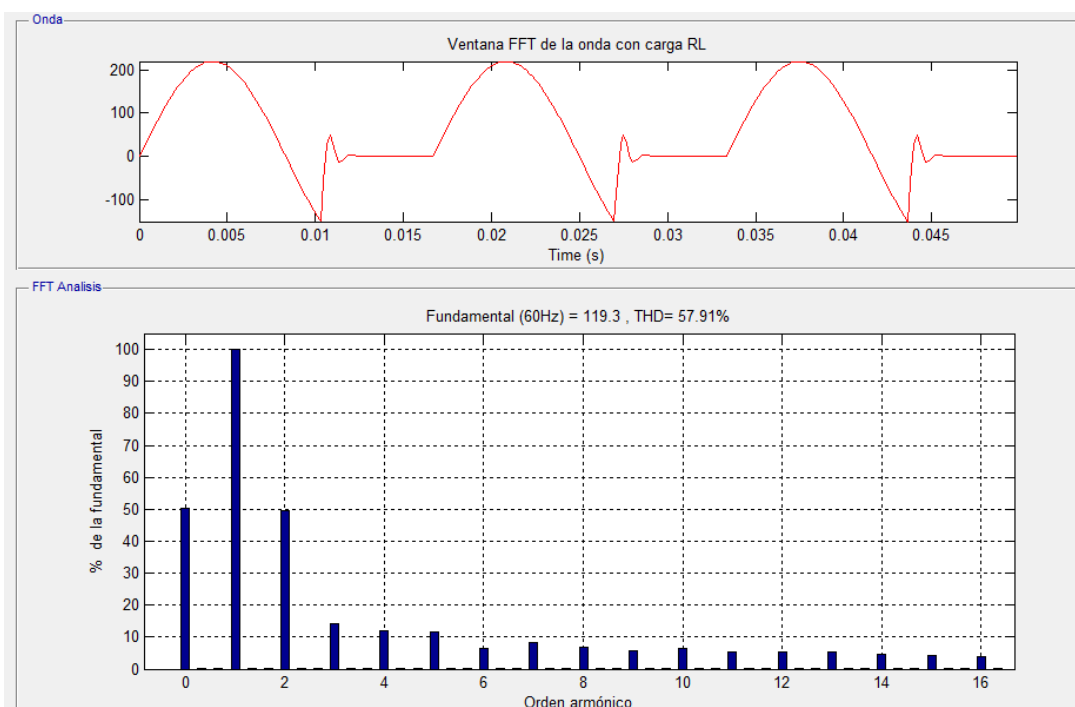


Elaboración Propia

Análisis de FFT, de orden armónico en Powergui, ubicado en Matlab, se muestra en los gráficos analizados en 2 ciclos.

Para los datos que se utilizan ver anexo 7.8 (Datos introducidos en Powergui de la carga RL):

Gráfico 4.8: Contenido armónico de la tensión de la carga RL



Elaboración Propia

En la siguiente tabla se muestra el orden armónico.

Tabla 4.8: Orden armónico de la carga RL

Tiempo de muestreo		0.000171821s	
Muestras por ciclo		97	
Componente DC		60.09	
Fundamental		119.3 pico (84.36 RMS)	
THD		57.91%	
Orden armónico	Frecuencia	THD	Angulo
(DC)	0 Hz	50.36%	90.0°
(Fnd)	60 Hz	100.00%	8.4°
(h2)	120 Hz	49.47%	254.3°
(h3)	180 Hz	14.32%	3.5°
(h4)	240 Hz	12.02%	189.2°

(h5)	300 Hz	11.49%	- 59.2°
(h6)	360 Hz	6.44%	85.7°
(h7)	420 Hz	8.19%	228.2°
(h8)	480 Hz	6.73%	- 10.7°
(h9)	540 Hz	5.77%	136.6°
(h10)	600 Hz	6.57%	264.4°
(h11)	660 Hz	5.42%	32.0°
(h12)	720 Hz	5.44%	170.6°
(h13)	780 Hz	5.48%	- 66.3°
(h14)	840 Hz	4.47%	63.2°
(h15)	900 Hz	4.40%	63.2°
(h16)	960 Hz	3.94%	- 39.8°

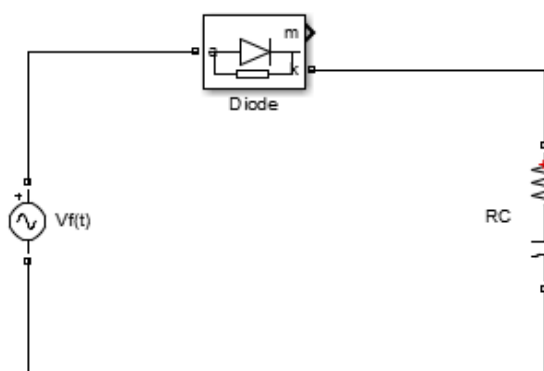
Elaboración Propia

4.1.5. RECTIFICADOR CON CARGA RC

En la figura 4.5, se presenta un puente rectificador de media onda con carga capacitiva.

El puente está alimentado por una fuente alterna de forma sinusoidal dada por la expresión: $v_f(t) = \sqrt{2}V\text{Sen}(\omega t)$.

Figura 4.5: Puente rectificador de media onda con carga RC



Elaboración Propia

Para el análisis de conexión de gráficos visualizar anexo 7.9 (Rectificador con carga RC).

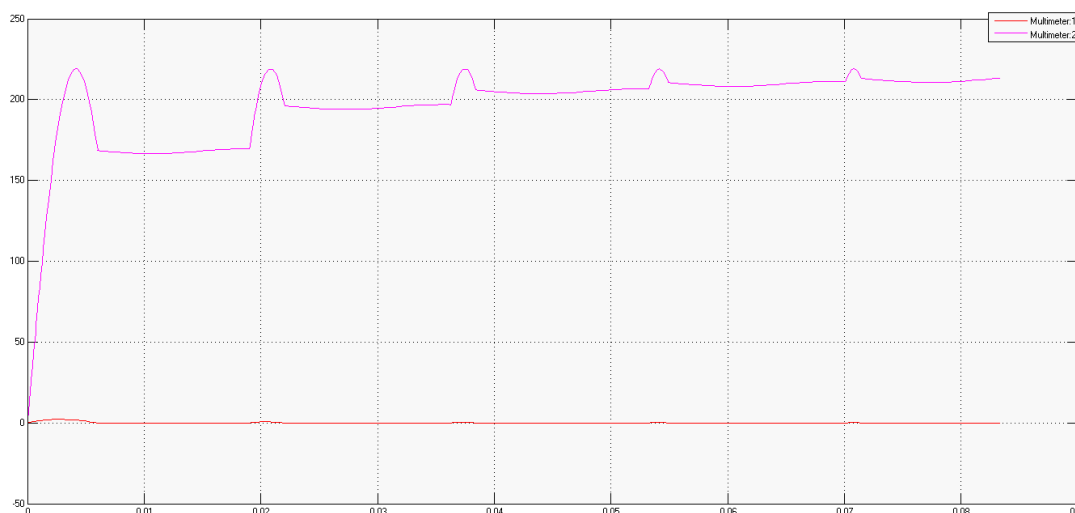
Se analiza las siguientes características del circuito rectificador mostrado en la figura 4.5:

Tabla 4.9: Datos para el respectivo análisis RC

Fuente	$\sqrt{2}V\text{Sen}(377t)$
Resistencia	50Ω
Capacidad	123μF

Elaboración Propia

Gráfico 4.9: Onda rectificada de la carga RC

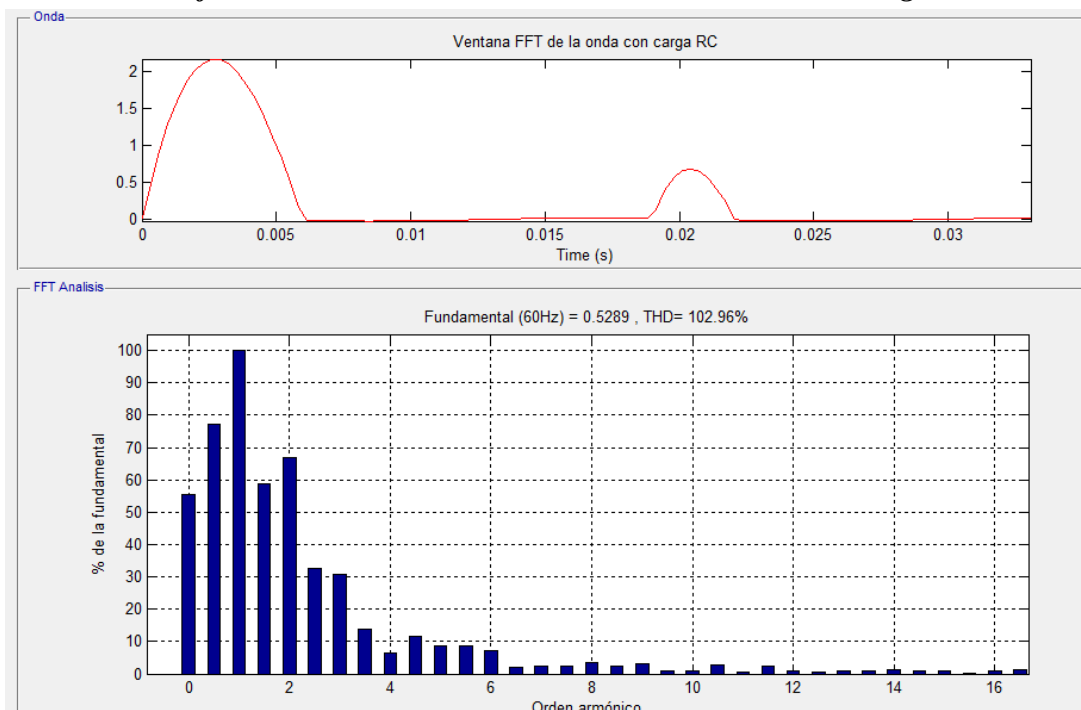


Elaboración Propia

Análisis de FFT, de orden armónico en Powergui, ubicado en Matlab, se muestra en los gráficos analizados en 2 ciclos.

Para los datos que se utilizan ver anexo 7.10 (Datos introducidos en Powergui de la carga RC):

Gráfico 4.10: Contenido armónico de la tensión de la carga RC



Elaboración Propia

En la siguiente tabla se muestra el orden armónico.

Tabla 4.10: Orden armónico de la carga RC

Tiempo de muestreo		0.000324254s	
Muestras por ciclo		51	
Componente DC		0.2927	
Fundamental		0.5289 pico (0.374 RMS)	
THD		102.96%	
Orden armónico	Frecuencia	THD	Angulo
(DC)	0 Hz	55.33%	90.0°
(Fnd)	60 Hz	100.00%	26.9°
(h2)	66.78 Hz	66.78%	- 41.0°
(h3)	180 Hz	30.94%	249.4°
(h4)	240 Hz	6.48%	140.7°

(h5)	300 Hz	8.83%	- 15.1°
(h6)	360 Hz	7.17%	- 79.1°
(h7)	420 Hz	2.47%	- 89.4°
(h8)	480 Hz	3.59%	- 73.1°
(h9)	540 Hz	3.09%	242.8°
(h10)	600 Hz	0.92%	208.4°
(h11)	660 Hz	0.69%	- 63.2°
(h12)	720 Hz	0.85%	- 67.4°
(h13)	780 Hz	1.09%	- 65.9°
(h14)	840 Hz	1.11%	- 86.1°
(h15)	900 Hz	0.90%	269.4°
(h16)	960 Hz	0.97%	256.1°

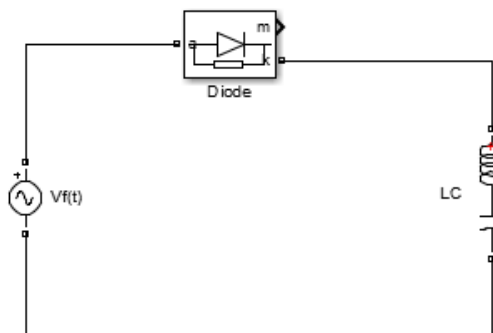
Elaboración Propia

4.1.6. RECTIFICADOR CON CARGA LC

En la figura 4.6, se presenta en puente rectificador de media onda con carga capacitiva.

El puente esta alimentado por una fuente alterna de forma sinusoidal dada por la expresion: $v_f(t) = \sqrt{2}V\text{Sen}(\omega t)$.

Figura 4.6: Puente rectificador de media onda con carga LC



Elaboración Propia

Para el análisis de conexión de gráficos visualizar anexo 7.11 (Rectificador con carga LC).

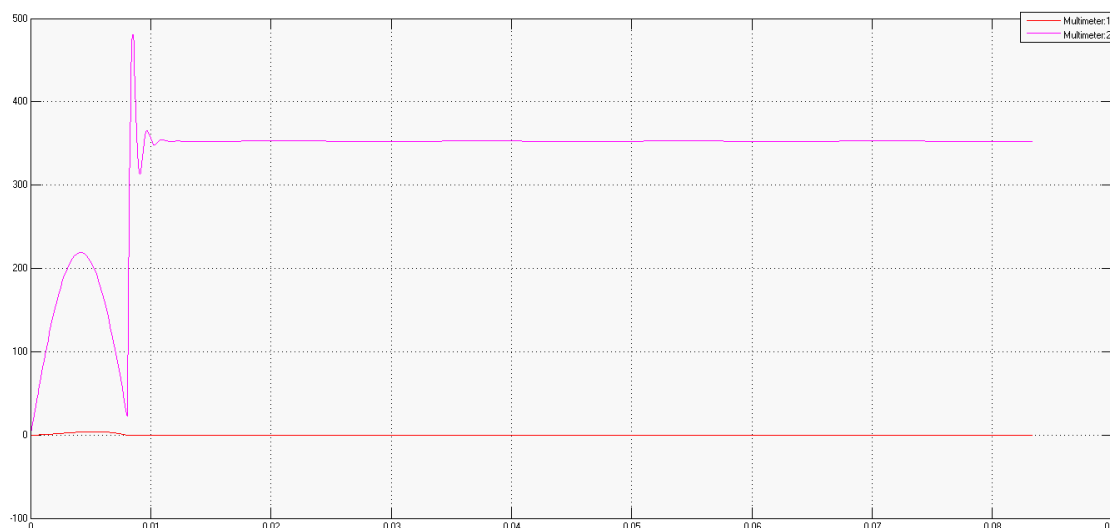
Se analiza las siguientes características del circuito rectificador mostrado en la figura 4.6:

Tabla 4.11: Datos para el respectivo análisis LC

Fuente	$\sqrt{2}V\text{Sen}(377t)$
Inductancia	123mH
Capacidad	50 μ F

Elaboración Propia

Gráfico 4.11: Onda rectificada de la carga LC

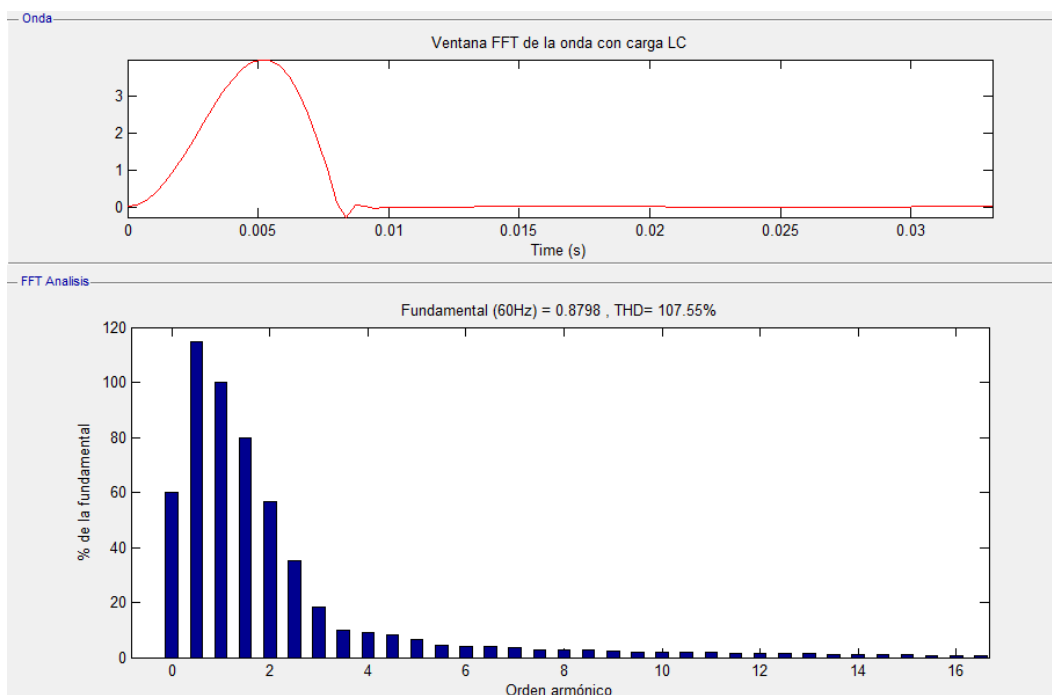


Elaboración Propia

Análisis de FFT, de orden armónico en Powergui, ubicado en Matlab, se muestra en los gráficos analizados en 2 ciclos.

Para los datos que se utilizan ver anexo 7.12 (Datos introducidos en Powergui de la carga LC):

Gráfico 4.12: Contenido armónico de la carga LC



Elaboración Propia

En la siguiente tabla se muestra el orden armónico.

Tabla 4.12: Orden armónico de la carga LC

Tiempo de muestreo		0.000363901s	
Muestras por ciclo		46	
Componente DC		0.527	
Fundamental		0.8798 pico (0.6221 RMS)	
THD		107.55%	
Orden armónico	Frecuencia	THD	Angulo
(DC)	0 Hz	59.90%	90.0°
(Fnd)	60 Hz	100.00%	- 12.0°
(h2)	66.78 Hz	56.68%	238.9°
(h3)	180 Hz	18.37%	109.4°
(h4)	240 Hz	9.03%	- 82.6°

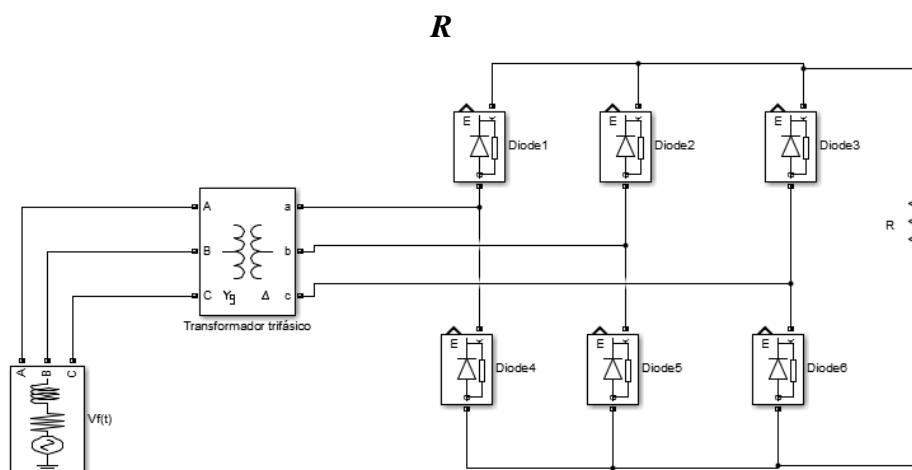
(h5)	300 Hz	6.41%	121.3°
(h6)	360 Hz	4.09%	- 62.4°
(h7)	420 Hz	3.47%	132.1°
(h8)	480 Hz	2.54%	- 48.9°
(h9)	540 Hz	2.33%	140.0°
(h10)	600 Hz	1.87%	- 40.1°
(h11)	660 Hz	1.75%	144.8°
(h12)	720 Hz	1.44%	- 37.6°
(h13)	780 Hz	1.32%	141.9°
(h14)	840 Hz	1.10%	- 42.8°
(h15)	900 Hz	0.96%	137.5°
(h16)	960 Hz	0.74%	-45.8°

Elaboración Propia

4.1.7. RECTIFICADOR ACOPLADO A UN TRANSFORMADOR CON CARGA R

En la figura 4.7, se presenta en puente rectificador de media onda acoplado con un transformador con una carga resistiva. El puente esta alimentado por una fuente alterna de forma sinusoidal dada por la expresión: $v_f(t) = \sqrt{2}V\text{Sen}(\omega t)$.

Figura 4.7: Puente rectificador de media onda acoplado con transformador con carga



Elaboración Propia

Para el análisis de conexión de gráficos visualizar anexo 7.13, 7.14 (Rectificador acoplado con transformador con carga R).

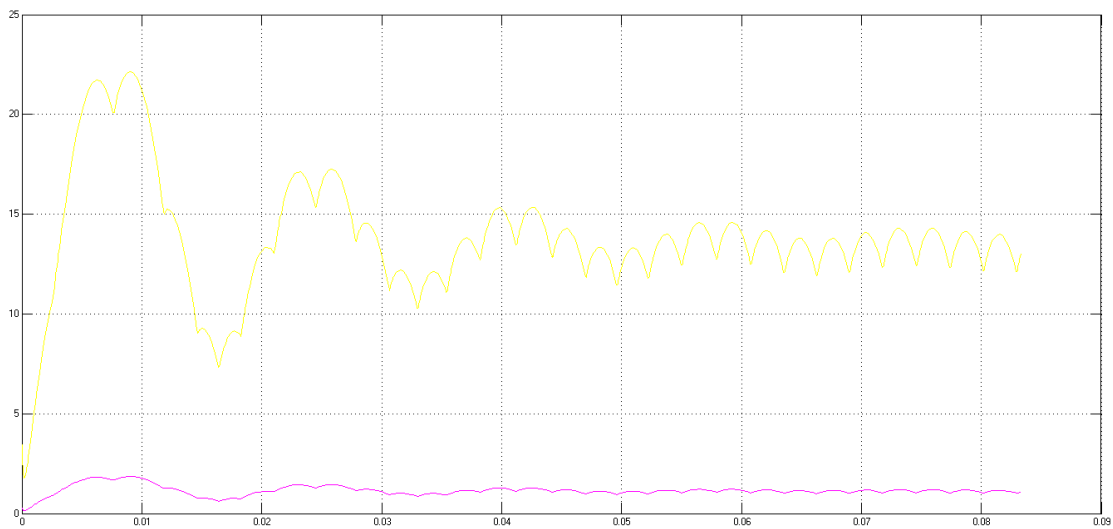
Se analiza las siguientes características del circuito rectificador mostrado en la figura 4.7:

Tabla 4.13: Datos para el respectivo análisis R, acoplado con un transformador

Fuente	$\sqrt{2}V\text{Sen}(377t)$
Resistencia	12Ω

Elaboración Propia

Gráfico 4.13: Onda rectificada de la carga R, acoplado con un transformador



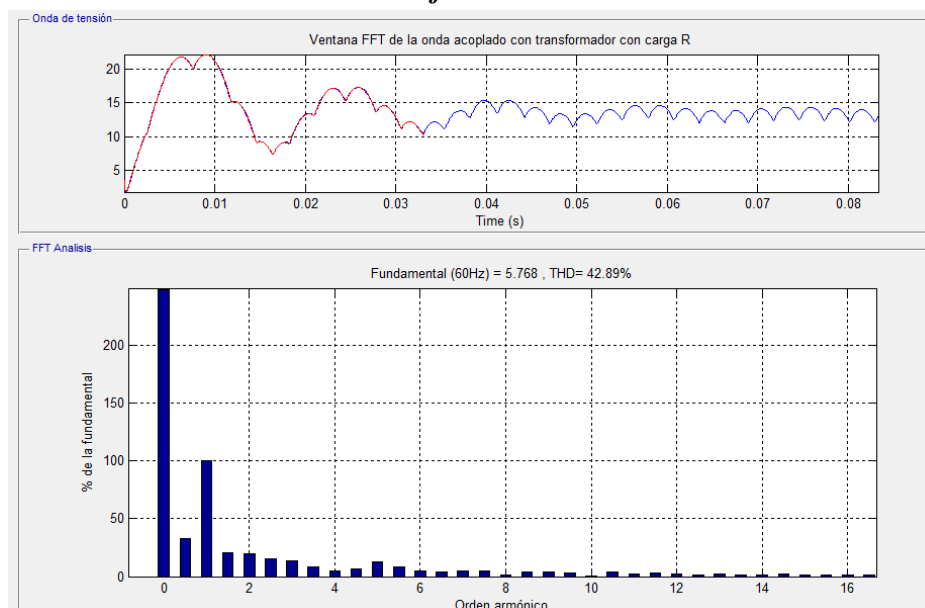
Elaboración Propia

Análisis de FFT, de orden armónico en Powergui, ubicado en Matlab, se muestra en los gráficos analizados en 2 ciclos.

Para los datos que se utilizan ver anexo 7.15 (Datos introducidos en Powergui de la carga R, acoplado con un transformador):

Orden armónico de la tensión.

Gráfico 4.14: Contenido armónico de la tensión de la carga R, acoplado con transformador



Elaboración Propia

En la siguiente tabla se muestra el orden armónico de la tensión.

Tabla 4.14: Orden armónico de tensión de la carga R, acoplado con transformador

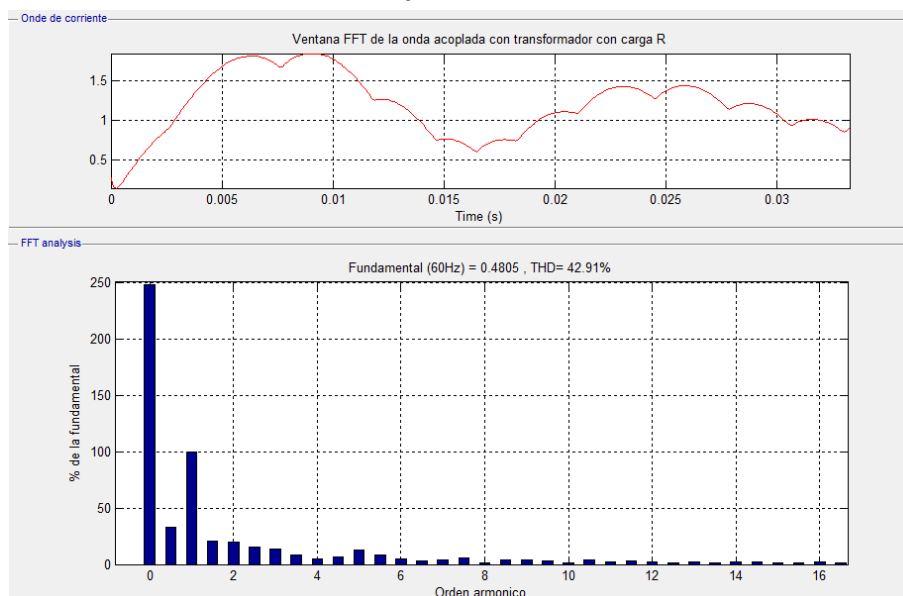
Tiempo de muestreo		$8.58222 \times 10^{-05} \text{s}$	
Muestras por ciclo		194	
Componente DC		14.3	
Fundamental		5.768 pico (4.079 RMS)	
THD		42.89%	
Orden armónico	Frecuencia	THD	Angulo
(DC)	0 Hz	247.91%	90.0°
(Fnd)	60 Hz	100.00%	- 87.4°
(h2)	66.78 Hz	19.76%	231.4°
(h3)	180 Hz	13.32%	189.5°
(h4)	240 Hz	4.91%	263.3°

(h5)	300 Hz	12.25%	169.0°
(h6)	360 Hz	4.77%	232.8°
(h7)	420 Hz	4.38%	234.0°
(h8)	480 Hz	1.45%	225.3°
(h9)	540 Hz	3.67%	197.9°
(h10)	600 Hz	0.84%	180.4°
(h11)	660 Hz	2.41%	208.7°
(h12)	720 Hz	2.03%	185.9°
(h13)	780 Hz	2.15%	196.1°
(h14)	840 Hz	1.66%	165.5°
(h15)	900 Hz	1.48%	195.7°
(h16)	960 Hz	1.71%	165.1°

Elaboración Propia

Orden armónico de corriente

Gráfico 4.15: Contenido armónico de la corriente de la carga R, acoplado con transformador



Elaboración Propia

En la siguiente tabla se muestra el orden armónico de la corriente.

Tabla 4.15: Orden armónico de corriente de la carga R, acoplado con transformador

Tiempo de muestreo		8.3167x10 ⁻⁰⁵ s	
Muestras por ciclo		200	
Componente DC		1.191	
Fundamental		0.4805 pico (0.3398 RMS)	
THD		42.91%	
Orden armónico	Frecuencia	THD	Angulo
(DC)	0 Hz	247.90%	90.0°
(Fnd)	60 Hz	100.00%	- 87.0°
(h2)	66.78 Hz	19.66%	231.5°
(h3)	180 Hz	13.33%	189.6°
(h4)	240 Hz	4.70%	264.2°
(h5)	300 Hz	12.35%	170.9°
(h6)	360 Hz	4.50%	233.9°
(h7)	420 Hz	4.08%	233.7°
(h8)	480 Hz	1.23%	217.6°
(h9)	540 Hz	3.61%	197.6°
(h10)	600 Hz	0.97%	166.6°
(h11)	660 Hz	2.36%	209.6°
(h12)	720 Hz	1.96%	185.0°
(h13)	780 Hz	2.11%	193.7°
(h14)	840 Hz	1.83%	163.8°

(h15)	900 Hz	1.45%	192.2°
(h16)	960 Hz	1.87%	164.9°

Elaboración Propia

4.1.8. ANÁLISIS DEL RECTIFICADOR EN PSIM

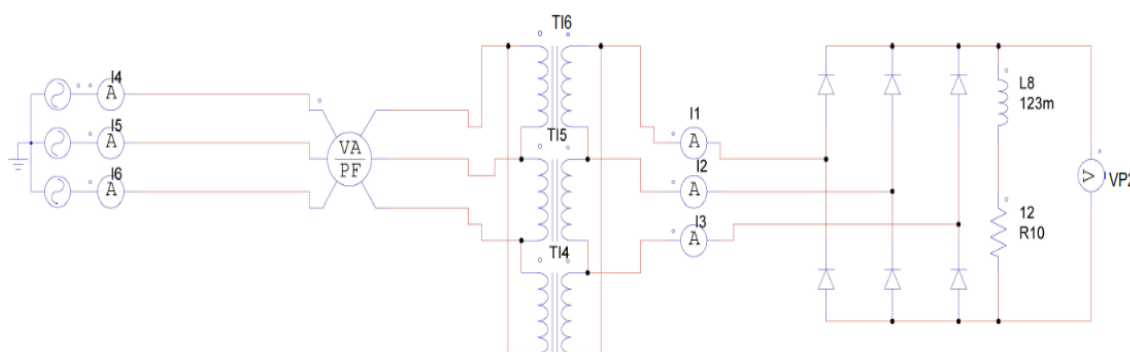
El análisis de rectificadores en el programa de PSIM primero mostraremos las siguientes conexiones en el transformador, de la siguiente manera.

- Conexión del transformador triángulo – triángulo ($\Delta - \Delta$).
- Conexión del transformador estrella – estrella ($Y - Y$).
- Conexión del transformador triángulo – estrella ($\Delta - Y$).
- Conexión del transformador estrella – triángulo ($Y - \Delta$).

En los siguientes gráficos y figuras, se analizarán primero las ondas, sin ningún filtro de mitigación de armónicos, después se analizará el comportamiento de las ondas.

4.1.8.1. RECTIFICADOR TRIFÁSICO EN CONEXIÓN ($\Delta - \Delta$)

Figura 4.8: Rectificador trifásico ($\Delta - \Delta$)

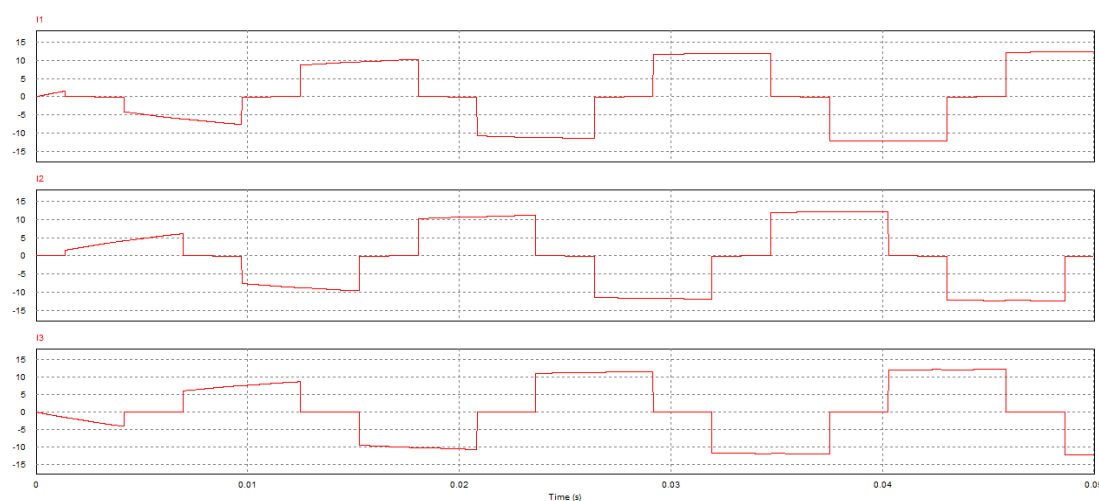


Elaboración Propia

ONDAS DE DISTORSIÓN DEL RECTIFICADOR TRIFÁSICO EN CONEXIÓN TRIANGULO – TRIANGULO ($\Delta - \Delta$)

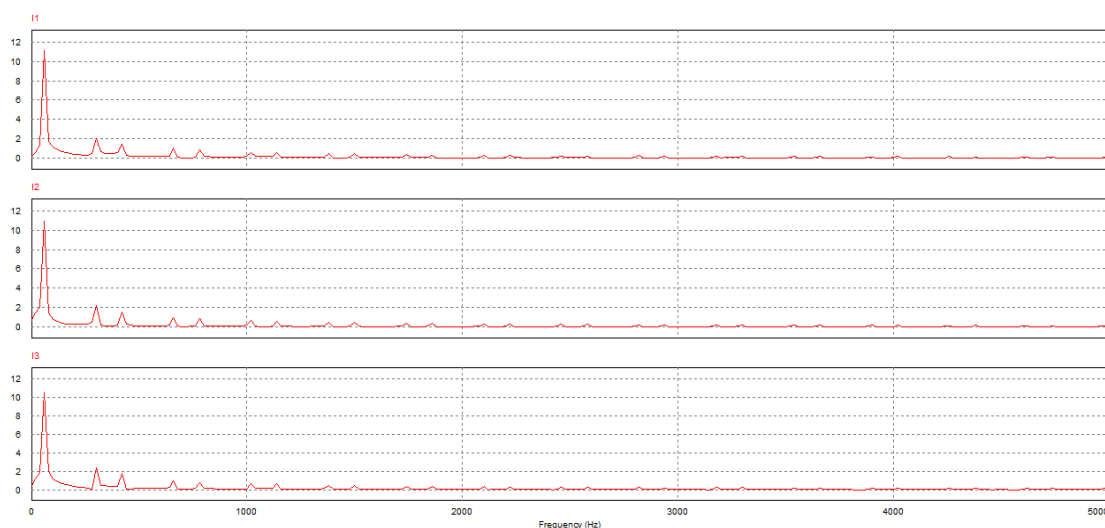
como podemos apreciar en la figura 4.9, se cuenta con las ondas distorcionadas que se calculara la FFT en la figura 4.10.

Figura 4.9: Armónicos eléctricos en las tres fases en conexión triángulo – triángulo ($\Delta - \Delta$)



Elaboración Propia

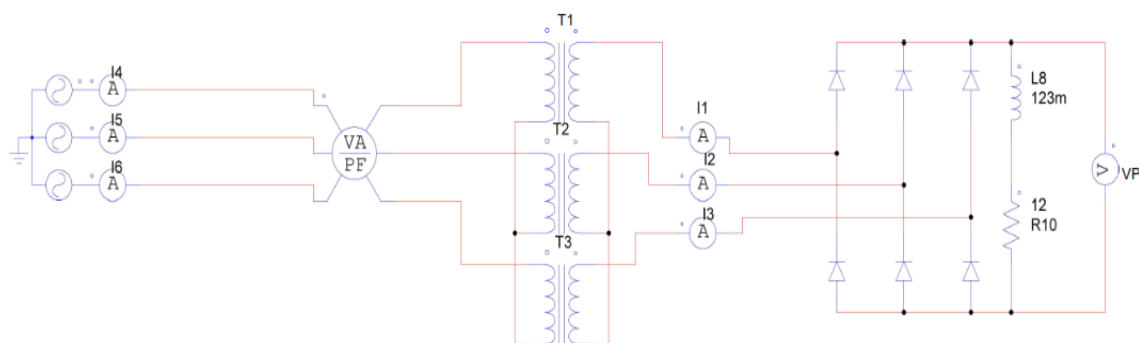
Figura 4.10: FFT del rectificador en conexión triángulo – triángulo ($\Delta - \Delta$)



Elaboración Propia

4.1.8.2. RECTIFICADOR TRIFÁSICO EN CONEXIÓN (Y – Y)

Figura 4.11: Diagrama de rectificador en conexión estrella – estrella (Y – Y)

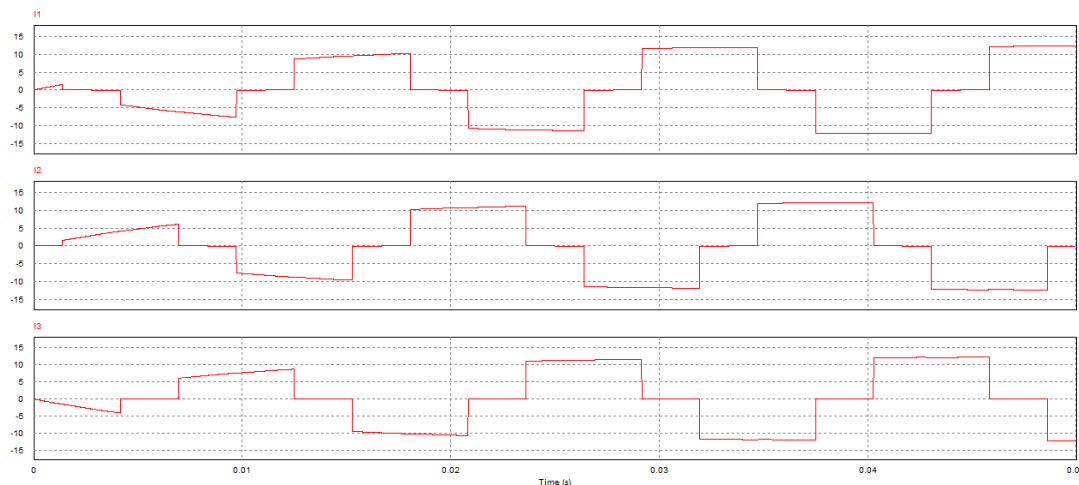


Elaboración Propia

ONDAS DE DISTORSIÓN DEL RECTIFICADOR TRIFÁSICO EN CONEXIÓN ESTRELLA – ESTRELLA (Y – Y)

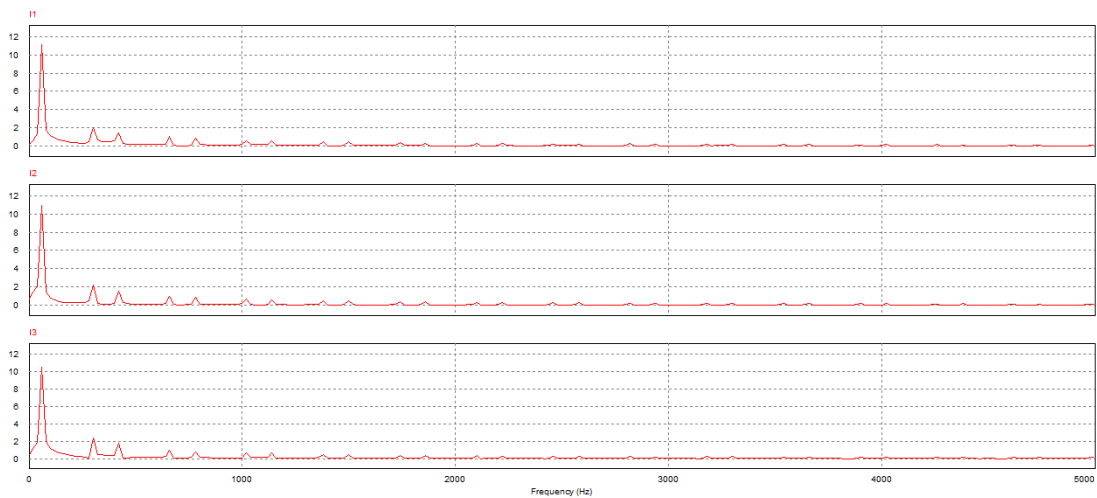
como podemos apreciar en la figura 4.12, se cuenta con las ondas distorcionadas que se calculara la FFT en la figura 4.13.

Figura 4.12: Armónicos eléctricos en las tres fases en conexión estrella – estrella (Y – Y)



Elaboración Propia

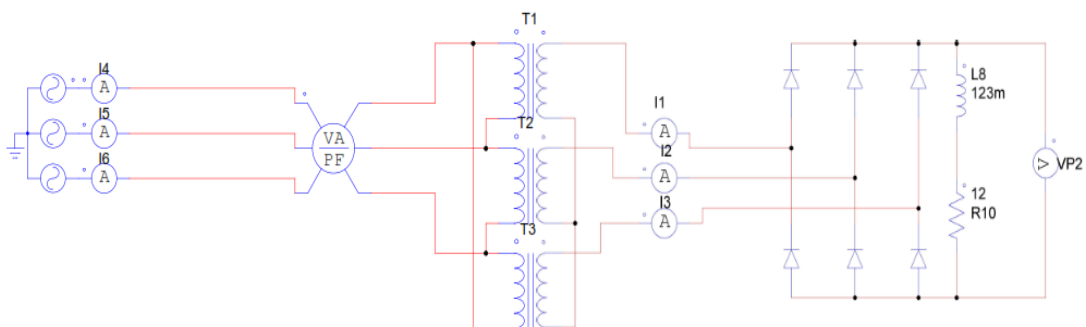
Figura 4.13: FFT del rectificador en conexión triángulo – triángulo (Y – Y)



Elaboración Propia

4.1.8.3. RECTIFICADOR TRIFÁSICO EN CONEXIÓN ($\Delta - Y$)

Figura 4.14: Diagrama de rectificador en conexión triángulo – estrella ($\Delta - Y$)



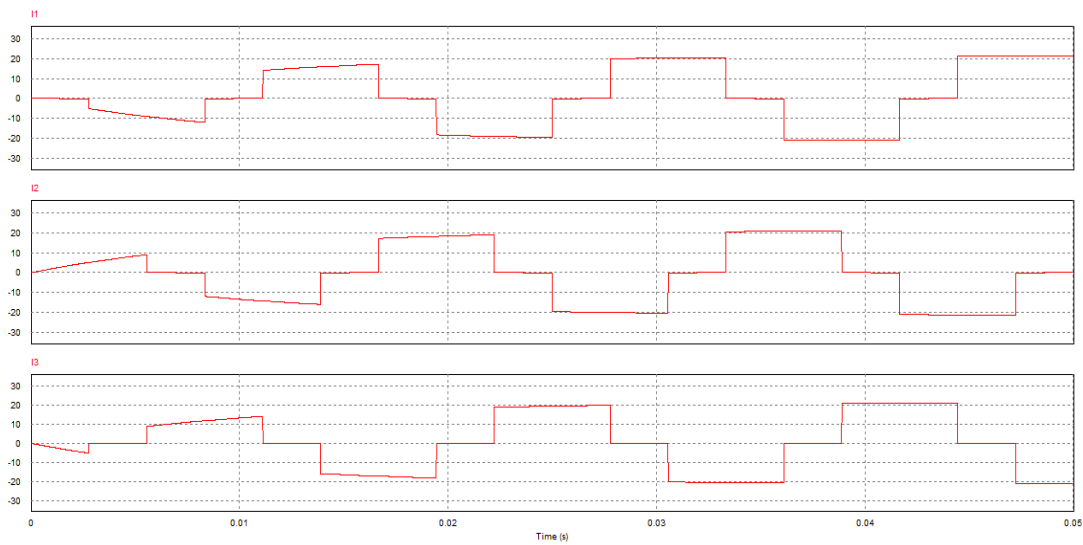
Elaboración Propia

ONDAS DE DISTORSIÓN DEL RECTIFICADOR TRIFÁSICO EN CONEXIÓN TRIANGULO – ESTRELLA ($\Delta - Y$)

como podemos apreciar en la figura 4.15, se cuenta con las ondas distorcionadas que se calculara la FFT en la figura 4.16.

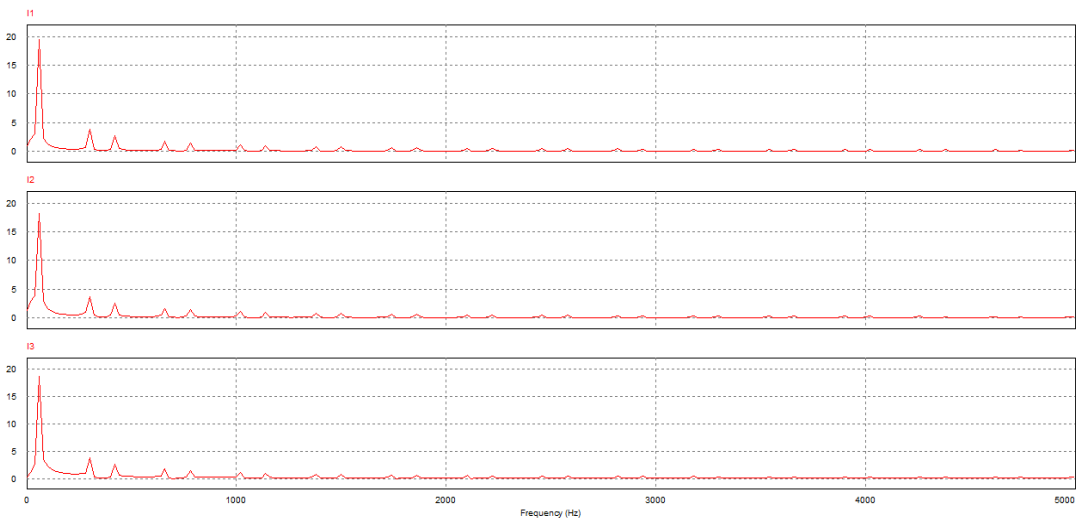
Figura 4.15: Armónicos eléctricos en las tres fases en conexión triángulo – estrella

$(\Delta - Y)$



Elaboración Propia

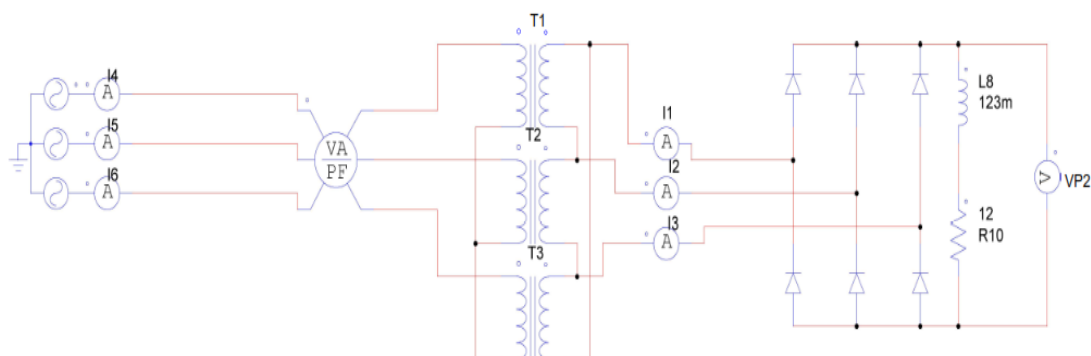
Figura 4.16: FFT del rectificador en conexión triángulo – estrella $(\Delta - Y)$



Elaboración Propia

4.1.8.4. RECTIFICADOR TRIFÁSICO EN CONEXIÓN (Y – Δ)

Figura 4.17: Diagrama de rectificador en conexión estrella – triángulo (Y – Δ)

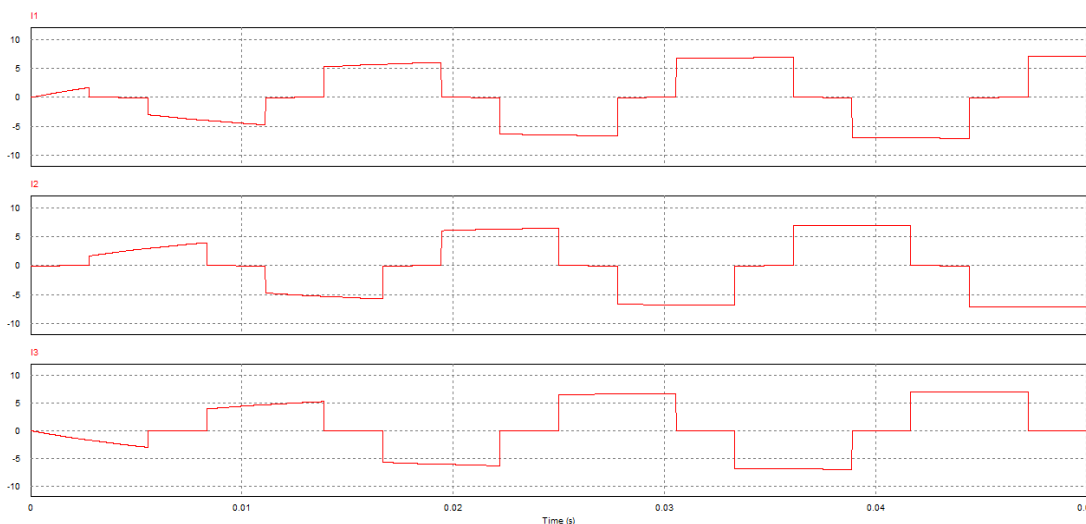


Elaboración Propia

ONDAS DE DISTORSIÓN DEL RECTIFICADOR TRIFÁSICO EN CONEXIÓN ESTRELLA – TRIANGULO (Y – Δ)

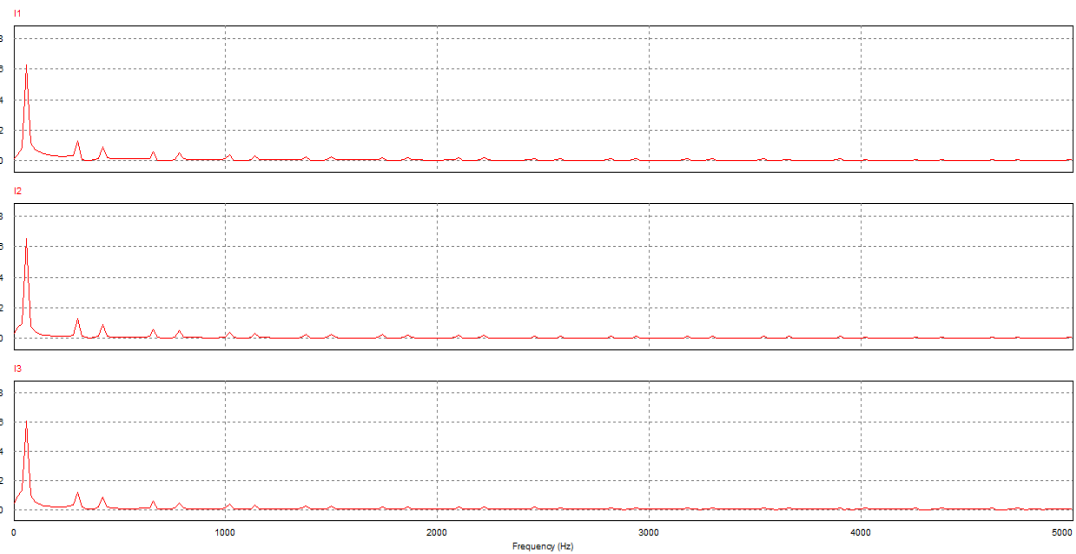
Como podemos apreciar en la figura 4.18, se cuenta con las ondas distorcionadas que se calculara la FFT en la figura 4.19.

Figura 4.18: Armónicos eléctricos en las tres fases en conexión estrella – triángulo (Y – Δ)



Elaboración Propia

Figura 4.19: FFT del rectificador en conexión triángulo – estrella ($\Delta - Y$)



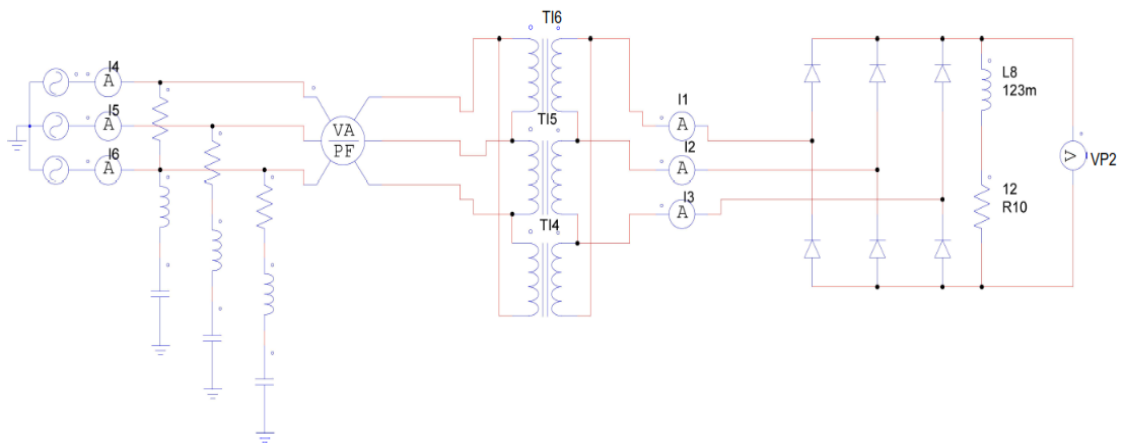
Elaboración Propia

4.1.9. APLICACIÓN DE FILTROS EN LOS RECTIFICADORES

4.1.9.1. RECTIFICADOR TRIFÁSICO EN CONEXIÓN ($\Delta - \Delta$)

El análisis de los filtros armónicos se realizará, los cálculos en el anexo 7.15.

Figura 4.20: Diagrama del rectificador con filtro, en conexión triángulo – triángulo ($\Delta - \Delta$)



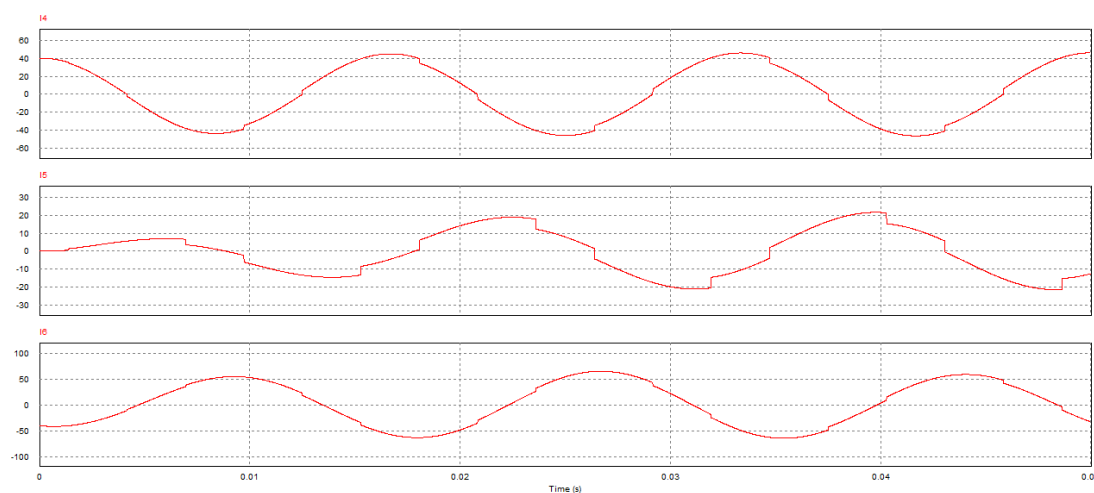
Elaboración Propia

ONDAS DEL RECTIFICADOR TRIFÁSICO CON FILTROS EN CONEXIÓN

TRIANGULO – TRIANGULO ($\Delta - \Delta$)

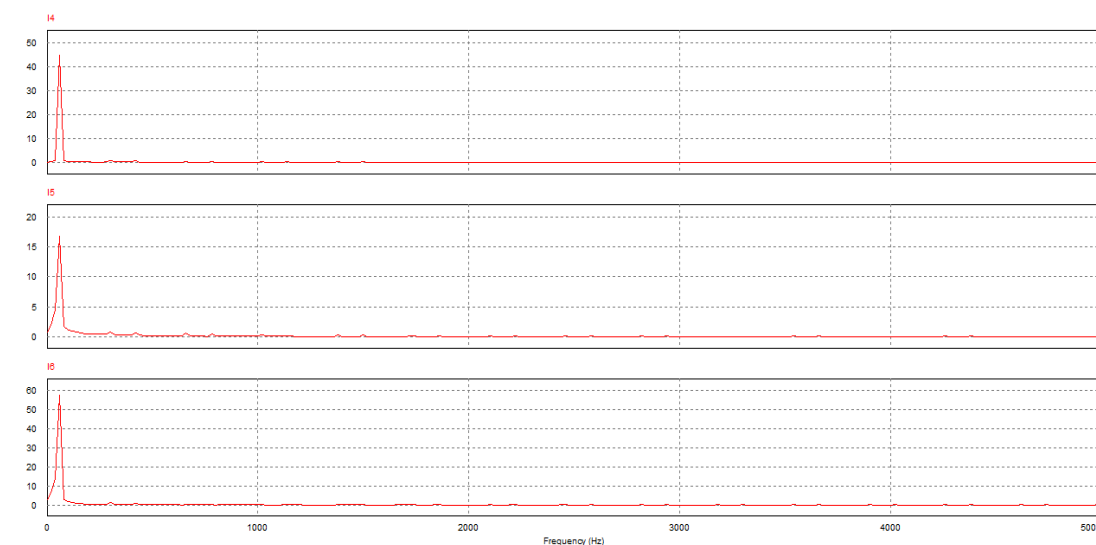
Como podemos apreciar en la figura 4.21, se cuenta con las ondas ya con poco contenido armónico de la misma forma se observa la FFT en la figura 4.22.

Figura 4.21: Diagrama de ondas en las tres fases en conexión triángulo – triángulo ($\Delta - \Delta$)



Elaboración Propia

Figura 4.22: FFT de la conexión triángulo – triángulo ($\Delta - \Delta$)

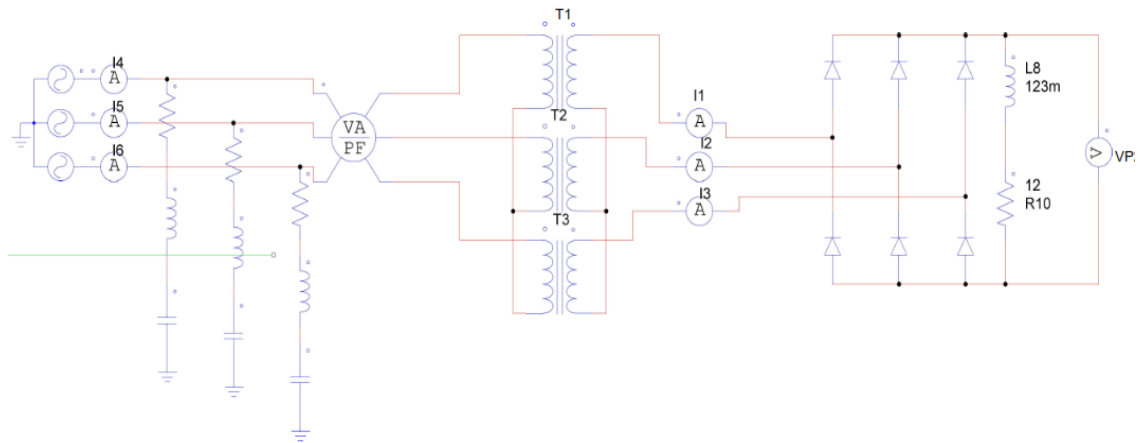


Elaboración Propia

4.1.9.2. RECTIFICADOR TRIFÁSICO EN CONEXIÓN (Y – Y)

Figura 4.23: Diagrama del rectificador con filtro, en conexión estrella – estrella

(Y – Y)



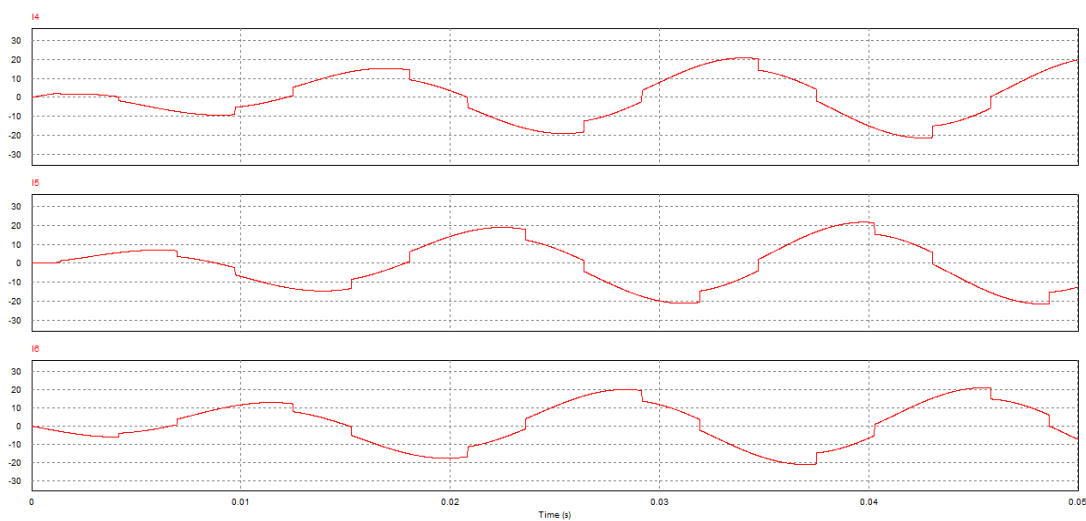
Elaboración Propia

ONDAS DEL RECTIFICADOR TRIFÁSICO CON FILTROS EN CONEXIÓN ESTRELLA – ESTRELLA (Y – Y)

Como podemos apreciar en la figura 4.24, se cuenta con las ondas ya con poco contenido armonico de la misma forma se observa la FFT en la figura 4.25.

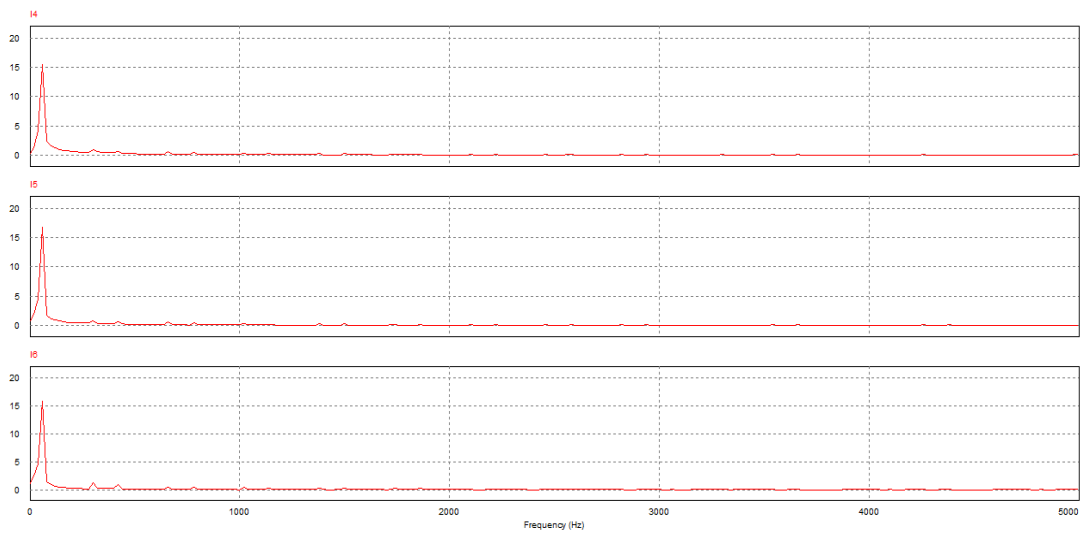
Figura 4.24: Diagrama de ondas en las tres fases en conexión estrella – estrella

(Y – Y)



Elaboración Propia

Figura 4.25: FFT de la conexión estrella – estrella

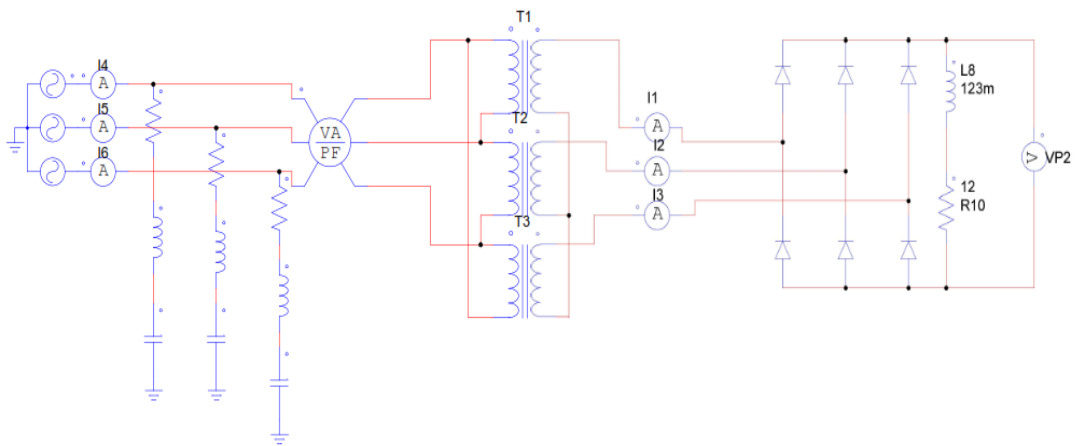


Elaboración Propia

4.1.9.3. RECTIFICADOR TRIFÁSICO EN CONEXIÓN ($\Delta - Y$)

Figura 4.26: Diagrama del rectificador con filtro, en conexión triángulo – estrella

($\Delta - Y$)



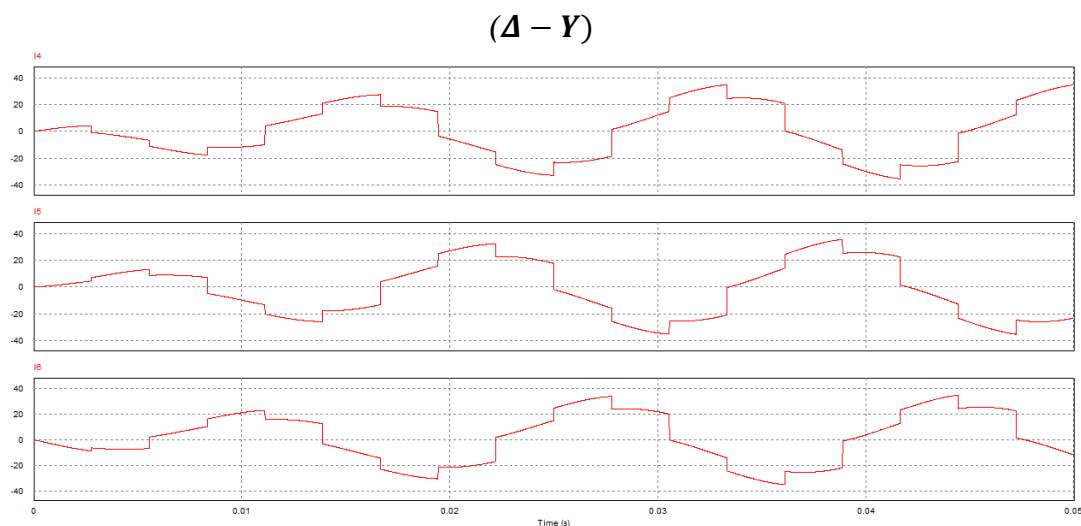
Elaboración Propia

ONDAS DEL RECTIFICADOR TRIFÁSICO CON FILTROS EN CONEXIÓN

TRIANGULO – ESTRELLA ($\Delta - Y$)

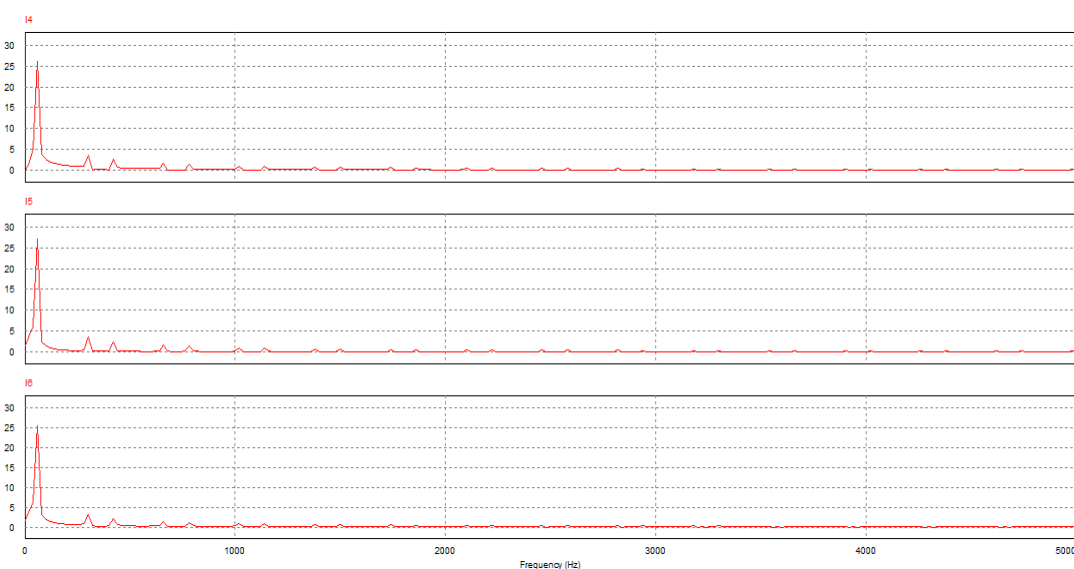
Como podemos apreciar en la figura 4.27, se cuenta con las ondas ya con poco contenido armonico de la misma forma se observa la FFT en la figura 4.28.

Figura 4.27: Diagrama de ondas en las tres fases en conexión triángulo – estrella



Elaboración Propia

Figura 4.28: FFT de la conexión triángulo – estrella ($\Delta - Y$)

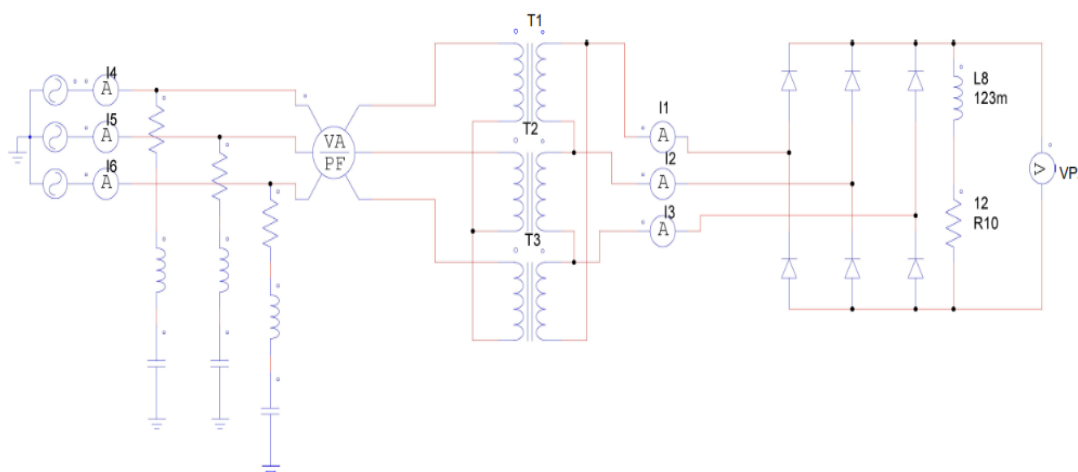


Elaboración Propia

4.1.9.4. RECTIFICADOR TRIFÁSICO EN CONEXIÓN (Y – Δ)

Figura 4.29: Diagrama del rectificador con filtro, en conexión estrella – triángulo

(Y – Δ)



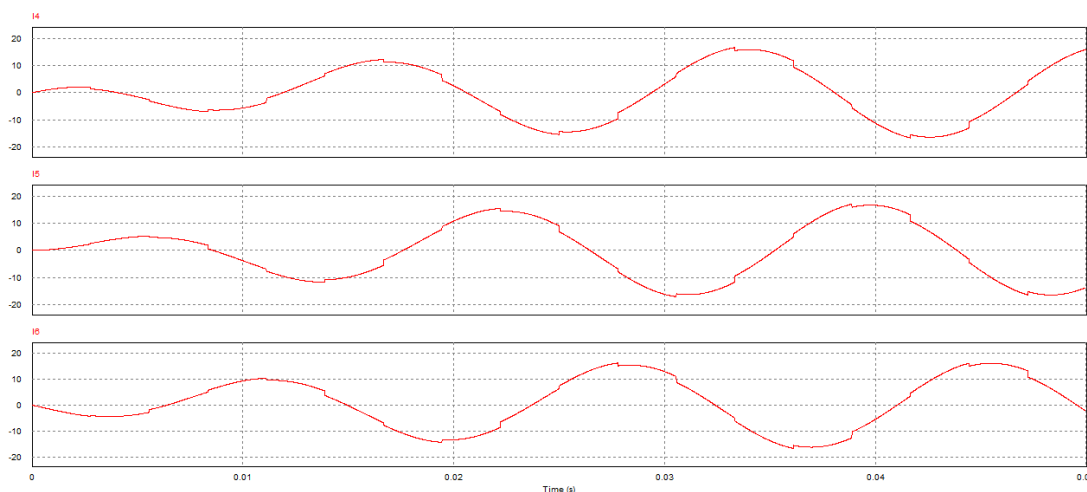
Elaboración Propia

ONDAS DEL RECTIFICADOR TRIFÁSICO CON FILTROS EN CONEXIÓN ESTRELLA – TRIANGULO (Y – Δ)

Como podemos apreciar en la figura 4.30, se cuenta con las ondas ya con poco contenido armonico de la misma forma se observa la FFT en la figura 4.31.

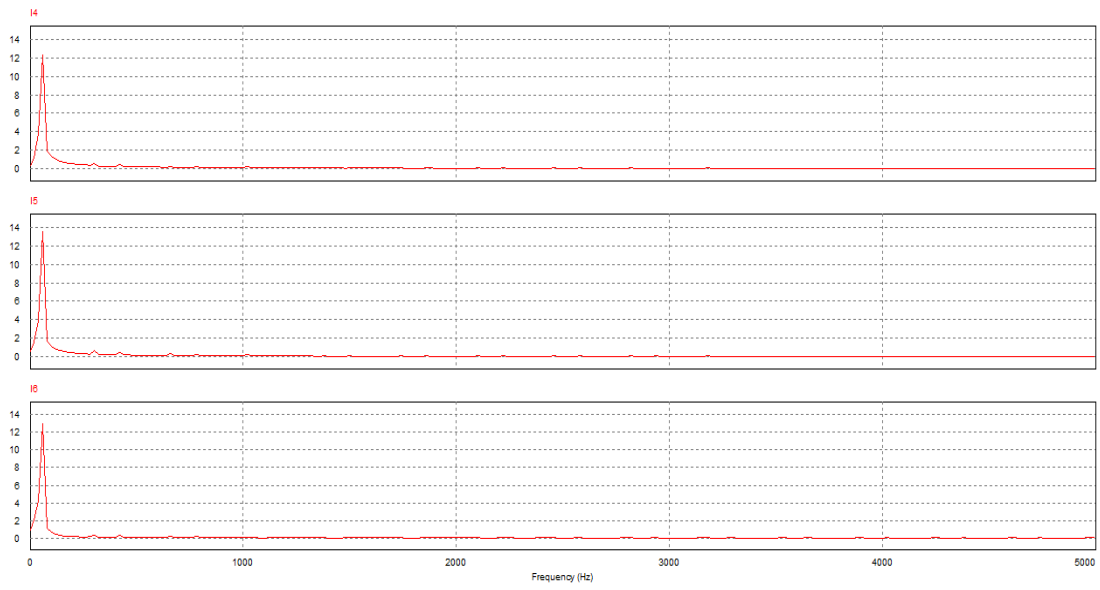
Figura 4.30: Diagrama de ondas en las tres fases en conexión estrella – triángulo

(Y – Δ)



Elaboración Propia

Figura 4.31: FFT de la conexión estrella – triangulo (Y – Δ)



Elaboración Propia

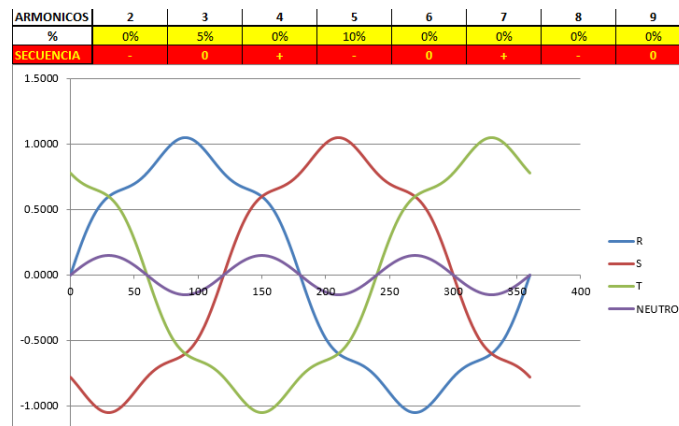
CONCLUSIONES

Primero: En el capítulo IV se analizó los rectificadores en forma general, con cargas de R, L y una fuente activa en la carga en donde se observó debido a las simulaciones realizados con el programa Matlab, que existe contenido armónico en los rectificadores con carga RL, además de eso se realizó las distintas formas de onda que se obtienen en las simulaciones de Matlab, los armónicos eléctricos no se pueden eliminar siempre existirán solo podemos reducirlas, de la misma forma se analizó en el programa de PSIM.

Segundo: Donde se observó, que las distorsiones armónicas en nuestras cargas no lineales será el diodo, en esta tesis de investigación analizamos que los diodos generan armónicos 11, 13, 23, 25, en donde se visualizó, las simulaciones en el programa de PSIM, por lo tanto, se introdujo filtros al rectificador en la cual nos disminuyó las ondas distorsionadas generadas por las cargas no lineales.

Tercero: Las distorsiones armónicas dependen de las cargas no lineales introducidos al sistema, las causas en los conductores neutros son la circulación de armónicas múltiplos de 3. Retorno por el conductor de neutro de distorsiones armónicas, en la figura siguiente se puede observar solo con 5% de distorsiones armónicas, en el tercer armónico y 10 % en el quinto armónico, al hacer el cálculo respectivo del filtro armónico anteriormente se obtuvo una THD de 0.31% cual aplicamos el filtro de distorsión armónica nos da un valor de THD de 0.045% de distorsiones armónicas.

Gráfico 5.1 Forma de onda con distorsiones eléctricas en el conductor neutro



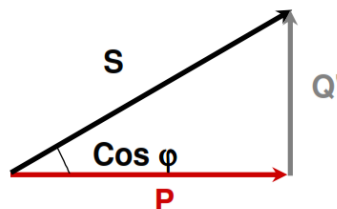
Elaboración Propia

Cuarto: Las distorsiones eléctricas en las industrias, etc. Nunca va a ser igual el factor de potencia con el coseno de ϕ , solo serán iguales cuando se hace un análisis ideal. Donde se analizó en el primer capítulo de esta tesis de investigación.

Figura 5.32: Efectos de los armónicos

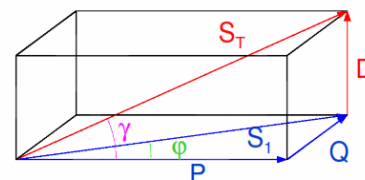
Sin armónicos:

$$\cos \phi = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}}$$



Con armónicos:

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}}$$



$\cos \phi \neq PF$

Fuente: (Análisis de Perturbaciones Eléctricas, CIRCUTOR)

En la figura 5.1, se puede visualizar cómo se comporta las distorsiones armónicas, sin armónicos tanto como también con armónicos.

RECOMENDACIONES

Primero: Al analizar las simulaciones en los programas de Matlab y PSIM, se recomienda utilizar para un estudio completo y real en un sistema de potencia el programa de Power system, ya que en el programa de PSIM solo se analizó en un transformador ideal a diferentes conexiones.

Segundo: existen diversos análisis de armónicos en los rectificadores estáticos de potencia, se recomienda que se analice con las transformadas de Hartley, ya que las transformadas de Hartley es algo similar a las Transformadas de Fourier y realizar su respectiva comparación.

Tercero: Cada avance de la ciencia existe en la actualidad ya analizadores de red ya muy modernas con nuevas aplicaciones que realizan el estudio y análisis de las distorsiones armónicas en sistemas contaminados con cargas no lineales.

BIBLIOGRAFÍA

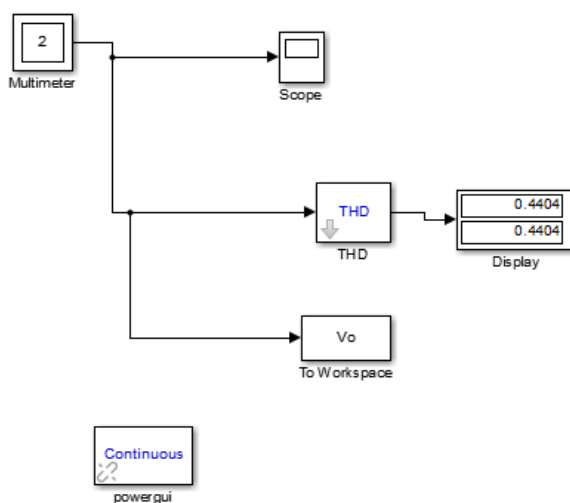
- Ed MINISTER Joseph (2015), *Determinación de armónicos en elementos pasivos en un sistema de potencia eléctrico.*
- ENRIQUEZ Harper Gilberto (1980). *Líneas de Transmisión y Redes de Distribución de Potencia Eléctrica.* Ed. Limusa, Volumen I y II, México D.F.
- ENRIQUEZ Harper Gilberto (1983). *Estudio sobre Tensiones Transitorias con Sistema Eléctrico y Coordinación de Aislamiento. Volumen II, Ed. Limusa, México D.F.*
- E. Knowlton Archer (1956). *Manual Standard del Ingeniero Electricista. Tomo I,* Ed. Labor S.A., Barcelona, Madrid.
- INDUSTRIAS UNIDAS, S.A. (IUSA). *Catálogo de Alta tensión. Westinghouse,* México D.F.
- PROYECTO Instalaciones S.A. (1979). *Especificaciones Generales de Construcción.* Ed. Limusa, S.A., México D.F.
- SIERRA Madrigal Victor (1984). *Manual Técnico de cables de energía. Ed. McGraw-Hill,* México D.F.
- VIQUEIRA Landa Jacinto (1970). *Redes Eléctricas. Ed. Presentaciones y Servicios de Ingeniería, S.A.,* México D.F.
- WAYNE Beaty H. y G. Fink Donald (1996). *Manual de Ingeniería Eléctrica Decimotercera edición,* Ed. McGraw-Hill, México.
- WESTINGHOUSE Electric Corporation (1950). *Transmission and Distribution.* Ed. Westinghouse, East Pittsburgh Pennsylvania, Estados Unidos.
- ZOPPETTI Judez Gaudencio (1981). *Estaciones Transformadoras de Distribución.* Ed. Gill, S.A., Barcelona, España.

- ARMANDO Ilamas, SALVADOR acevedo (2014). *Armónicas EN Sistemas Eléctricos Industriales*. Ed. Innovación, México.
- JURADO Francisco (2005). *Generación y Transporte de Energía Eléctrica*. Ed. Koobeht International.
- ABREU Augusto (2005). *Calidad De Potencia Eléctrica En Redes De Distribución*. Ed. Enelven, Venezuela.
- CARRILLO Leivin (2012). *Calidad De La Potencia Eléctrica*. Valledupar.
- BARRERO Fermín (2002). *Sistemas De Energía Eléctrica*. Ed. Thomson, España.
- CIVANTOS Angel (2011). *Definición y Estudio Basado En caso Practico, Minimizar Coste De Energía*.
- ESTIGARRIBIA Héctor (2007). *Armónicos En líneas De Baja Tensión*.
- FELICE Eric (2001). *Perturbaciones Armónicas, Paraninfo*.
- Yacamini, R. (1981) *Harmonics caused by transformer saturation. Presented at the International Conference on Harmonics in Power Systems, UMIST, Manchester*.
- J. Arriallaga, N. R. Watson (2003) *Power System Harmonics, Canterbury, Christchurch, New Zealand*.
- Power Quality in Power Systems <http://dx.doi.org/10.1016/B978-0-12-800782-2.00004-X>
- E. Acha, M. Madrigal (2001) *Power System Harmonics, England*.
- Serra, J. (2009). *Guia Técnica de Eficiencia Energética Eléctrica*. España: CIRCUTOR S.A.

- Zapata Oyarzun, Y. C. (2010). *Análisis Electrónico de las Soluciones que Existen en Calidad de Energía Eléctrica y Eficiencia Energética*, Trabajo de Grado, Valdivia - Chile.
- Rela, A. (2010). *Electricidad y electronica*. Buenos Aires Argentina: Anselmo L. Morvillo S.A.
- Reinaldo, Idelber (1996). *Análisis de Armónicos y su Reducción por Filtros*

ANEXOS

Anexo 7.1: Rectificador con carga resistiva



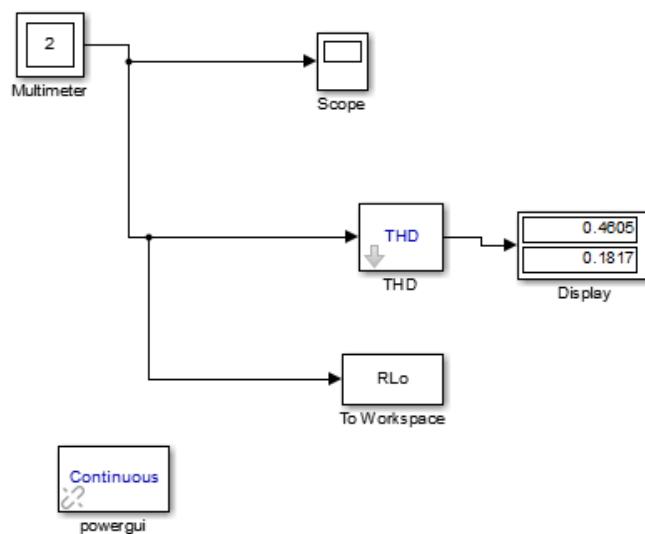
Elaboración Propia

Anexo 7.2: Datos de tensión introducidos en Powergui de la carga R

The screenshot shows the configuration for an FFT analysis in Powergui. Under 'Available signals', the signal name is 'Vo', input is 'input 1', and signal number is '1'. The 'Display' option is set to 'FFT window'. Under 'FFT settings', the start time is 0.0, number of cycles is 2, fundamental frequency is 60 Hz, and max frequency is 1000 Hz. The max frequency for THD computation is set to 'Nyquist frequency'. The display style is 'Bar (relative to fundamental)' and the base value is 1.0. The frequency axis is set to 'Harmonic order'.

Elaboración Propia

Anexo 7.3: Rectificador de carga inductiva



Elaboración Propia

Anexo 7.4: Datos de tensión introducidos en Powergui de la carga L

Available signals

Refresh

Name: RLo

Input: input 1

Signal number: 1

Display: Signal FFT window

FFT settings

Start time (s): 0.0

Number of cycles: 3

Fundamental frequency (Hz): 60

Max frequency (Hz): 1000

Max frequency for THD computation: Nyquist frequency

Display style: Bar (relative to fundamental)

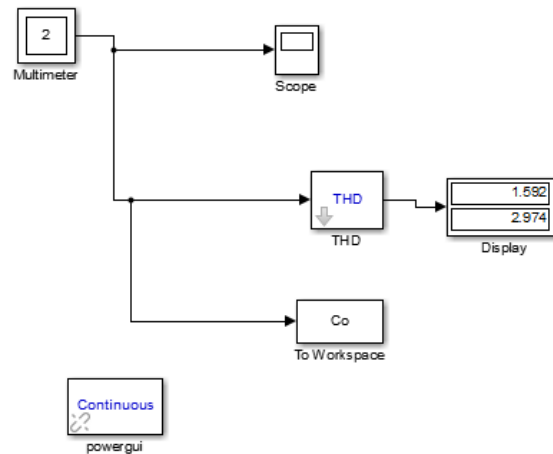
Base value: 1.0

Frequency axis: Harmonic order

Display Close

Elaboración Propia

Anexo 7.5: Rectificador de carga capacitiva



Elaboración Propia

Anexo 7.6: Datos de tensión introducidos en Powergui de la carga capacitiva

Available signals

Refresh

Name: Co

Input: input 1

Signal number: 1

Display: Signal FFT window

FFT settings

Start time (s): 0.0

Number of cycles: 2

Fundamental frequency (Hz): 60

Max frequency (Hz): 1000

Max frequency for THD computation: Nyquist frequency

Display style: Bar (relative to fundamental)

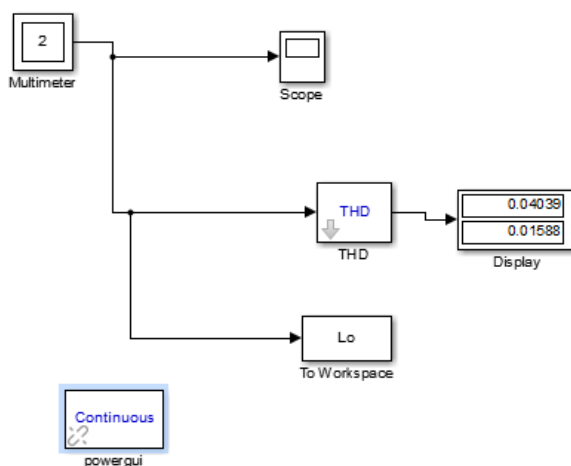
Base value: 1.0

Frequency axis: Harmonic order

Display Close

Elaboración Propia

Anexo 7.7: Rectificador de carga RL



Elaboración Propia

Anexo 7.8: : Datos de tensión introducidos en Powergui de la carga RL

Available signals

Refresh

Name:

Input:

Signal number:

Display: Signal
 FFT window

FFT settings

Start time (s):

Number of cycles:

Fundamental frequency (Hz):

Max frequency (Hz):

Max frequency for THD computation:

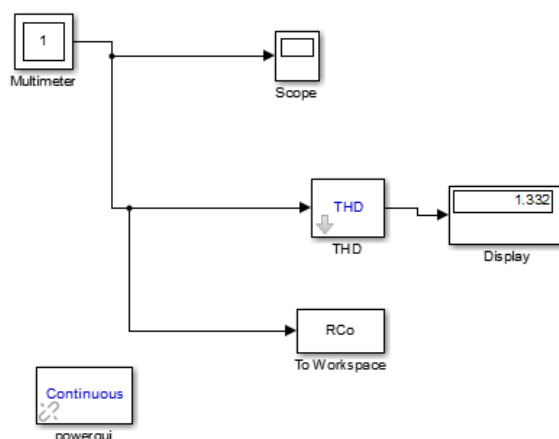
Display style:

Base value:

Frequency axis:

Elaboración Propia

Anexo 7.9: Rectificador de carga RC



Elaboración Propia

Anexo 7.10: Datos de tensión introducidos en Powergui de la carga RC

Available signals

Refresh

Name:

Input:

Signal number:

Display: Signal FFT window

FFT settings

Start time (s):

Number of cycles:

Fundamental frequency (Hz):

Max frequency (Hz):

Max frequency for THD computation:

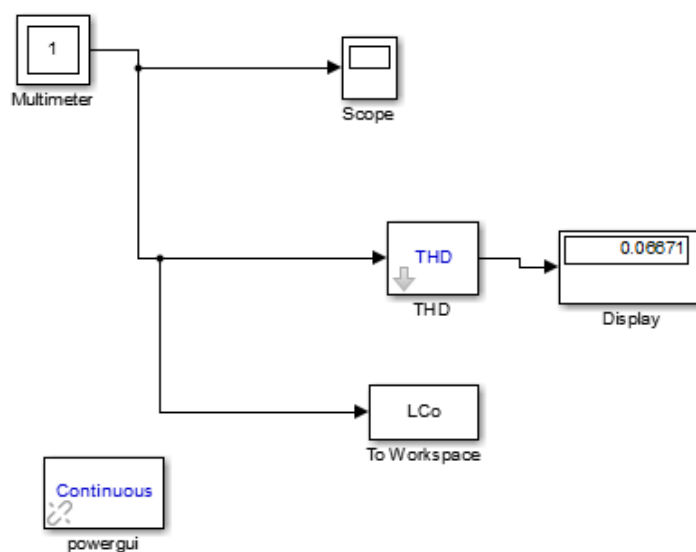
Display style:

Base value:

Frequency axis:

Elaboración Propia

Anexo 7.11: Rectificador de carga LC



Elaboración Propia

Anexo 7.12: Datos de tensión introducidos en Powergui de la carga LC

Available signals

Refresh

Name: LCo

Input: input 1

Signal number: 1

Display: Signal FFT window

FFT settings

Start time (s): 0.0

Number of cycles: 2

Fundamental frequency (Hz): 60

Max frequency (Hz): 1000

Max frequency for THD computation: Nyquist frequency

Display style: Bar (relative to fundamental)

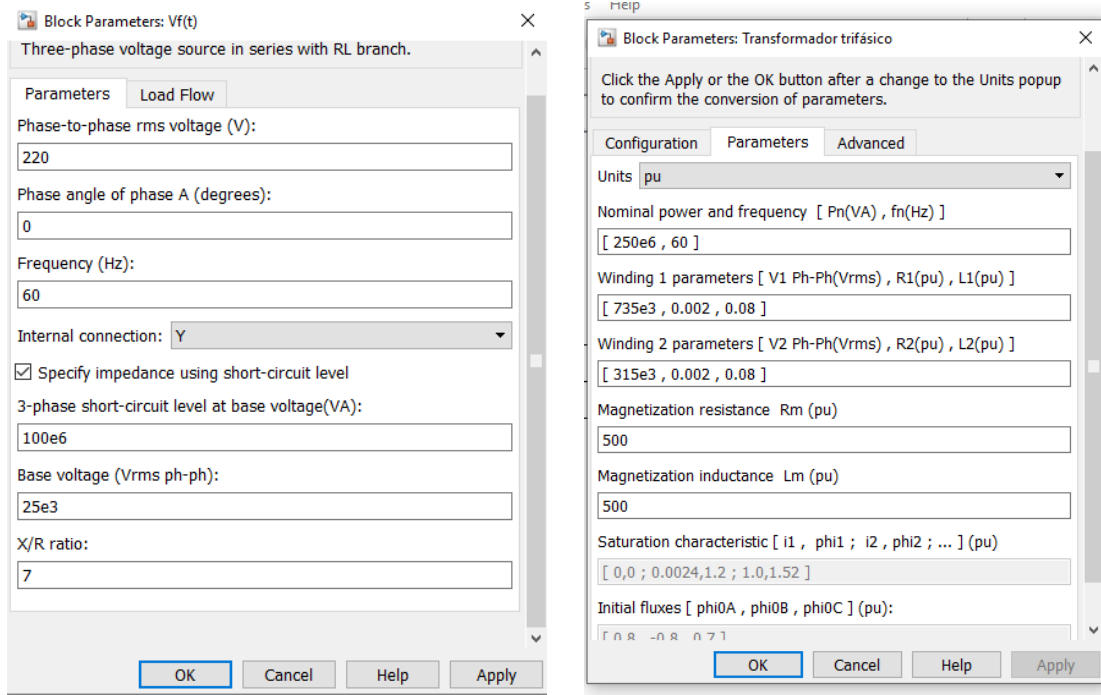
Base value: 1.0

Frequency axis: Harmonic order

Display Close

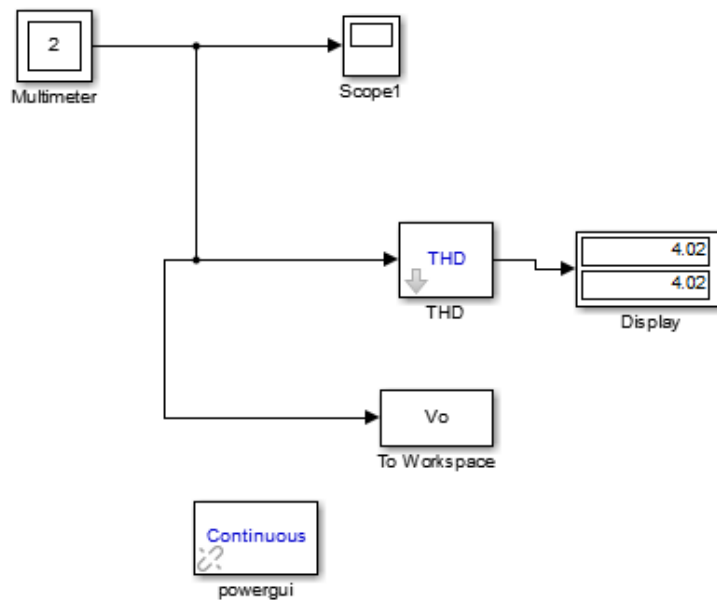
Elaboración Propia

Anexo 7.13: Parámetros de la fuente, y el transformador con carga R



Elaboración Propia

Anexo 7.14: Rectificador acoplado con transformador con carga R



Elaboración Propia

Anexo 7.15: Cálculo de los parámetros de los filtros de potencia

$$V_{m \text{ carga}} = \frac{220\sqrt{2}}{\pi} = 99.034V$$

$$V_{RMS \text{ carga}} = \frac{220\sqrt{2}}{2} = 156.56$$

$$P = \frac{V_{RMS}^2}{R} = \frac{156.56^2}{12} = 2042.59W$$

$$I_{RMS} = \frac{V_{RMS}}{R} = \frac{156.56}{12} = 13.05A$$

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{P}{V_{RMS} \cdot I_{RMS}} = \frac{2042.59}{220 \times 13.05} = 0.71$$

Calculo de potencia reactiva.

$$Q = 220 \times 13.05 \times 0.71 = 2038.41VAR$$

Calculo de potencia aparente.

$$S = 220 \times 13.05 = 2871VA$$

Calculo de los parámetros de los filtros.

Potencia reactiva del filtro.

$$Q_{\text{eff}} = P(\tan\phi_1 - \tan\phi_2)$$

$$Q_{\text{eff}} = 2042.59(\tan(\cos^{-1}(0.71)) - \tan(\cos^{-1}(0.97)))$$

$$Q_{\text{eff}} = 2008.26 \text{ VAR}$$

Reactancia del filtro.

$$X_{\text{eff}} = \frac{V_{LL}^2}{Q_{\text{eff}}}$$

$$X_{\text{eff}} = \frac{220^2}{2008.26VAR} = 24.10 \text{ ohm}$$

Capacitancia del filtro a una frecuencia de 60 Hz.

$$X_C = \frac{(h \times 0,97)^2}{(h \times 0,97)^2 - 1} \times X_{\text{eff}}$$

$$X_C = \frac{(3 \times 0,97)^2}{(3 \times 0,97)^2 - 1} \times 24,10 = 27,32 \text{ ohm}$$

El valor del capacitor será:

$$C = \frac{1}{2\pi F X_C}$$

$$C = \frac{1}{2\pi \times 60 \times 27,32} = 97,09 \mu\text{F}$$

Inductancia del filtro a una frecuencia de 60 Hz.

$$X_L = \frac{27,32}{(3 \times 0,97)^2} = 3,22 \text{ ohm}$$

El valor del inductor será:

$$L = \frac{3,22}{2\pi \times 60} = 8,54 \text{ mH}$$