



Universidad de San Carlos de Guatemala
Facultad de Ingeniería
Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica

ANÁLISIS DEL DESEMPEÑO DE LOS TRANSFORMADORES ANTE LA PRESENCIA DE ARMÓNICOS

Jaime Vinicio Bardales Oliva

Asesorado por el Ing. Otto Fernando Andrino Gonzáles

Guatemala, junio de 2010

UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS DE GUATEMALA



FACULTAD DE INGENIERÍA

**ANÁLISIS DEL DESEMPEÑO DE LOS TRANSFORMADORES ANTE
LA PRESENCIA DE ARMÓNICOS**

TRABAJO DE GRADUACIÓN

PRESENTADO A LA JUNTA DIRECTIVA DE LA
FACULTAD DE INGENIERÍA

POR:

JAIME VINICIO BARDALES OLIVA
ASESORADO POR EL ING. OTTO FERNANDO ANDRINO
GONZÁLES

AL CONFERÍRSELE EL TÍTULO DE
INGENIERO ELECTRICISTA

GUATEMALA, JUNIO DE 2010

UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS DE GUATEMALA

FACULTAD DE INGENIERÍA



NÓMINA DE JUNTA DIRECTIVA

DECANO	Ing. Murphy Olympo Paiz Recinos
VOCAL I	Inga. Glenda Patricia García Soria
VOCAL II	Inga. Alba Maritza Guerrero de Lòpez
VOCAL III	Ing. Miguel Ángel Dávila Calderón
VOCAL IV	Br. Luis Pedro Ortíz De León
VOCAL V	Br. José Alfredo Ortíz Herincx
SECRETARIA a.i.	Inga. Mayra Grisela Corado Garcia

TRIBUNAL QUE PRACTICÓ EL EXAMEN GENERAL PRIVADO

DECANO	Ing. Murphy Olympo Paiz Recinos
EXAMINADOR	Ing. Manuel Fernando Barrera Pérez
EXAMINADOR	Ing. Otto Fernando Andrino Gonzáles
EXAMINADOR	Ing. Saúl Cabezas Durán
SECRETARIA	Inga. Marcia Ivònne Véliz Vargas

HONORABLE TRIBUNAL EXAMINADOR

Cumpliendo con los preceptos que establece la ley de la Universidad de San Carlos de Guatemala, presento a su consideración mi trabajo de graduación titulado:

ANÁLISIS DEL DESEMPEÑO DE LOS TRANSFORMADORES ANTE LA PRESENCIA DE ARMÓNICOS,

tema que me fuera asignado por la Dirección de la Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica, el 07 de abril de 2005.



Jaime Vinicio Bardales Oliva

Guatemala, Abril 11 del 2008.

Ingeniero
José Guillermo Bedoya Barrios
Coordinador Área de Potencia
Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica

Estimado Ingeniero Bedoya:

Después de haber realizado la asesoría del trabajo de graduación titulado:
Análisis del desempeño de los transformadores ante la presencia de armónicos,
desarrollado por el estudiante **Jaime Vinicio Bardales Oliva** y llenando este los
objetivos trazados, extiendo la aprobación del mismo.

Por lo tanto, el autor de este trabajo de graduación y, yo, como su asesor, nos
hacemos responsables por el contenido y conclusiones del mismo.

Atentamente,



Ing. Otto Fernando Andino González
Asesor Ingeniería Eléctrica.

UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS
DE GUATEMALA



Guatemala, 11 de ABRIL 2008.

FACULTAD DE INGENIERIA

Señor Director
Ing. Mario Renato Escobedo Martínez
Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica
Facultad de Ingeniería, USAC.

Señor Director:

Me permito dar aprobación al trabajo de Graduación titulado:
Análisis del desempeño de los transformadores ante la presencia de armónicos, del estudiante; Jaime Vinicio Bardales Oliva, por considerar que cumple con los requisitos establecidos para tal fin.

Sin otro particular, aprovecho la oportunidad para saludarle.

Atentamente,

ID Y ENSEÑANZA A TODOS

Ing. José Guillermo Bardales Barrios
Coordinador Área de Potencia



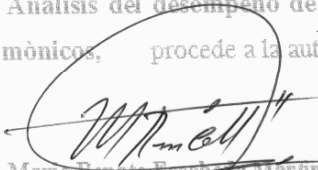
JGBB/sro

UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS
DE GUATEMALA



FACULTAD DE INGENIERIA

El Director de la Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica, después de conocer el dictamen del Asesor, con el Visto Bueno del Coordinador de Área, al trabajo de Graduación del estudiante; Jaime Vinicio Bardales Oliva titulado: **Análisis del desempeño de los transformadores ante la presencia de armónicos**, procede a la autorización del mismo.


Ing. Mario Renato Escobedo Martínez

DIRECTOR



GUATEMALA, 15 DE ABRIL 2,008.

Universidad de San Carlos
de Guatemala



Facultad de Ingeniería
Decanato

Ref. DTG.221.2010

El Decano de la Facultad de Ingeniería de la Universidad de San Carlos de Guatemala, luego de conocer la aprobación por parte del Director de la Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica, al trabajo de graduación titulado: **ANÁLISIS DEL DESEMPEÑO DE LOS TRANSFORMADORES ANTE LA PRESENCIA DE ARMÓNICOS**, presentado por el estudiante universitario **Jaime Vinicio Bardales Oliva**, autoriza la impresión del mismo.

IMPRÍMASE

Ing. Murphy Olimpo Paiz Recinos
Decano



Guatemala, junio 2010

/cc

AGRADECIMIENTOS A:

- DIOS Por darme la vida, por iluminarme y por darme una cuarta oportunidad para poder alcanzar esta meta.
- MIS PADRES Por estar conmigo en todo momento y apoyarme.
- MIS HERMANOS Por brindarme todo su apoyo.y cariño.
- MIS MAESTROS Por brindarme sus conocimientos
- Mis amigos y compañeros de estudio
- Todas aquellas personas que en una u otra forma me brindaron su ayuda.

ÍNDICE GENERAL

ÍNDICE DE ILUSTRACIONES.....	IX
GLOSARIO.....	XIX
RESUMEN.....	XXI
OBJETIVOS.....	XXIII
INTRODUCCIÓN.....	XXV
1. TRANSFORMADORES.....	1
1.1 Definición de un transformador.....	1
1.2 Tipos y construcción de transformadores.....	1
1.3 Transformador ideal.....	8
1.3.1 Campo magnético.....	8
1.3.2 Permeabilidad magnética de un material.....	10
1.3.3 Fuerza magnetomotriz.....	12
1.4 Transformador real.....	19
1.4.1 Curva de saturación.....	19
1.4.2 Efecto histéresis.....	22
1.4.2.1 Explicación de el efecto de saturación y de histéresis en un núcleo ferromagnético.....	25
1.4.3 Efecto parásito.....	27
1.4.4 Flujo de dispersión.....	30
1.4.5 Corriente de excitación.....	32
1.4.6 Modelo aproximado de un transformador real.....	36
1.4.7 Circuito equivalente aproximado.....	37
1.4.8 Regulación de voltaje y eficiencia de un transformador.....	41
1.4.9 Sistemas de medición en por unidad.....	45
1.5 El autotransformador.....	48

1.6	Transformadores trifásicos.....	53
2.	FUNDAMENTOS DE FORMA DE ONDA NO SINUSOIDAL.....	55
2.1	Antecedentes.....	55
2.2	Conceptos.....	55
2.2.1	Función periódica.....	55
2.2.2	Función ortogonal.....	57
2.2.3	Serie de Fourier.....	58
2.2.3.1	Funciones par-impar.....	62
2.2.3.1	Simetría par.....	65
2.2.3.2	Simetría impar.....	67
2.2.3.3	Simetría semi-ondulada.....	69
2.2.4	Transformada de Fourier.....	70
2.3	Valores eficaz de forma de onda no sinusoidal.....	73
2.4	Corriente y voltaje eficaz.....	73
2.5	Potencia promedio.....	75
2.6	Potencia aparente.....	77
2.7	Factor de potencia.....	77
3.	ARMÓNICAS Y FUENTES DE ONDA NO SINUSOIDAL.....	81
3.1	Armónicas.....	81
3.1.1	Definición de armónicas.....	82
3.1.2	Características de la distorsión armónica.....	84
3.1.3	Descomposición de una onda distorsionada.....	85
3.1.4	Potencia fundamental y armónica.....	86
3.1.5	Relación entre componentes armónicas y de secuencia.....	87
3.1.6	Factor de distorsión armónica total (THD%).....	88
3.1.7	Interpretación física de la distorsión armónica total.....	88
3.1.8	Formas de onda distorsionadas.....	90
3.1.9	Fuentes que generan distorsión armónica de voltaje.....	91

3.1.9.1	Dispositivos ferromagnéticos.....	91
3.1.9.2	Los hornos de arco.....	93
3.1.9.3	Convertidores estáticos.....	96
3.1.10	Fuentes que generan distorsión armónica de corriente	99
3.1.10.1	Dispositivos de electrónica de potencia.....	99
3.1.10.2	Los hornos de arco eléctrico.....	99
3.1.11	Los efectos de las armónicas.....	102
3.2	Fuentes de onda no sinusoidal.....	108
3.2.1	Fuentes no lineales.....	108
3.2.1.1	Zona industrial.....	111
3.2.1.1.1	Convertidor estático de potencia.....	113
3.2.1.1.2	Variador de velocidad en C.A. (ASD).....	115
3.2.1.1.3	Controles de CD.....	119
3.2.1.2	Zona comercial.....	120
3.2.1.2.1	Fuentes de potencia electrónica.....	121
3.2.1.2.2	Alumbrado fluorescente.....	122
3.2.1.2.3	Variadores de velocidad (ASD`S).....	123
3.2.1.3	Zona residencial.....	126
3.3	Distorsión de voltaje y de corriente.....	127
3.3.1	Lineamientos para clientes individuales.....	129
3.3.2	Los lineamientos para las compañías de electricidad.....	130
3.4	Penetración armónica en sistemas eléctricos de potencia en CA.....	131
3.4.1	Resonancia.....	131
3.4.2	Penetración armónica en máquinas rotativas.....	138
3.4.3	Penetración armónica en líneas de transmisión.....	141
3.4.4	Transformadores.....	143
3.4.5	Equipos de interrupción.....	147
3.4.6	Equipos de protección.....	148
3.4.7	Dispositivos de medición.....	151
3.4.8	Equipo electrónico.....	154

4. TIPOS DE CONEXIONES DE TRANSFORMADORES.....	155
4.1 Conexión estrella-estrella.....	155
4.2 Conexión delta-delta.....	156
4.3 Conexión estrella-delta.....	159
4.4 Conexión delta-estrella.....	161
4.5 Conexión tipo T.....	162
4.6 Conexión zig-zag.....	164
4.7 Condiciones de desequilibrio en las conexiones, corrientes y de secuencia cero.....	165
4.7.1 Desequilibrio en bancos delta-delta.....	165
4.7.2 Desequilibrio en bancos estrella-estrella con neutro aislado.....	168
4.7.3 Cargas monofásicas conectadas a sistemas trifásicos....	169
4.7.4 Corrientes de secuencia cero.....	172
4.7.4.1 Bancos trifásicos de unidades monofásicas y unidades trifásicas.....	172
4.7.5 Componentes armónicos debidas al tipo de conexión de transformadores.....	177
4.7.5.1 Conexión estrella-estrella.....	177
4.7.5.2 Conexión delta-estrella.....	178
5. METODOLOGÍA PARA LA DETERMINACIÓN DE LA CAPACIDAD MÁXIMA DE LOS TRANSFORMADORES CONECTADOS A CARGAS NO SINUSOIDALES.....	181
5.1 Estándares.....	182
5.1.1 Límites de distorsión de voltaje.....	183
5.1.2 Límites de distorsión de corriente.....	185
5.2 Disminución de la capacidad de un transformador.....	189
5.2.1 Pérdidas en el transformador.....	190

5.2.1.1	Pérdidas en el núcleo.....	191
5.2.1.1.1	Pérdidas debidas al lazo de histéresis.....	194
5.2.1.1.2	Pérdidas debidas a las corrientes de Eddy.....	196
5.2.1.2	Pérdidas en los devanados.....	199
5.2.1.3	Pérdidas con carga.....	205
5.2.1.4	Pérdidas totales.....	206
5.2.2	Efectos de la adición de los componentes armónicas de corrientes en las pérdidas del transformador.....	206
5.2.3	Capacidad equivalente del transformador.....	207
5.3	Determinación de los parámetros para el cálculo de la disminución de capacidad de un transformador.....	208
5.3.1	Factor de pérdidas armónicas para corrientes de Eddy en el devanado.....	211
5.3.2	Factor de pérdidas armónicas por otras pérdidas de dispersión.....	212
5.4	Cálculo de la disminución de un transformador considerando los datos de diseño de la densidad de pérdidas por corrientes de Eddy.....	213
5.4.1	Transformadores tipo seco.....	214
5.4.2	Transformadores inmersos en aceite.....	215
5.5	Cálculo de la disminución de un transformador considerando los datos disponibles de los reportes de pruebas certificados.....	216
5.6	Selección de la capacidad de un transformador de acuerdo con el tipo de carga (factor K).....	220
5.6.1	Índice K de la carga propuesta por la Federal Pacific Company.....	222
5.6.2	Procedimiento de cálculo para el factor K de una carga..	223
5.7	Ejemplos de cálculo de la disminución de transformadores considerando el estándar C57-110-1998.....	225

5.7.1	Factor de pérdidas armónicas debido a las corrientes de Eddy.....	225
5.7.2	Factor de pérdidas armónicas debido a otras pérdidas por dispersión.....	226
5.7.3	Cálculos de la disminución de la capacidad de transformadores tipo seco considerando los datos de diseño de la densidad de pérdidas con corrientes de Eddy.....	227
5.7.4	Cálculos de la disminución de la capacidad de diseño transformadores inmersos en aceite considerando los datos de diseño.....	228
5.7.5	Cálculos de la disminución de la capacidad de transformadores tipo seco considerando los datos disponibles del reporte de pruebas certificado.....	232
5.7.6	Cálculos de la disminución de la capacidad de transformadores inmersos en aceite considerando los datos disponibles del reporte de pruebas certificados.....	235
5.7.7	Ejemplos de cálculo del factor K partiendo del método utilizado por la Federal Pacific Company.....	241

6. EVALUACIÓN DE LAS PÉRDIDAS DEBIDAS A CARGAS NO SINUSOIDALES.....245

6.1	Normas técnicas del servicio de distribución.....	245
6.1.1	Distorsión armónica de la tensión generada por el distribuidor.....	245
6.1.2	Flicker generado por el distribuidor.....	249
6.1.3	Distorsión armónica de la tensión generada por el usuario.....	252
6.1.4	Flicker generado por el usuario.....	256
6.2	Pérdidas armónicas en casas de habitación.....	260

6.3 Pérdidas en los alimentadores (redes de distribución de baja tensión).....	263
6.4 Factor de potencia.....	271
6.4.1 Penalización del factor de potencia.....	271
6.4.2 Corrección del factor de potencia en sistemas con armónicas.....	272
6.4.2.1 Consideraciones practicas en la corrección del factor de potencia.....	275
CONCLUSIONES.....	285
RECOMENDACIONES.....	287
BIBLIOGRAFÍA.....	289
APÉNDICES.....	291
ANEXOS.....	299

ÍNDICE DE ILUSTRACIONES

FIGURAS

1. Vista y corte de un transformador tipo núcleo.....	2
2. Transformador tipo núcleo, a) Bobinas y núcleo, b) Vista del núcleo ya instalado dentro del transformador.....	2
3. Vista de un núcleo tipo acorazado con indicación de la longitud magnética media.....	4
4. Núcleo acorazado utilizado en transformadores ABB.....	5
5. Tipos de construcción trifásica de transformadores tipo núcleo.....	6
6. Transformador tipo poste.....	6
7. Transformador tipo pedestal.....	7
8. Transformador tipo estación.....	7
9. Transformadores secos.....	7
10. Trayectoria del flujo magnético en un material ferromagnético.....	12
11. a) Parámetros del circuito eléctrico, b) Parámetros del circuito magnético.....	14
12. Transformador real alimentado y conectado a una carga inductiva.....	15
13. Desfasamiento de la corriente de magnetización con respecto al voltaje V_1	16
14. Curvas de saturación. a) Dobles extremos cuando se llega a un nivel de valores H_0 y B_0 , b) Linealidad para un intervalo determinado de valores.....	20
15. Regiones de la curva de saturación.....	21
16. Efecto de histéresis. a) Corriente alterna, b) Efecto de la corriente alterna en el material ferromagnética.....	23

17. Alineamiento de los átomos en un material ferromagnético, a) Sin presencia de un campo magnético, b) En presencia de un campo magnético.....	25
18. Área de la curva de histéresis.....	27
19. Corte de núcleo con una circulación de flujo magnético mutuo	28
20. División de la sección transversal de un núcleo para minimizar el flujo de corrientes parásitas.....	29
21. Flujos de dispersión.....	31
22. a) Curva de magnetización del núcleo de un transformador, b) Corriente de magnetización causada por el flujo en el núcleo del transformador.....	34
23. Corriente de pérdida en el núcleo de un transformador.....	35
24. Corriente total de excitación de un transformador.....	36
25. Modelo aproximado de un transformador real.....	37
26. Esquema de impedancias.....	38
27. Simplificación del modelo aproximado del transformador.....	39
28. Circuito simplificado.....	40
29. Circuito simplificado de un transformador.....	42
30. Diagrama fasorial de un transformador que trabaja con un factor de potencia atrasado.....	43
31. Diagramas fasoriales de un transformador. a) Factor de potencia unitario, b) Factor de potencia en adelanto.....	44
32. Diagrama de un autotransformador elevador. a) Bobinas conectadas de manera convencional, b) Bobinas reconectadas como autotransformador.....	49
33. Diagrama de conexión de un autotransformador reductor.....	50
34. Banco de transformadores trifásicos, compuesto por transformadores independientes.....	54
35. Transformador trifásico enrollado en un núcleo de tres columnas...	54
36. Período de una función periódica.....	56
37. Representaciones gráficas de una función, (a) Par, b) Impar	65
38. Función coseno, ejemplo de una función de simetría par.....	66

39. Representación gráfica de una función impar.....	67
40. Representación gráfica de una función semi-ondulada.....	70
41. Diagrama de potencias para un sistema lineal.....	78
42. Diagrama de potencias par un sistema no-lineal.....	79
43. Muestra una onda senoidal de 60 Hz y 2 ^a , 3 ^a , 4 ^a y 5 ^a armónicas...83	
44. a) Circuito, b) Onda resultante (e_r) obtenida de la superposición de la 3 ^a armónica (e_2) en fase sobre la fundamental (e_1).....	84
45. Onda cuadrada creada por la superposición de un número infinito de armónicas impares sobre la fundamental de 1 pu.....	85
46. a) Onda distorsionada, b) Su descomposición en una fundamental y sus componentes armónicas (Serie de Fourier).....	85
47. Corrientes o voltajes trifásicos balanceados con 3 ^a armónica.....	87
48. Contenido armónico de una onda distorsionada.....	89
49. Forma de onda con varios factores de distorsión y ángulos de fase, a) 15 % de la 5 ^a armónica en fase con la fundamental, b) 30 % de la 5 ^a armónica un desfase de 0°, c) 15 % de la 5 ^a armónica desfasada 180°	90
50. Armónicas producidas durante la operación de arco eléctrico, a) Corriente demandada por un horno de arco eléctrico, b) Voltaje en el bus.....	93
51. Guía para la percepción humana del flicker.....	96
52. Efecto de las cargas controladas por controladores de velocidad, a) Diagrama unifilar del sistema, b) Corriente alterna en las tres fases.....	97
53. Propagación de corrientes y voltajes armónicos, a través del sistema de potencia.....	98
54. Horno de arco mostrando que los electrodos están arriba hasta que los arcos son establecidos entre cada electrodo y el acero.....	100
55. Armónicas producidas durante la operación de arco eléctrico, a) Durante el período inicial de fundición donde la 2 ^a y 3 ^a corrientes armónicas son dominantes, b) Durante el período de refinación donde la 2 ^a y 3 ^a son dominantes, pero reducidas en un 7-8 %.....	101

56. Fuentes de potencia ininterrumpibles para alimentar una computadora.....	104
57. Campos magnéticos que generan campos inducidos.....	105
58. Cables con pantalla minimizan los efectos del voltaje inducido.....	105
59. Factor de influencia telefónica vrs. Frecuencia.....	107
60. Carga electrónica conectada a un sistema de suministro de energía eléctrica.....	109
61. Efecto de una carga electrónica en un sistema eléctrico.....	110
62. Sistema con carga no-lineal.....	117
63. Límites para una carga con variadores de velocidad y efecto del inductor de choques.....	118
64. Corriente de demanda por una lámpara fluorescente.....	123
65. Resonancia en serie.....	132
66. X_C en resonancia con la X_T	133
67. Circuito equivalente visto desde la fuente.....	134
68. Resonancia en paralelo.....	136
69. Propagación de corriente distorsionada través del sistema y distorsión de voltaje.....	137
70. Modelo pi en función de sus parámetros armónicos.....	142
71. Saturación del transformador y armónicas, a) Energización de un transformador sin carga, b) Sobre voltaje transitorio en el transformador, c) Corriente de excitación del transformador con alto contenido armónico.....	145
72. Relevadores de sobrecorriente en un generador.....	149
73. Gráfica de frecuencia vrs precisión de la lectura de medición.....	152
74. Medición de la potencia fundamental, con un pequeño error negativo debido a las 3ª y 5ª corrientes armónicas.....	153
75. Conexión estrella-estrella, a) Configuración, b) Diagrama esquemático de conexión de los transformadores.....	155
76. Gráfico representativo de la configuración delta-delta.....	156
77. Diagrama esquemático de la configuración delta-delta.....	157
78. Diagrama esquemático de la configuración delta abierta.....	158

79. Conexión estrella-delta, a) Diagrama gráfico, b) Diagrama esquemático de la conexión de los transformadores.....	159
80. Conexión delta-estrella, a) Diagrama gráfico. b) Diagrama esquemático de la conexión de los transformadores.....	161
81. Configuración T para obtener una salida trifásica,.....	162
82. Diagrama gráfico de la conexión T.....	163
83. Configuración zig-zag, a) Con neutro aterrizado, b) El neutro no aterrizado.....	164
84. Corrientes circulantes debidas a las desigualdad en la razón de transformación.....	166
85. Impedancia total en el devanado secundario.....	167
86. Banco estrella-estrella con neutro aislado.....	169
87. Dirección de las corrientes monofásicas en los devanados de un sistema trifásico debidas a una carga monofásica en base a una razón de transformación de 1:1.....	170
88. Circulación de corrientes debidas a la conexión de una carga monofásica en un banco estrella-delta.....	170
89. Carga monofásica conectada a un banco delta-delta.....	171
90. Circulación de corrientes monofásicas en un banco delta-delta trifásico.....	172
91. Unidad trifásica con primario en estrella-neutro aterrizado.....	174
92. Corrientes y flujos de secuencia cero en un banco trifásico de unidades monofásicas.....	174
93. Flujos de corrientes de secuencia cero en una unidad de transformación trifásica.....	176
94. Rectificación trifásico de 6 pulsos en conexión estrella-estrella....	177
95. a) Circuito de un rectificador con alimentación en conexión delta-delta, b) voltajes de los elementos del rectificador, voltaje entregado a la carga, corrientes de los diodos y corrientes de entrada (de red) en C.A.....	179
96. Sección transversal de un transformador.....	192
97. Espectro armónico utilizado por Alexander Eigeles	195

98. Distribución de la densidad de flujo magnético en laminaciones de acero de máquinas eléctricas.....	198
99. Diagrama unifilar de una casa de habitación.....	260
100. Forma de onda de corriente armónica.....	261
101. Forma de onda de voltaje armónica.....	262
102. Error en los waththorímetros de inducción debido a la distorsión de corriente.....	263
103. Diagrama unifilar de las cargas.....	265
104. Sistema con bajo factor de potencia	272
105. Factor de potencia compensado con un banco de capacitores.....	273
106. Carga con bajo factor de potencia y circulación de corrientes armónicas.....	273
107. Efecto del capacitor en un sistema contaminado por armónicas....	274
108. Efecto de un filtro utilizado para compensar el factor de potencia.	274
109. Esquema general del sistema eléctrico.....	276
110. Sistema eléctrico después de la instalación de los capacitores....	277
111. Esquema general del sistema eléctrico contaminado con 5 ^a armónica.....	279
112. Límites de tolerancia de voltaje y corrientes armónicas en el capacitor.....	293
113. Curvas de tiempo inverso de un relé 51 de inducción en la presencia de armónicos, a) Relé Westinghouse, b) Relé General Electric 121AC51B806A.....	295
114. Pico de voltaje.....	297
115. Depresión de voltaje.....	297
116. Dilatación de voltaje.....	298
117. Sobrevoltaje.....	298
118. Parpadeo.....	299
119. Interrupción de energía.....	299
120. Ruido eléctrico.....	300
121. Distorsión armónica.....	300

122. Corriente en un horno de inducción 1, a) Forma de onda, b) Contenido armónico.....	303
123. Horno de inducción 2, a) Voltaje en el horno, b) Corriente en el horno, c) Contenido armónico de la corriente.....	304
124. Horno de inducción 3, a) Voltaje en terminales, b) Corriente de línea, c) Contenido armónico de la corriente.....	305
125. Corriente armónica de lámpara Lights of America, a) Forma de onda, b) Contenido armónico.....	306
126. Corriente armónica de lámpara Philips de 13 watts, a) Forma de onda, b) Contenido armónico.....	307
127. Corriente armónica de lámpara Solar, a) Forma de onda, b) Contenido armónico.....	308
128. Corriente armónica de lámpara con balastro, a) Forma de onda, b) Contenido armónico.....	309
129. Corriente armónica de lámpara Philips de 32 watts, a) Forma de onda, b) Contenido armónico.....	310
130. Corriente armónica del CPU Packard Bell, a) Forma de onda, b) Contenido armónico.....	311
131. Corriente armónica del Monitor Laser, a) Forma de onda, b) Contenido armónico.....	312
132. Corriente armónica de la impresora Epson L-1000, a) Forma de onda, b) Contenido armónico.....	313
133. Corriente armónica de un equipo de cómputo, a) Forma de onda, b) Contenido armónico.....	314
134. Corriente armónica de campana extractora, a) Forma de onda, b) Contenido armónico.....	315
135. Corriente armónica de refrigerador, a) Forma de onda, b) Contenido armónico.....	316
136. Corriente de televisor Sony, a) Forma de onda, b) Contenido armónico.....	317
137. Corriente de Videocasetera Panasonic, 120 volts, 19 watts, a) Forma de onda, b) Contenido armónico.....	318

138. Corriente armónica de un horno de microondas, a) Forma de onda, b) Contenido armónico.....	319
--	-----

TABLAS

I. Relación entre secuencia de fase y orden armónico.....	60
II. Sistema de bajo voltaje clasificación y límites de distorsión, según IEEE 519.....	68
III. Distorsión de la señal debidas a las cargas en un instalación comercial.....	84
IV. Efecto de las cargas electrónicas en la forma de onda.....	85
V. Límites de distorsión de voltaje según IEEE 519.....	123
VI. Límites en la distorsión de la corriente según IEEE 519.....	124
VII. Distribución de las pérdidas por corrientes de eddy para enfriamiento natural, según IEEE C57.12.00-193.....	147
VIII. Índice K de la carga propuesto por Federal Pacific Company, a) y b) índices del factor I_{LK} de acuerdo con el factor K de la carga.....	152
IX. Porcentaje de cargas No-lineal para un factor K determinado, según Federal Pacific Company.....	153
X. Distribución armónica para el ejemplo de factor de pérdidas por corrientes de eddy.....	154
XI. Tabulación para la obtención de el factor de pérdidas por corrientes de eddy.....	154
XII. Distribución armónica para el ejemplo del factor de pérdidas por dispersión.....	155
XIII. Distribución armónica para el ejemplo de transformadores tipo seco.....	155
XIV. Tabulación armónica para la obtención del cálculo para el ejemplo de transformadores tipo seco.....	156

XV.	Distribución armónica para el ejemplo de transformadores inmersos en aceite, considerando los datos de diseño.....	157
XVI.	Tabulación armónica para el ejemplo de transformadores inmersos en aceite, considerando los datos de diseño.....	157
XVII.	Tabulación de las pérdidas totales para transformadores inmersos en aceite.....	158
XVIII.	Distribución armónica para el ejemplo de transformadores tipo seco, considerando los datos del reporte de pruebas certificados.....	159
XIX.	Tabulación armónica para el ejemplo de transformadores tipo seco, considerando los datos del reporte de pruebas certificados.....	160
XX.	Distribución armónica para el ejemplo de transformadores inmersos en aceite, considerando los datos de reporte de pruebas certificados.....	163
XXI.	Tabulación armónica para el ejemplo de los transformadores inmersos en aceite, considerando los datos de reporte de pruebas certificados.....	163
XXII.	Tabulación de las pérdidas totales para transformadores inmersos en aceite.....	164
XXIII.	Tabulación para cargas no-lineales para el factor K del ejemplo de la Federal Pacific Company.....	165
XXIV.	Tolerancias para la distorsión armónica de tensión.....	168
XXV.	Tolerancia para la distorsión armónica de corriente de carga.....	173
XXVI.	Tolerancias para el flicker generado por el usuario.....	175
XXVII.	Valores de corriente armónica para una casa de habitación.....	178
XXVIII.	Armónicas de corriente para una casa de habitación.....	178
XXIX.	Armónicos de voltaje para una casa de habitación.....	179
XXX.	Corrientes más significativas para una casa de habitación.....	181
XXXI.	Factores de coincidencia para una casa de habitación.....	183
XXXII.	Corrientes significativas a diferentes armónicas.....	184
XXXIII.	Pérdidas en los segmentos más cercanos al transformador.....	185

XXXIV. Límites para el capacitor.....	188
XXXV. Resultados del filtro para el capacitor para un banco de capacitores de 350 kVA.....	194
XXXVI. Resultados del filtro para el capacitor para un banco de capacitores de 400 kVA.....	195

GLOSARIO

Armónica	Es una frecuencia múltiplo de la frecuencia fundamental (60 Hz).
Distorsión armónica	Es la distorsión (periódica) de la forma de onda senoidal del voltaje o corriente.
Estándar	Es el resultado de un acuerdo entre las diferentes partes involucradas.
Factor K	Viene especificado en los datos de placa de algunos transformadores, indicando la capacidad del transformador, para alimentar cargas no lineales sin exceder la temperatura de operación a la cual están diseñados.
Factor de potencia	Es una razón que expresa el grado de utilización de la energía por una carga.
Resonancia paralelo	Se da cuando las impedancias de un elemento inductivo con un capacitivo se igualan, donde estos elementos se encuentran en paralelo.
Resonancia serie	Se da cuando las impedancias de un elemento inductivo con un capacitivo se igualan y estos elementos están conectados en serie.

Saturación

Región de operación de los materiales ferromagnéticos, en donde a pequeños aumentos de la densidad de flujo magnético producen aumentos considerables en la intensidad de campo magnético

RESUMEN

En el capítulo uno: se darán a conocer los conceptos del transformador tanto el ideal como el real, en este último se explica la curva de histéresis, los efectos parásitos y de dispersión que afectan a los materiales ferromagnéticos, y también los diferentes tipos de transformadores que existen en el mercado y que se utilizan en el sistema eléctrico actual.

En el capítulo dos: se describen las características de la función periódica, función ortogonal y la serie de Fourier, así como su transformada, y finalmente los valores eficaces de corriente y voltaje, la potencia promedio y aparente y el factor de potencia en términos de la serie de Fourier.

En el capítulo tres: se mencionaran las armónicas, las características de la distorsión armónica de voltaje y de corriente, las fuentes que generan distorsión armónica de voltaje y las que generan la distorsión de corriente, tanto a nivel Industrial, comercial y residencial, finalmente se explicaran los efectos de las armónicas en el sistema eléctrico de potencia, en donde se mencionaran entre otros a transformadores, líneas de transmisión, en maquinas rotatorias, equipo de interrupción, en los equipos de medición y en los equipos electrónicos.(Véase capítulo 3)

En el capítulo cuatro: se mencionaran los diferentes tipos de conexiones transformadores, estrella-estrella, delta-delta, estrella-delta, delta-estrella, tipo T y la zig-zag, y finalmente se darán las condiciones de desequilibrio en las conexiones, corrientes y de secuencia cero y las componentes armónicas debidas al tipo de conexión de transformadores.

En el capítulo cinco: se explicará los límites de corriente y de voltaje, según el IEEE 519, las pérdidas que ocurren en los transformadores, y finalmente el método para el cálculo de la capacidad máxima que puede tener un transformador conectado a cargas no sinusoidales, considerando el estándar IEEE C57.110'1998 y el utilizado por la Federal Pacific Company tanto para transformadores tipo secos o inmersos en aceite. (Véase capítulo 5)

Finalmente: se darán a conocer las normas técnicas del servicio de distribución vigente en Guatemala, explicando los artículos que penalizan la distorsión armónica de la tensión generada por el distribuidor y usuario, el flicker y factor de potencia, así como se explicaran las pérdidas armónicas en una habitación y en redes de alimentación de baja tensión.

OBJETIVOS

General

Establecer una metodología para la determinación de qué capacidad máxima de corriente con contenido armónico puede soportar un transformador conectado a un sistema de potencia con carga no-sinusoidal, sin que su vida útil disminuya.

Específicos

1. Conocer los armónicos para entender lo peligroso que éstos pueden ser para los equipos, así como dar a conocer las fuentes que los generan.
2. Establecer una solución para el cálculo de la disminución de la capacidad de placa que puede soportar un transformador cuando se encuentra conectado a una carga no sinusoidal.
3. Llegar a un método uniforme para determinar las pérdidas en el transformador en función de la variación del contenido armónico de la forma de onda no-sinusoidal.
4. Determinar los parámetros para el cálculo de la disminución de la capacidad de placa de los transformadores tipo seca e inmersos en aceite.
5. Poder determinar el procedimiento para obtener el factor K, el factor de pérdidas armónicas debido a las corrientes de eddy y a las debidas por las corrientes de dispersión.

INTRODUCCIÓN

Los transformadores son máquinas electromagnéticas, cuya función principal es la de cambiar la magnitud de las tensiones eléctricas. Por ello los transformadores de dimensiones enormes y pequeña capacidad con el tiempo, se han reducido y han aumentado su calidad de servicio. Hoy en día, la red eléctrica ya no es un conjunto simple de conexiones eléctricas que provocan efectos invalorable, más aún, con la introducción de la electrónica de potencia se han convertido en receptores de componentes armónicas debidas a la aparición de formas de onda no-sinusoidal. Los equipos que han sufrido un impacto considerable por el paso de corrientes distorsionadas son los transformadores cuyos efectos presentes son un vivo reflejo de las características del tipo de carga que alimentan. La distorsión de las corrientes de la carga produce calentamiento principalmente en los devanados conectados en delta y evita que el transformador pueda funcionar a su capacidad de placa nominal.

Aquí se pretende encontrar una solución para el efecto de la distorsión de la forma de onda sobre el transformador, ya sea tipo seco o inmerso en aceite, la finalidad es establecer un método uniforme que apoye al ingeniero en la determinación de la capacidad máxima de placa de un transformador estándar instalado o de la especificación de uno nuevo para evitar que las expectativas de vida del equipo de alimentación se verán afectadas por cargas electrónicas conectadas.

Para desarrollar este trabajo se toman como referencia diversas publicaciones principalmente del IEEE, para converger en un método uniforme cuya finalidad es establecer un método aplicable en un entorno general.

Las formas de onda definidas por los equipos electrónicos desarrollan pérdidas considerables en la red eléctrica y pueden dañar el funcionamiento de los aparatos conectados a la misma. Por lo que se verá un capítulo para entender su comportamiento dando un repaso a las series de Fourier que es la herramienta principal para llevar a cabo un análisis de formas de onda no-sinusoidales.

En esta investigación se pretende llegar a un método uniforme, para determinar las pérdidas en el transformador en función de la variación del contenido armónico de la forma de onda no-sinusoidal generada por una carga electrónica. Por lo que se estudia también el método desarrollado por el IEEE de transformadores para calcular pérdidas en dos tipos de transformadores secos e inmersos en aceite, definidos en función de la corriente de carga no-sinusoidal.

1. TRANSFORMADORES

1.1 Definición de un Transformador

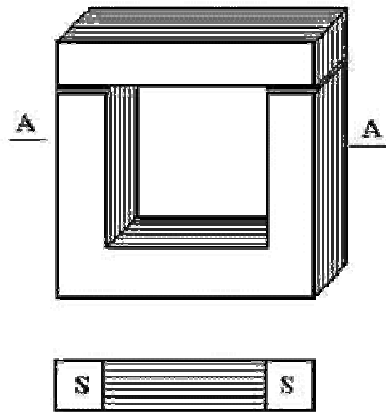
El transformador es un dispositivo que convierte energía eléctrica de un cierto nivel de voltaje, en energía eléctrica de otro nivel de voltaje, por medio de la acción de un campo magnético. Esta constituido por dos o más bobinas de alambre, aisladas entre si eléctricamente por lo general y arrolladas alrededor de un mismo núcleo de material ferromagnético. El transformador funciona según el principio de la inducción mutua entre dos (o más) bobinas o circuitos acoplados inductivamente.

1.2 Tipos y construcción de transformadores

La mayoría de los transformadores que se utilizan en la actualidad generalmente se muestran en dos configuraciones específicas que son las siguientes:

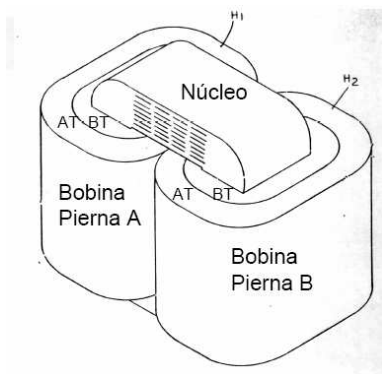
- **Transformador de núcleo:** este tipo de núcleo se representa en la figura 1 indicando el corte A-1 la sección transversal que se designa con S (cm^2). Este núcleo no es macizo, sino que esta formado por un paquete de chapas superpuestas, y aisladas eléctricamente entre sí. Para colocarlas y poder ubicar el bobinado terminado alrededor del núcleo, se construyen cortadas, colocando alternadamente una sección U con una sección I. La capa siguiente superior cambia la posición I con respecto a la U.

Figura 1. Vista y corte de un transformador tipo núcleo



El aislamiento entre chapas se consigue con barnices especiales, con papel de seda, o simplemente oxidando las chapas con un chorro de vapor.

Figura 2. Transformador tipo núcleo, a) Bobinas y núcleo, b) Vista del núcleo ya instalado dentro del transformador



(a)



(b)

Fuente. ABB Power T&D Company Inc., **Tutorial sobre transformadores de distribución**, Pág. 19

En las figura 2(a) se aprecia el núcleo y sus bobinas, y en la figura 2(b) se muestra como se aprecia este tipo de núcleo ya en el transformador.

Transformadores de potencia y extra alta tensión tipo núcleo

Equipo diseñado y fabricado de acuerdo con normas y especificaciones nacionales e internacionales, para aplicación en subestaciones de tipo intermedia, reductoras o elevadoras de la tensión; así como para alimentación de la tensión de cargas trifásicas o monofásicas industriales a niveles de subtransmisión.

Características generales

Capacidades

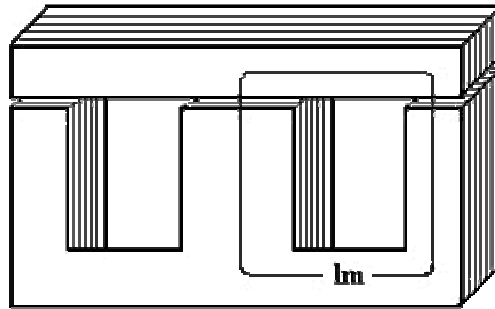
de 10 hasta 120 MVA

Voltaje de Alta Tensión: de 15 hasta 400 kV.

Voltaje de Baja Tensión: de 2,4 hasta 115 kV.

- **Transformador acorazonado:** este tipo de núcleo es más perfecto, pues se reduce la dispersión, se representa en la figura 3, en vistas. Obsérvese que las líneas de fuerza de la parte central, alrededor de la cual se colocan las bobinas se bifurcan abajo y arriba hacia los 2 costados, de manera que todo el contorno exterior del núcleo puede tener la mitad de la parte central. Esto vale para las 2 ramas laterales como también para las 2 cabezas. Para armar el núcleo acorazonado también se lo construye en trozos, unos en forma de E y otros en forma de I, y se colocan alternados, para evitar que las juntas coincidan.

Figura 3. Vista de un núcleo tipo acorazado con indicación de la longitud magnética media



Transformadores de potencia y extra alta tensión tipo acorazado

Equipo diseñado y fabricado de acuerdo con normas y especificaciones nacionales e internacionales, para aplicación en condiciones de desempeño cuyas características indispensables de operación son:

Alta resistencia mecánica

Capacidad térmica

Capacidad dieléctrica

Ideal para: Plantas generadores Auxiliares de subestación
Subestaciones elevadoras y reductoras Reguladores de ángulo de fase
Hornos de arco eléctrico Autotransformadores Reactores de potencia

Características generales

Capacidades

Monofásicos de 20 hasta 200 MVA

Trifásicos de 10 hasta 500 MVA

Voltaje de Alta Tensión: de 230 Hasta 500 kV.

Voltaje de Baja Tensión: de 4,16 hasta 230 kV.

Transformadores tipo acorazado para horno de arco eléctrico

Equipo útil en la industria de la producción de hierro y acero a partir de la fusión de chatarra, como alimentador de los electrodos que producen el arco eléctrico necesario para la fusión; diseñado de acuerdo con normas nacionales e internacionales.

Características generales

Capacidades

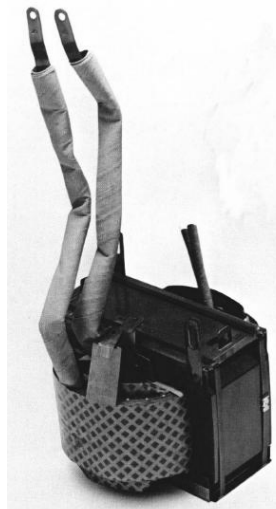
de 5 hasta 200 MVA

Voltaje de Alta Tensión: de 13,8 hasta 69 kV.

Voltaje de Baja Tensión: de 60 hasta 2 000 V.

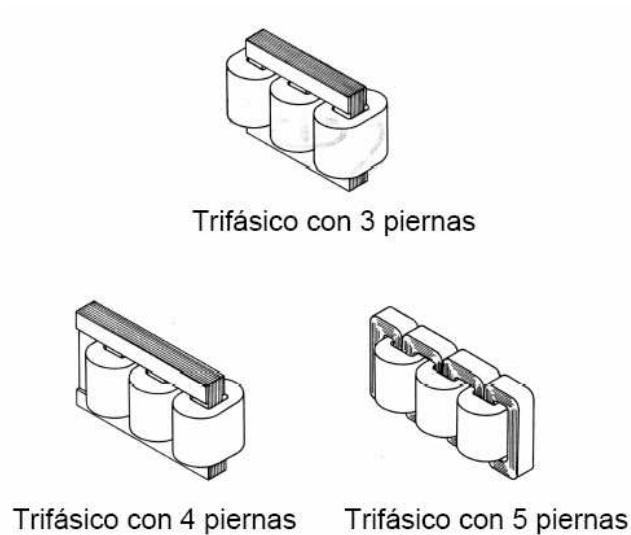
En la actualidad se manejan cualquiera de los dos tipos de transformadores, pero se les hace algunos cambios en conexiones, material para su construcción, para adecuarlos al tipo de carga que van a alimentar. A continuación se mostrara un núcleo acorazonado utilizado en transformadores ABB.

Figura 4. Núcleo acorazonado utilizado en transformadores ABB



Fuente. ABB Power T&D Company Inc., **Tutorial sobre transformadores de distribución**, Pág. 18

Figura 5. Tipos de construcción trifásica de transformadores tipo núcleo



Fuente. ABB Power T&D Company Inc., **Tutorial sobre transformadores de distribución**, Pág. 20

Aquí hay varios dibujos de diferentes transformadores que fueron hechos por los humanos, además de que hay para diferentes capacidades, dependiendo de la necesidad entonces se escogerán diferentes transformadores..

Figura 6. Transformador tipo poste



10 KVA - 500 KVA
Nuevos, reconstruidos, y reacondicionados

Fuente. <http://www.transformadores.com>

Figura 7. Transformador tipo pedestal

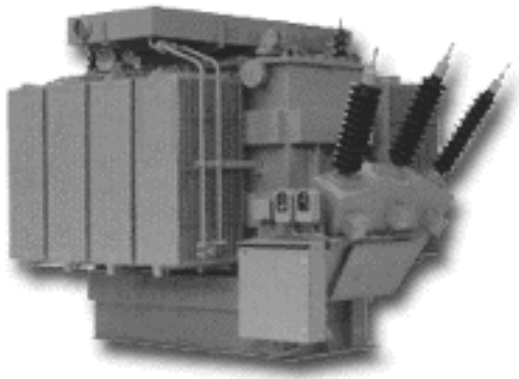


10 KVA en adelante

Nuevos, reconstruidos, y reacondicionados

Fuente. <http://www.padmountransformer.com>

Figura 8. Transformador tipo estación



500 KVA -100 MVA

Nuevos, reconstruidos, y
reacondicionados

Fuente. <http://www.distributiontransformer.com>

Figura 9. Transformadores Secos



Fuente. <http://www.drytransformers.com>

1.3 Transformador Ideal

Normalmente al describir un fenómeno, nosotros adoptamos una postura idealista con el fin de evitar complicaciones en el análisis. Para comenzar explicaremos algunos conceptos básicos que faciliten la comprensión de este y posteriores subtemas.

1.3.1 Campo magnético

Da la explicación de aquel fenómeno que representa la creación de un espacio de fuerzas a partir de la circulación de una corriente eléctrica, es decir, si se tiene un conductor por el cual circule una corriente eléctrica, entonces esta misma formará un campo de fuerzas alrededor de conductor cuya dirección y forma depende del sentido de la corriente y tipo de conductor. Por lo tanto, estas fuerzas ejercidas son llamadas " fuerzas magnetizantes " y el espacio en donde se ejercen se le llama " Campo magnético ".

En este apartado nosotros fijaremos el estudio solamente en los dos puntos siguientes:

- 1. La circulación de una corriente a lo largo de un conductor provoca un campo magnético alrededor suyo.**
- 2. Si a través de una espira se introduce un campo magnético variable con el tiempo, se inducirá un voltaje en la misma espira.**

La ley de Ampere establece la intensidad de un campo magnético por la acción de una corriente eléctrica aplicada y la podemos definir como:

$$\oint H \cdot dL = I_{total} \quad (1.1)$$

Donde:

H: intensidad de campo magnético producido por la I_{total} medida en unidades de amper-vuelta por metro metro del S. I.

dL: define una diferencial de longitud determinada por la trayectoria del campo magnético.

Es decir, si tenemos en la figura 10 un núcleo de hierro o cualquier otro material ferromagnético (que posee la propiedad de tener átomos que tienden a alinearse fácilmente cuando se les aplica un campo magnético exterior) con un enrollado de “N” vueltas en una de las columnas podremos observar que el campo magnético producido por una corriente “i” en su mayoría se encuentra atrapado a lo largo del núcleo en donde el intervalo de integración de la ley de Ampere será a lo largo de la trayectoria definida por la longitud media L_0 y la corriente total I_{tot} será N veces la corriente “i” debido a que la corriente “i” pasa por la espira N veces dentro del tramo de integración se tiene un producto $N \cdot i$ que es igual a la I_{tot} , entonces, la integral de Ampere es una integral cerrada que es igual al producto de los dos términos que dan por resultado la I_{tot} . Por lo cual se puede definir como:

$$HL_0 = Ni \quad (1.2)$$

$$H = \frac{Ni}{L_0} \quad (1.3)$$

Tenemos que la “H” define el esfuerzo que realiza una corriente “i” aplicada para que se pueda producir un campo magnético en el conductor.

Al observar la figura 10, encontrará que existe un flujo de campo magnético que se encuentra fluctuando a lo largo del núcleo; esta, como ve, es otra característica del campo dentro de un material ferromagnético y es llamada comúnmente "flujo magnético (el símbolo para definirlo generalmente es la letra griega phi ϕ)" cuyas unidades de medida en el SI son los *Webers* el flujo magnético sobre viene una característica más, esa es la "Densidad de flujo magnético" que depende del tipo de material del cual se encuentra fabricado el núcleo, normalmente se define con la letra "B" y sus unidades de medida en el S.I. son [Webers por m² o Teslas], de esta manera se puede expresar la Densidad de flujo magnético como una función de la intensidad de campo magnético "H" (que tiene el nombre de inducción magnética o de campo magnético) de la forma siguiente.

$$B = \mu H \quad (1.4)$$

La ecuación anterior muestra que la Densidad de flujo magnético es proporcional a la intensidad de campo en un valor establecido "u" que es una "constante" determinante de la permeabilidad magnética del material con que se fabrica el Núcleo.

1.3.2 Permeabilidad magnética de un material

La permeabilidad magnética es una característica que determina los niveles de la Densidad de flujo magnético e intensidad de campo que se permiten dentro de un núcleo dado, es decir, la facilidad que el material da para que se desarrolle un campo magnético en el mismo. Claro está que esta característica va a depender del tipo de material utilizado para la construcción del núcleo.

La permeabilidad magnética de un material difiere mucho si la comparamos con la permeabilidad del espacio libre o vacío. Así, se define la permeabilidad relativa del material que se expresa como:

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} \quad (1.5)$$

Donde:

μ_r = permeabilidad relativa

μ_0 = permeabilidad en vacío

μ = permeabilidad magnética

La μ_0 que define la permeabilidad del vacío tiene el siguiente valor:

$$\mu_0 = 4 \times 10^{-7} \frac{H}{m} \quad (1.6)$$

Y entonces se tiene que la permeabilidad relativa define la facilidad con la cual se pueden magnetizar diferentes materiales. De tal forma, el aire es un espacio que ofrece una permeabilidad relativa con respecto al vacío de "1", y cualquier otro espacio-material ferromagnético ofrecerá una permeabilidad relativa de alrededor de 2000-6000 o más lo cual nos lleva a establecer que en un núcleo de material ferromagnético como el de la figura 10, el flujo magnético ϕ seguirá el trayecto descrito por la longitud media L_0 y el flujo disperso a lo largo del aire será menor.

La densidad de flujo es descrita por la siguiente ecuación

$$B = \mu H = \frac{\mu Ni}{L_0} \quad (1.7)$$

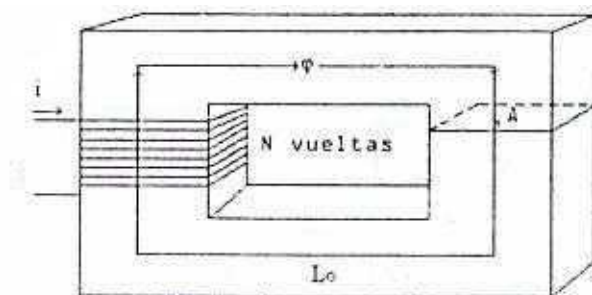
Y si se desea obtener el flujo a través de un área transversal determinada, esto se puede lograr a partir de:

$$\phi = \int B * dA \quad (1.8)$$

Donde dA es una pequeña parte diferencial de toda la superficie del núcleo de la figura 10 y "B" es la densidad de flujo magnético en la dA determinada, por lo tanto, si tenemos que el vector flujo " ϕ " es perpendicular al área "A" y el área es constante, entonces, el flujo magnético se define de la siguiente manera:

$$\phi = B * A = \frac{\mu NiA}{L_0} \quad (1.9)$$

Figura 10. Trayectoria del flujo magnético en un material ferromagnético



1.3.3 Fuerza Magnetomotriz

En un circuito eléctrico la fuerza electromotriz (f_{mm}) o voltaje produce la circulación de una corriente eléctrica en el circuito; a su vez, en un circuito magnético, la acción de la corriente total I_{tot} sobre la bobina crea un flujo magnético a lo largo del núcleo.

Si hacemos un símil entre el modelo que define la producción de corriente y el que define la de flujo magnético entonces podremos establecer que la fuerza desarrollada por la corriente en el tramo del enrollado que crea el flujo es una fuerza llamada magnetomotriz (f_{mm}).

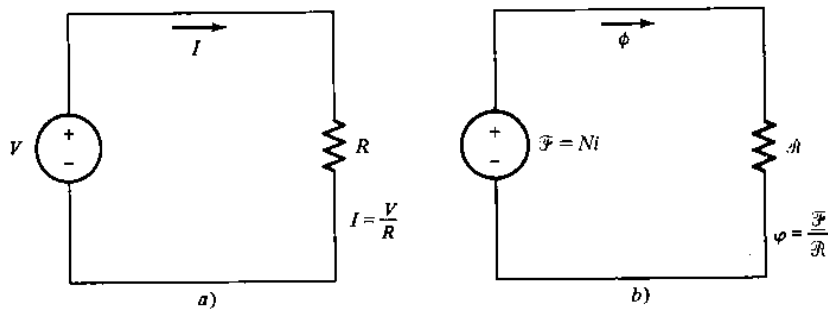
Si comparamos un circuito magnético con un eléctrico apoyándonos en la ley de Ohm encontraremos una enorme similitud en los modelos de la manera siguiente:

1. La fuerza magnetomotriz que se ejerce para crear un flujo en el circuito magnético es la fuerza electromotriz que se ejerce en un circuito eléctrico para crear un flujo de corriente.
2. El flujo magnético producido en el primer circuito es similar al flujo de corriente producido en el circuito eléctrico.
3. El núcleo como característica similar del conductor del circuito eléctrico, ofrece una cierta resistencia al paso del flujo magnético que depende del tipo de material con el cual se encuentra fabricado dicho núcleo, esta resistencia en circuitos magnéticos es llamada reluctancia (\mathfrak{R}) y su contra parte, la permeancia (P) que es algo parecido a la conductancia en un modelo eléctrico.
4. Por lo tanto, se pueden cumplir las mismas leyes para ambos modelos tomando en cuenta que la f_{mm} es igual a la corriente total aplicada en el enrollado del núcleo:

$$f_{mm} = Ni = \phi \mathfrak{R} = \frac{\phi}{P} \quad (1.10)$$

Es preciso señalar que las reglas para una reluctancia serie y paralelo son las mismas que para una resistencia en un circuito eléctrico; para aclarar más estos puntos es conveniente observar las figuras 11 (a) y (b).

Figura 11. a) Parámetros del circuito eléctrico, b) Parámetros del circuito magnético

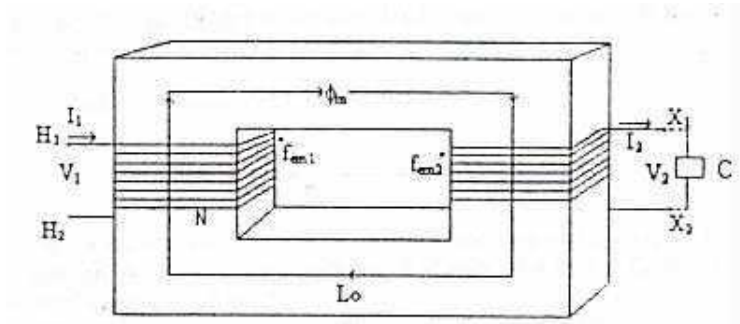


Fuente. Stephen J. Chapman, **Máquinas eléctricas**, Pág. 11

Se dice que se tiene un transformador ideal si el mismo presenta las siguientes características en su funcionamiento:

1. El flujo de dispersión es nulo debido a que el flujo magnético generado por la bobina o enrollado primario enlaza completamente al embobinado secundario; es decir, se encuentra contenido todo el flujo dentro del núcleo.
2. La resistencia de los embobinados primario y secundario es nula.
3. La fuerza magnetomotriz total dentro del núcleo es igual a cero tomando como consideración que la reluctancia del material es nula.
4. Si la reluctancia y la resistencia son nulas, entonces, las pérdidas tanto en el núcleo como en el embobinado serán nulas.

Figura 12. Transformador real alimentado y conectado a una carga inductiva



Ahora efectuaremos el análisis del transformador ideal de la figura 12. con la finalidad de observar el comportamiento de sus características cuando se alimenta en el primario y se conecta una carga puramente inductiva en el secundario:

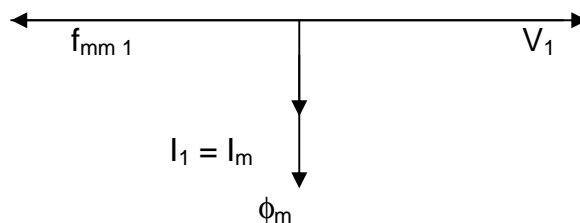
a). Si alimentamos el transformador con un voltaje V_1 se produce una corriente I_1 que fluye a lo largo del enrollado, el cual genera un flujo magnético mutuo con el embobinado secundario. Debido a que el flujo es variable con respecto al tiempo se crea una f_{cm1} inducida contraria al voltaje V_1 o f_{cm} que alimenta el enrollado. Si partimos de la Ley de Lenz obtendremos el signo de esta f_{cm} que es como se muestra en la figura 12. con el punto de polarización en la parte superior.

b) El flujo producido por esta f_{cm} genera otra f_{cm2} inducida cuyo punto de polaridad se muestra en la figura y esta f_{cm} inducirá un voltaje o f_{cm} V_2 a su vez. Todo basado en el principio de Faraday y en la Ley de Lenz.

De los puntos anteriores es imperativo resaltar lo siguiente

- Si la corriente entra en el primario, entonces debe salir en el secundario partiendo del punto de polaridad; como ven, eso es lo que sucede debido a que por el primario entra la corriente I_1 y por el secundario, sale.
- Se aclara que sólo se está considerando el flujo mutuo en el análisis a causa de la idealidad del dispositivo
- Como la reluctancia es casi cero se puede decir que la corriente de magnetización I_m para vencer la misma es también casi cero.
- La corriente de magnetización con el circuito abierto en el secundario tiene el mismo desfaseamiento que la corriente I_1 con respecto al voltaje V_1 que se encuentra desfasado 180° con respecto a E_1 a su vez, las corrientes I_1 e I_m se encuentran en fase con el flujo magnético ϕ_m (figura 13)

Figura 13. Desfasamiento de la corriente de magnetización con respecto al voltaje V_1 .



- La I_c se desfasa 90° del voltaje V_1 debido a que se supone que el bobinado es puramente inductivo y tiene resistencia nula.

- Como la fuerza magnetomotriz debe mantenerse igual dentro del caso ideal y, partiendo del hecho de que la bobina secundaria genera un flujo magnético opuesto al flujo magnético mutuo generado por la bobina primaria (esto refleja las características de la f_{cm2} inducida que produce una corriente I_2 cuya dirección crea un flujo opuesto al flujo mutuo), dicho flujo se conoce como flujo des-magnetizador. Es decir:

$$f_{cm1} = N_1 I_1 \quad \text{y} \quad f_{cm2} = N_2 I_2 \quad (1.11)$$

Pero ya se determinó que la f_{cm2} se opone a la f_{cm1} , entonces la f_{cmtot} se define de la siguiente forma considerando las ecuaciones:

$$f_{cmtot} = f_{cm1} - f_{cm2} = N_1 I_1 - N_2 I_2 = \phi \mathcal{R} = 0 \quad (1.12)$$

Lo que indica que si queremos que el efecto des-magnetizante no afecte a nuestro lado primario cuando se conecte a una carga el lado secundario (debido a que sin carga la corriente en el secundario resulta cero) entonces, se debe cumplir la siguiente expresión:

$$N_1 I_1 = N_2 I_2 \quad (1.13)$$

Donde I_1 es la corriente generada a causa del aumento des-magnetizador del producto de los términos $N_2 I_2$ que provocan la disminución de la f_{cm1} inducida produciendo un aumento en la corriente del primario $I_1 + I_m = I_1$ que es una suma fasorial que crece hasta un límite dado en el que pueda soportar la corriente extraída por la carga.

De esta manera se establece de la ecuación. (1.13) lo siguiente:

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1} \quad (1.14)$$

Que se define como la relación de vueltas de un transformador. Para las f_{cm} inducidas el flujo de dispersión es cero, por lo tanto, el flujo mutuo es el mismo tanto para la f_{cm} inducida en el primario como en el secundario; es decir:

$$f_{cm1} = N_1 \frac{d\phi_m}{dt} \quad (1.15)$$

$$f_{cm2} = N_2 \frac{d\phi_m}{dt} \quad (1.16)$$

Si dividimos las ecs. (1.15 y 1.16) tendremos que:

$$\frac{f_{cm2}}{f_{cm1}} = \frac{N_2}{N_1} \quad (1.17)$$

Y como se tiene que el transformador es ideal entonces sus voltajes de entrada V_1 y salida V_2 son iguales a las f_{cm} s inducidas:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{f_{cm2}}{f_{cm1}} = \frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1} \quad (1.18)$$

y

$$P_2 = P_1 = V_2 I_2 = V_1 I_1 \quad (1.19)$$

Donde:

P_1 =Potencia en el primario

P_2 = Potencia en el secundario

1.4 Transformador real

Establecimos las características del transformador partiendo de su estado ideal, evaluamos las razones que comprobaron la existencia de un flujo debido a la variación de un voltaje y una corriente en el tiempo.

Concluimos que en estado ideal las f_{cm} inducidas con respecto a sus voltajes de entrada y de salida se mantienen aproximadamente iguales (sin pérdidas) y también concluimos que su flujo de dispersión es nulo considerando que todo el flujo magnético generado por el embobinado primario se mantiene dentro del núcleo y enlaza al embobinado secundario. asimismo, consideramos que la reluctancia en el núcleo es cero y, por lo tanto, su fuerza magnetomotriz total (f_{mmtot}) también. Esto mismo sucedió con las resistencias de los enrollados primario y secundario evitando así la generación de pérdidas tanto en el núcleo como en las espiras.

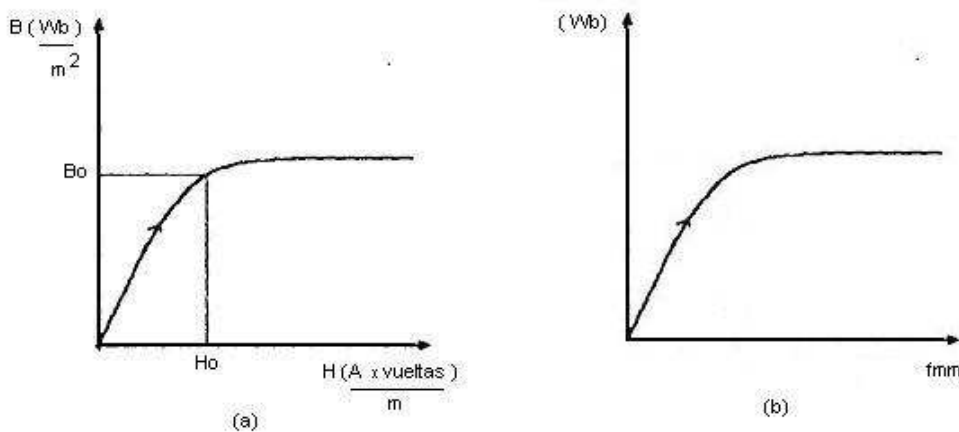
Cabe resaltar que las conclusiones anteriores son ideales y que si queremos llevarlas a la practica cumplirán hasta cierto punto con la realidad. Razón por la cual dispongo el siguiente apartado con la finalidad de mostrar las características del transformador real que se ven afectadas por el comportamiento magnético/eléctrico del material del núcleo (utilizado para su fabricación) y por el tipo de conductor de los enrollados.

1.4.1 Curva de saturación

El "efecto de saturación" es un efecto sumamente importante que define sobre medida el cambio de las características magnéticas del transformador. Con anterioridad se expuso el tema de permeabilidad magnética como la facilidad que muestra cierto material o espacio para que, en el, se pueda establecer un campo magnético.

En la figura 14 una curva presenta un grado de linealidad para un intervalo de valores determinado y también, muestran dobles extremos cuando se llega a un nivel de valores de coordenadas (H_0, B_0).

Figura 14. Curvas de saturación. a) Dobles extremos cuando se llega a un nivel de valores H_0 y B_0 , b) Linealidad para un intervalo determinado de valores

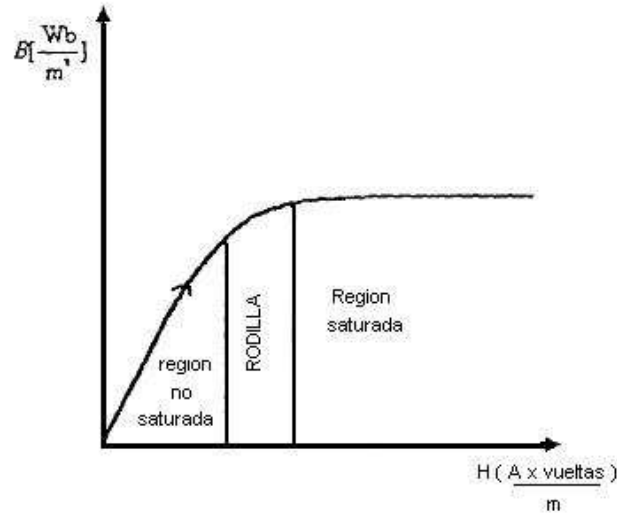


Si un transformador lo sometemos a una fuente de alimentación de corriente continua (cc) entonces tendremos las curvas características de la figura 14. Como sabemos que la intensidad de campo magnético H es proporcional a la fuerza magnetomotriz f_{mm} y que la densidad de flujo magnético B es proporcional al flujo magnético ϕ , entonces podemos valemos de:

$$B = \mu * H \quad (1.20) \quad b \quad b$$

Para establecer los esquemas de la figura A.6, considerando la existencia de una proporcionalidad entre B y H que da por resultado una proporcionalidad entre ϕ y la f_{mm}

Figura 15. Regiones de la curva de saturación.



Como lo muestra la figura 15, existen tres regiones en una curva de saturación, la primera región define una curva casi lineal en donde la constante de proporcionalidad entre **B** y **H** es la permeabilidad magnética del material μ que ya no cuenta como un valor constante debido a que se manejan condiciones reales para la magnetización del núcleo con la fuente de cc (la curva de saturación también recibe el nombre de curva de magnetización); en esta región se observa que con un incremento pequeño de intensidad de campo **H**, se logra un crecimiento considerable en la densidad de flujo magnético en el núcleo, o lo que es lo mismo, con una pequeña cantidad de forro (de la figura 14.(b) se obtiene una gran elevación de flujo magnético).

La segunda región es de transición generalmente llamada "Rodilla de la curva" que es el paso entre la parte no-saturada y la saturada; es una zona delicada debido a que cualquier cambio de las características del núcleo dentro de la misma puede provocar un estado de saturación inequívoco.

La última región que se ve reflejada por un trazo casi horizontal nos demuestra que se necesitarán grandes niveles de f_{mm} o H para obtener cambios pequeños en la densidad de flujo magnético. La no-linealidad de las últimas dos zonas crea graves problemas en el núcleo del transformador originando así, la variación de las características ideales establecidas. Por eso, es deseable que el operador se cuide de manejar el dispositivo antes de la región de saturación cuando se encuentra operando en la rodilla de la curva con la finalidad de obtener el mayor rendimiento del transformador.

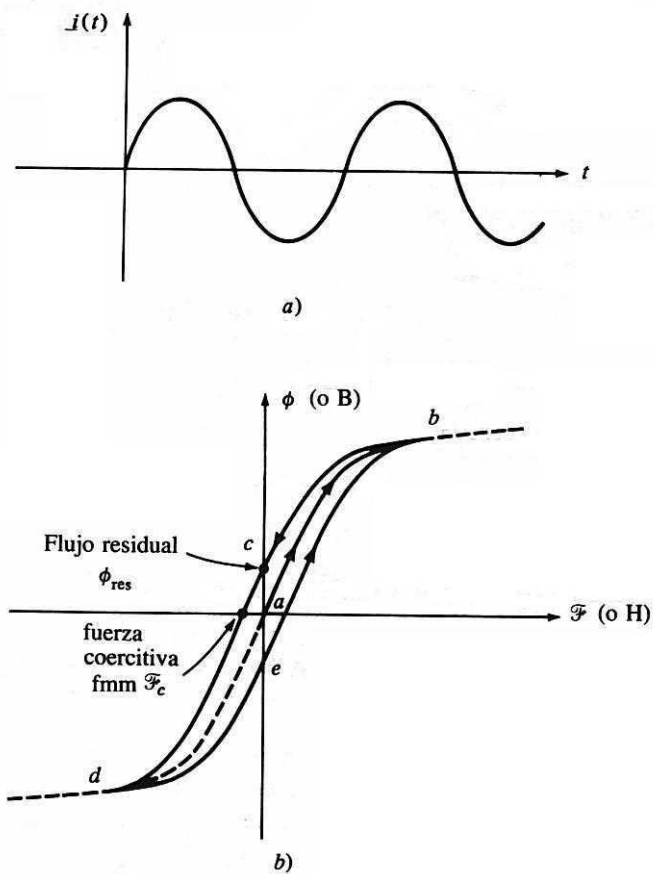
1.4.2 Efecto de Histéresis

Si al contrario, manejamos una fuente de corriente alterna para el transformador real, obtendríamos lo siguiente.

La figura 16 muestra el efecto que produce una fuente de corriente alterna cuando se alimenta un núcleo de material ferromagnético; se observa que la curva ya no es la misma que la presentada en la figura 15 debido a que en esta existe una traslación de la curva a lo largo de los ejes.

La traslación se debe a que la fuente de alimentación usada es una fuente alterna con una corriente como la que se muestra en la figura 16(a) empezando por una corriente " i " igual a cero amperes y aumentándola hasta llegar a un valor límite " $i(t)$ " que refleja una f_{mm} máxima antes de que la curva entre en la región de saturación.

Figura 16. Efecto de histéresis. a) Corriente alterna, b) Efecto de la corriente alterna en el material ferromagnética



Fuente. Stephen J. Chapman, **Máquinas eléctricas**, Pág. 26

En el punto "b" en el que la f_{mm} , es límite, el flujo magnético presenta casi su máximo nivel permisible para la comente $i(t)$ aplicada, acto seguido, la corriente tiende a bajar hasta que cruza por cero, en este instante de tiempo la f_{mm} debe ser nula siguiendo los argumentos previamente establecidos y el flujo también; pero, como se muestra en la figura 16(b) esto no sucede, permanece todavía un flujo en el núcleo ferromagnético que impide que la curva de magnetización continúe con su trayectoria inicial mostrada en la figura 15.

El flujo magnético que permanece aún cuando la corriente es cero se le conoce como "flujo residual" y se presenta por la acción de un "magnetismo remanente" propio del material.

En el esquema de la figura 16(a) se observa que: el flujo en el núcleo es inicialmente cero. Mientras la corriente se aumenta por primera vez, el flujo en el núcleo traza la ruta ab en la figura 16(b). Es básicamente la curva de saturación que se muestra en la figura 16(b). Sin embargo, cuando la corriente disminuye nuevamente, **el flujo sigue una ruta diferente de la seguida cuando la corriente se aumentó**. Cuando la corriente disminuye, el flujo en el núcleo sigue la ruta bcd y luego cuando la corriente aumenta nuevamente, el flujo sigue la ruta deb . La cantidad de flujo presente en el núcleo depende no solamente de la cantidad de corriente aplicada a su embobinado, sino también de la historia previa del flujo en el núcleo. Esta dependencia de la historia precedente del flujo y la falla resultante para volver sobre el trazo de la trayectoria del flujo se llama **histéresis**. La trayectoria $bcdeb$ trazada en la figura 16(b) mientras la corriente aplicada cambia, se llama **curva de histéresis**.

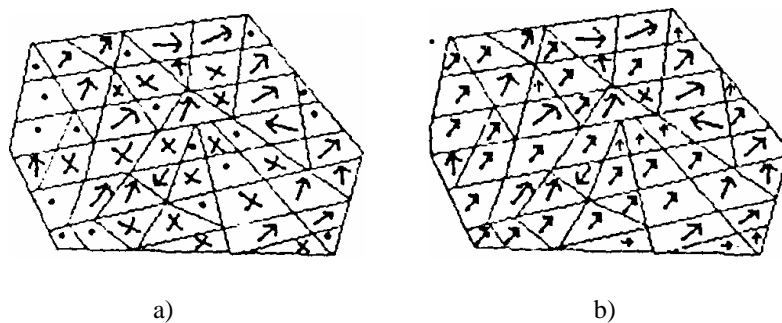
Si una fuerza magnetomotriz grande se aplica primero al núcleo y luego se elimina, la trayectoria del flujo en el núcleo será abc . Cuando la fuerza magnetomotriz se elimina, el flujo en el núcleo *no* llega a cero. En lugar de esto, un campo magnético permanece en él. Este campo magnético se denomina **flujo remanente** en el núcleo. Es precisamente en esta forma como se producen los imanes. Para llevar el flujo hasta cero, una cantidad de fuerza magnetomotriz, conocida como la **fuerza coercitiva magnetomotriz** \mathfrak{S}_c , se debe aplicar al núcleo en la dirección opuesta.

1.4.2.1 Explicación del efecto de saturación y de histéresis en un núcleo ferromagnético

Un material ferromagnético (acero, hierro, cobalto, níquel) consta de un sinnúmero de átomos que se encuentran alineados unos con otros al azar motivo por el cual no existe una dirección que pueda tomar el flujo previamente establecida sin la existencia de un campo magnético externo.

Los átomos alineados al azar forman pequeños grupos de dominios en el material que a su vez, determinan pequeños, imanes permanentes como se muestra en la figura 17.

Figura 17. Alineamiento de los átomos en un material ferromagnético, a) Sin presencia de un campo magnético, b) En presencia de un campo magnético



Si se alimenta el material ferromagnético con un campo magnético externo sus dominios tienden a alinearse uno con respecto del otro en una sola dirección y su intensidad de campo aumenta.

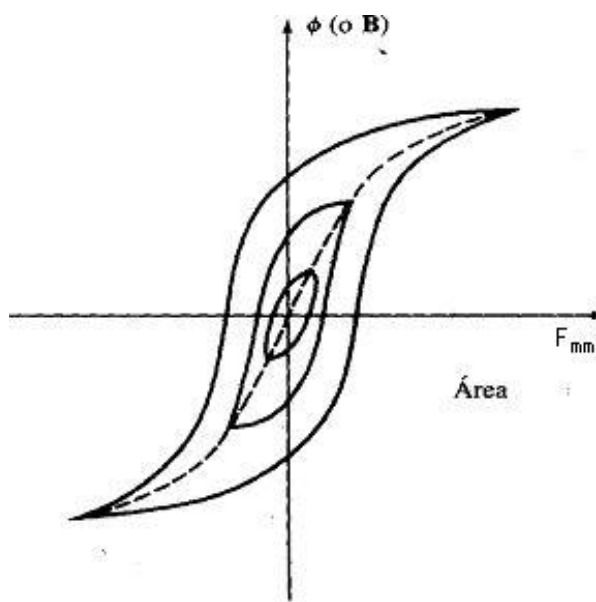
A causa de la elevación de la f_{mm} el flujo se incrementa provocando la reorientación de nuevos dominios; hasta que se llega a un límite en el que ya todos los dominios se encuentran orientados de acuerdo con el flujo magnético, entonces, si se quiere llevar a cabo un aumento en el flujo ϕ , se tendrá que incrementar considerablemente la fuerza magnetomotriz debido a que la permeabilidad μ será menor en este instante (aproximadamente igual a la del aire). Se presenta el estado de "**Saturación**" ya no existen dominios o, átomos en el espacio que se puedan reorientar.

Por otra parte, ya se habló de un flujo residual que subsiste cuando f_{mm} es nula a causa del "**Ciclo de histéresis**", este efecto se debe a la propiedad que ofrecen los dominios cuando se quieren reorientar porque la corriente alterna $i(t)$ se hace cero dando una f_{mm} cero; como en este momento no se tiene más energía para reorientar a todos los átomos predispuestos en el núcleo metálico, entonces, todos estos átomos crean un fenómeno de remanencia que mantiene un flujo que evitará que la curva de saturación resulte en un valor nulo.

Si se dan cuenta, el núcleo se comporta como un imán permanente que necesita energía para regresar a su estado natural, lo cual se puede hacer sometiéndolo a un calentamiento, a una caída o, a otro tipo de energía. Por tal motivo, se utiliza una corriente alternante extra y por lo tanto ante una f_{mm} para llevar a cero la curva de saturación provocando pérdidas que se ven refinadas en el calentamiento del material.

En la figura 18 se muestra que el área de la curva de histéresis define las perdidas del núcleo a diferentes valores de la f_{mm} y que mientras mayor sea la fuerza magnetomotriz, mayores serán las perdidas del material del núcleo ferromagnético.

Figura 18. Área de la curva de histéresis

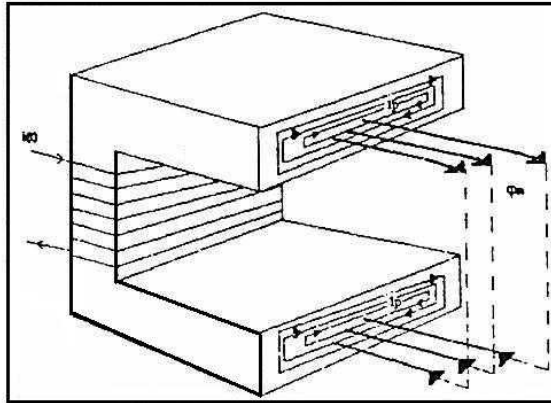


Fuente. Stephen J. Chapman, **Máquinas eléctricas**, Pág. 28

1.4.3 Efecto Parásito

El núcleo de un transformador tiene también ciertas propiedades conductoras como las del material que se utiliza para los embobinados, por tanto, a presencia de un flujo magnético en el núcleo origina corrientes que circulan a lo largo del mismo como se muestra en la figura 19.

Figura 19. Corte de núcleo con una circulación de flujo magnético mutuo



Fuente. INTECAP, **Manual de transformadores de potencia**, Pág. 14

En la figura 19. se muestra un corte de núcleo con una circulación de flujo magnético mutuo perpendicular a su área transversal; también, en la superficie donde se realiza el corte se trazan una serie de curvas de corriente de trayectorias cerradas.

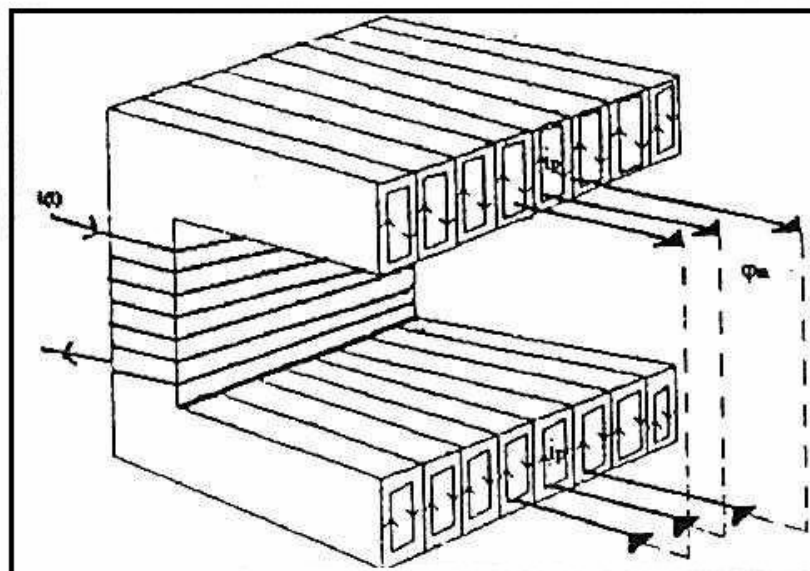
El flujo sabemos que se produce debido a una f_{mm} aplicada por efecto de la circulación de una corriente total a lo largo de las “N” espiras del devanado, pero, y el flujo de curvas cerradas del corte transversal ¿de dónde viene? ..., el flujo de curvas cerradas es la corriente inducida causada por la variación de las fluctuaciones magnéticas dentro del material y se le conoce con el nombre de **“corrientes parásitas”** o **“corrientes de Foucault”** o como las trataremos en este trabajo como **“corrientes de Eddy”**.

También sabemos que todo alambre de características conductivas se encuentra provisto de un cierto nivel de resistencia que determina el paso de corriente, entonces, ¿qué pasa con el núcleo?, bueno, pues el núcleo también tiene características conductivas y por lo tanto, adquiere un nivel relativo de resistencia.

La resistencia (reluctancia) es una propiedad que se presenta en cualquier dispositivo eléctrico provisto de núcleo, que es proporcional al tamaño de su sección transversal, a la resistividad del material con el que se construye y a la longitud de la trayectoria descrita por el flujo de las corrientes parásitas, limita el paso de las mismas ocasionando disipación de calor por efecto Joule y por supuesto, pérdidas de energía en el núcleo.

Uno de los métodos mas utilizados para minimizar el flujo de corrientes parásitas ha sido el laminado con el objeto de reducir la longitud de su trayectoria, dividiendo su sección transversal en pequeñas áreas y mejorando la resistencia de cada laminación con una cubierta de barniz aislante como se muestra en la figura 20.

Figura 20. División de la sección transversal de un núcleo para minimizar el flujo de corrientes parásitas



Fuente. INTECAP, **Manual de transformadores de potencia**, Pág. 15

1.4.4 Flujo de dispersión

Con anterioridad ya mencionamos que tan importante es el principio de Faraday (y la Ley de Lenz) para definir la manera en como se establece un flujo magnético en un núcleo a partir de la variación de sus parámetros de alimentación por medio de un embobinado, a continuación expresamos el flujo de dispersión como una característica no-lineal del transformador.

En la figura 20 se tiene una corriente variante en el tiempo a lo largo de “N” espiras de un embobinado primario “ H_1 “el flujo variante también en el tiempo se define de la forma:

$$f_{cm} = -\frac{d\phi}{dt} \quad (1.21)$$

Donde el signo del flujo determina un voltaje inducido que se opone al voltaje de alimentación, por lo tanto, si tenemos un flujo mutuo y un flujo de dispersión se tiene que el flujo total es:

$$\phi_P = \phi_m + \phi_{lp} \quad (1.22)$$

$$\phi_S = \phi_m + \phi_{ls} \quad (1.23)$$

De las ecuaciones anteriores:

ϕ_P = flujo promedio total en el primario.

ϕ_S = flujo promedio total en el secundario.

ϕ_m = flujo que enlaza a los embobinados primario y secundario a lo largo del núcleo.

ϕ_{lp} = flujo de dispersión en el primario.

ϕ_{ls} = flujo de dispersión en el secundario.

Asimismo, el flujo magnético desarrollado en función de Faraday es:

$$v(t) = N \frac{d\phi}{dt} \quad (1.24)$$

$$\phi = \frac{1}{N} \int v(t) dt \quad (1.25)$$

Y el voltaje total en el primario y en el secundario en función del tiempo:

$$v_1(t) = N_1 \frac{d\phi_{m..}}{dt} + N_1 \frac{d\phi_{lp}}{dt} \quad (1.26)$$

$$v_2(t) = N_2 \frac{d\phi_{m..}}{dt} + N_2 \frac{d\phi_{ls}}{dt} \quad (1.27)$$

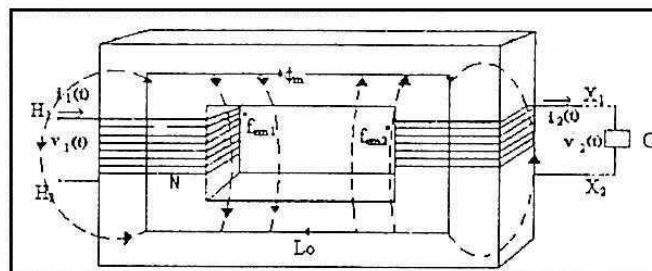
Como cada termino de las ecuaciones anteriores produce una f_{cm} inducida por el flujo entonces se puede expresar de la siguiente manera:

$$v_1(t) = f_{cm1} + f_{cm1p} \quad (1.28)$$

$$v_2(t) = f_{cm2} + f_{cm2s} \quad (1.29)$$

En la mayoría de los casos prácticos el flujo de dispersión no se considera del todo y por lo tanto la f_{cm} desarrollada por el mismo resulta nula.

Figura 21. Flujos de dispersión



Fuente. INTECAP, **Manual de transformadores de potencia**, Pág. 18

1.4.5 Corriente de excitación

La corriente excitación es la necesaria para producir un flujo magnético ϕ y alimentar las pérdidas que se presentan a lo largo del núcleo del transformador, dicha corriente se conforma de la siguiente manera:

1. **La corriente de magnetización i_m** que es la necesaria para crear un flujo magnético dentro del núcleo.
2. **La corriente i_{h+e}** que se encuentra conformada por las corrientes generadas debido al efecto histéresis más las corrientes parásitas (corrientes de eddy, Foucault o remolino) ocasionadas por el efecto conductor del núcleo; por lo tanto, la corriente i_{h+e} sirve para alimentar las perdidas dentro del núcleo.

La figura 22(a) ilustra la curva de magnetización de un núcleo de transformador típico. Si el flujo en el núcleo del transformador se conoce, entonces la magnitud de la corriente de magnetización puede hallarse directamente de la figura 22(a). Ignorando por el momento los efectos del flujo de dispersión, vemos que el flujo promedio en el núcleo se obtiene por:

$$\phi = \frac{1}{N_p} \int v_p(t) dt \quad (1.30)$$

si el voltaje primario se da por la expresión $v_p(t) = V_M \cos(\omega t)$, el flujo resultante debe de ser:

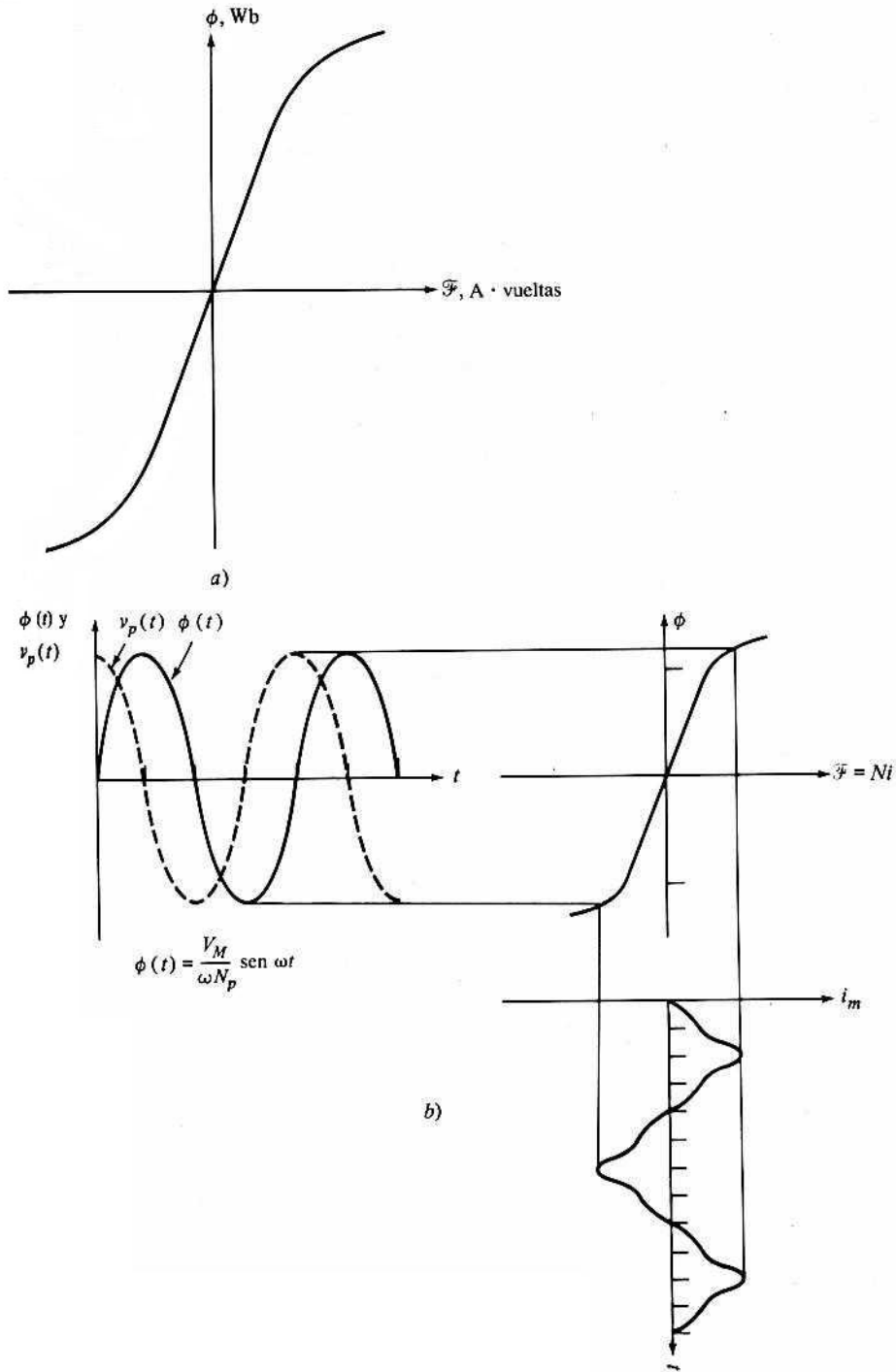
$$\phi = \frac{1}{N_p} \int V_M \cos(\omega t) dt \quad (1.31)$$

$$\phi = \frac{V_M}{\omega N_p} \text{sen}(\omega t) \quad (1.32)$$

Si los valores de la corriente necesaria para producir un flujo dado (véase figura 22(a))se comparan con el flujo en el núcleo a distintas horas, es posible construir un esquema de la corriente de magnetización en la bobina del núcleo. Tal esquema se ilustra en la figura 22(b). Note los siguientes puntos sobre la corriente de magnetización:

1. La corriente de magnetización en el transformador no es sinusoidal. Los componentes de más alta frecuencia en la corriente de magnetización se deben a la saturación magnética en el núcleo del transformador.
2. Una vez que la intensidad máxima de flujo alcanza el punto de saturación en el núcleo, un pequeño aumento en la intensidad de pico de flujo requiere un aumento muy grande en la corriente de magnetización máxima.
3. La componente fundamental de la corriente de magnetización retrasa el voltaje aplicado al núcleo en 90° .
4. Los componentes de más alta frecuencia en la corriente de magnetización pueden ser más bien grandes, comparados con la componente fundamental.

Figura 22. a) Curva de magnetización del núcleo de un transformador, b) Corriente de magnetización causada por el flujo en el núcleo del transformador

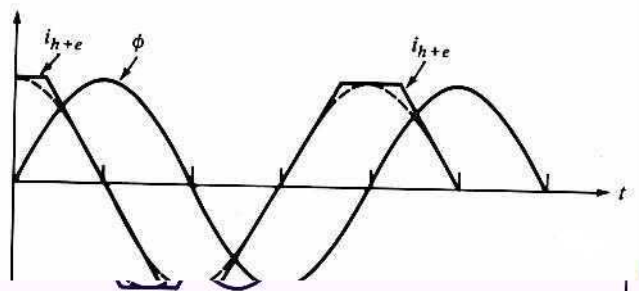


Fuente. Stephen J. Chapman, **Máquinas eléctricas**, Pág. 63

La otra componente de la corriente en vacío en el transformador es la corriente necesaria para producir la potencia que compense las pérdidas por histéresis y corrientes parásitas en el núcleo. Esta es la corriente de pérdidas en el núcleo. Si suponemos que el flujo en el núcleo es sinusoidal. Puesto que las corrientes parásitas en el núcleo son proporcionales a $d\phi/dt$ las corrientes parásitas son más grandes cuando el flujo en el núcleo esta pasando a través de cero Wb.

La pérdida por histéresis es no lineal en alto grado, pero también es la más grande mientras el flujo en el núcleo pasa por 0. En la figura 23 se muestra la corriente total necesaria para compensar las pérdidas en el núcleo.

Figura 23. Corriente de pérdida en el núcleo de un transformador



Fuente. Stephen J. Chapman, **Máquinas eléctricas**, Pág. 64

Fíjese en los puntos siguientes sobre la corriente por pérdidas en el núcleo.

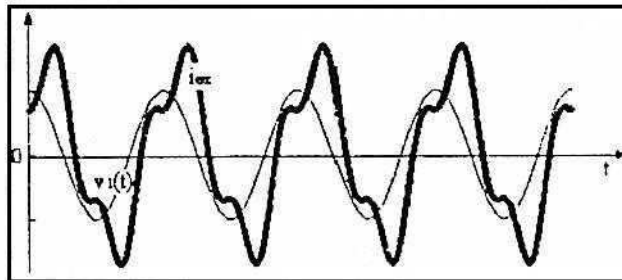
1. La corriente por pérdidas en el núcleo no es lineal, por los efectos no lineales de la histéresis.
2. la componente fundamental de la corriente por pérdidas en el núcleo está en fase con el voltaje que se le aplica.

La corriente total en vacío, en el núcleo, se llama corriente de excitación del transformador. Es, simplemente, la suma de la corriente de magnetización y la corriente por pérdidas en el núcleo:

$$i_{ex} = i_m + i_{h+e} \quad (1.33)$$

En la figura 24 se muestra la corriente de excitación total en el núcleo de un transformador.

Figura 24. Corriente total de excitación de un transformador



1.4.6 Modelo aproximado de un transformador real

Para llevar a cabo el modelo primero debemos partir de la resistencia de los embobinados que es uno de los parámetros más simples en el proceso. Como los conductores tienen un área transversal limitada, entonces, el enrollado presenta una cierta resistencia, por lo tanto, cada uno de los embobinados del transformador se trazan con una resistencia en serie (R_1 para el lado primario y R_2 para el secundario).

$$\phi = \frac{N_i}{\mathfrak{R}} \quad (1.34)$$

La variación del flujo de dispersión también crea f_{cm} inducidas, entonces:

$$f_{cm} = N \frac{d\phi}{dt} \quad (1.35)$$

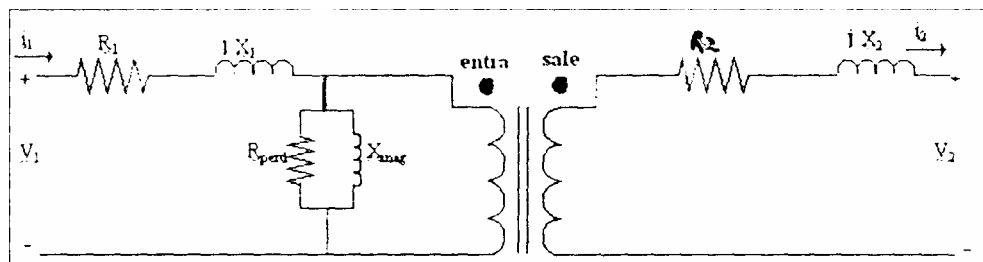
Si desarrollamos las ecuaciones (1.34) y (1.35) para el lado primario y secundario de un transformador considerando que el número de celtas y la reluctancia son constantes se tiene que:

$$f_{cm11} = \frac{N_1^2}{\mathfrak{R}} \frac{d_{11}}{dt} \quad (1.36)$$

$$f_{cm12} = \frac{N_2^2}{\mathfrak{R}} \frac{d_{12}}{dt} \quad (1.37)$$

En donde la constante " $\frac{N^2}{\mathfrak{R}}$ " resulta ser la inductancia del embobinado como la trazada en la figura 25.

Figura 25. Modelo aproximado de un transformador real



1.4.7 Circuito equivalente aproximado

Para simplificar el circuito de un transformador sólo se necesita tomar en cuenta las siguientes consideraciones:

- 1) La rama de magnetización casi es despreciable.
- 2) El método de reflexión basado en la relación de transformación

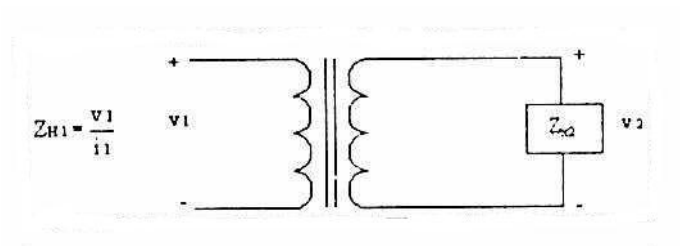
De apartados anteriores sabemos que:

$$\frac{v_1}{v_2} \cong a \text{ "para un transformador reductor"}$$

$$\frac{i_2}{i_1} \cong a$$

Ahora, si queremos llevar a cabo una reflexión de una impedancia del lado secundario al primario como lo muestra la figura 26 debemos hacer lo siguiente:

Figura 26. Esquema de impedancias



De:

$$Z_1 = \frac{v_1}{i_1} \quad (1.38)$$

$$Z_{X2} = \frac{v_{21}}{i_2} \quad (1.39)$$

Y de:

$$v_1 = a * v_2 \quad (1.40)$$

$$i_1 = \frac{i_2}{a} \quad (1.41)$$

Combinando las ecuaciones (1.40) y (1.41) en (1.38) tenemos:

$$Z_{H1} = \frac{v_1}{i_1} = \frac{a * v_2}{\frac{i_2}{a}} = a^2 \frac{v_2}{i_2}$$

Tenemos entonces como resultado:

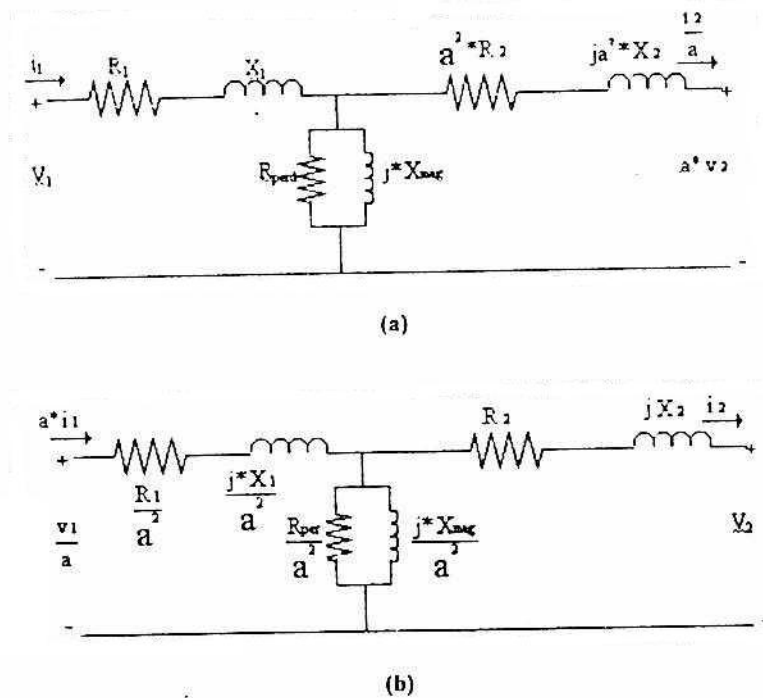
$$Z_{H1} = a^2 * Z_{X2} \quad (1.42)$$

Que es la impedancia reflejada al lado primario del transformador, entonces la impedancia del primario reflejada al secundario es:

$$Z_{X2} = \frac{Z_{H1}}{a^2} \quad (1.43)$$

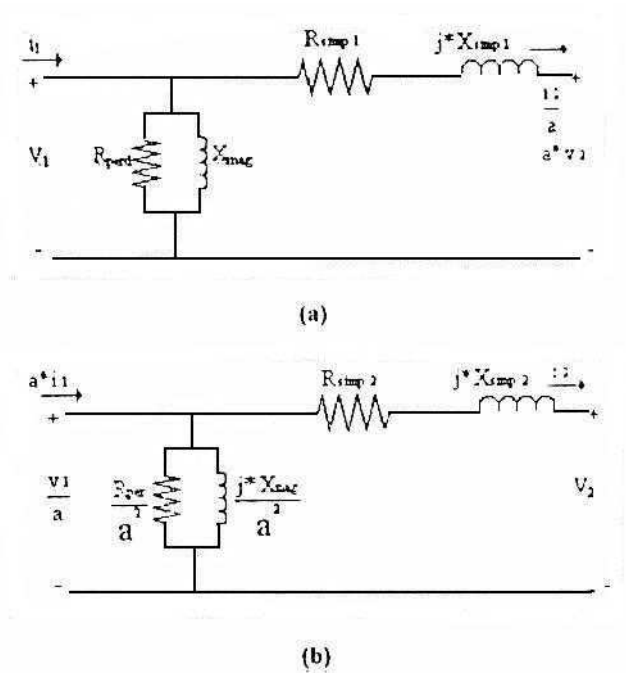
Por lo tanto, el proceso de simplificación para el modelo del transformador mostrado en la figura 26 es el siguiente:

Figura 27. Simplificación del modelo aproximado del transformador



Ahora bien para usos prácticos los circuitos anteriores se pueden simplificar de la siguiente manera:

Figura 28. Circuito simplificado



Como ven, el proceso de simplificación es muy simple, sólo se parte de las relaciones determinadas en esta sección y de esta manera se obtienen los circuitos reflejados. En la última figura, lo único que se hizo demás fue cambiar de posición la rama de magnetización estableciendo la aportación insignificante que tiene ésta para con el circuito simplificado y resolviendo las resistencias e inductancias serie entre el primario y el secundario quedando éstas de la siguiente manera:

$$R_{simp1} = R_1 + a^2 * R_2 \quad (1.44)$$

$$jX_{simp1} = jX_1 + ja^2 X_2 \quad (1.45)$$

$$R_{simp2} = \frac{R_1}{a^2} + R_2 \quad (1.46)$$

$$jX_{simp2} = \frac{jX_1}{a^2} + jX_2 \quad (1.47)$$

Donde las primeras dos ecuaciones se encuentran referidas al primario y las dos últimas al embobinado secundario.

1.4.8 Regulación de voltaje y eficiencia de un transformador

Puesto que el transformador real tiene impedancias en serie en su interior, su tensión de salida varía con la carga, aun si la tensión de alimentación se mantiene constante. Para comparar cómodamente los transformadores, en cuanto a esto, se acostumbra definir una cantidad llamada **regulación de voltaje (RV)**. La **regulación de voltaje a plena carga** es una cantidad que compara el voltaje de salida del transformador en vacío con el voltaje de salida a plena carga. Se define por la ecuación:

$$RV = \frac{V_{S,sp} - V_{S,pc}}{V_{S,pc}} \times 100\% \quad (1.48)$$

Puesto que en el vacío, $V_s = \frac{V_p}{a}$, la regulación de voltaje también puede expresarse:

$$RV = \frac{\frac{V_p}{a} - V_{S,pc}}{V_{S,pc}} \times 100\% \quad (1.49)$$

Generalmente, se considera conveniente tener una regulación de voltaje tan pequeña como sea posible. Para un transformador ideal, $RV = 0\%$. No siempre es aconsejable tener una regulación de voltaje baja, aunque algunas veces los transformadores de impedancia y regulación de voltaje altos se usan deliberadamente para reducir las corrientes de falla en un circuito.

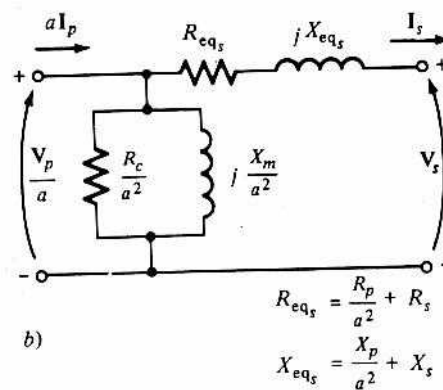
¿Cómo se calcula la regulación de voltaje en un transformador?

Diagrama fasorial del transformador

Para obtener la regulación de voltaje en un transformador se requiere entender las caídas de voltaje que se producen en su interior.

Consideremos el circuito equivalente del transformador simplificado de la siguiente figura 29.

Figura 29. Circuito simplificado de un transformador



Los efectos de la rama de excitación en la regulación de voltaje del transformador puede, ignorarse, por tanto que solamente las impedancia serie deben tenerse en cuenta. La regulación de voltaje de un transformador depende tanto de la magnitud de estas impedancias como del ángulo fase de la corriente que fluye por el transformador.

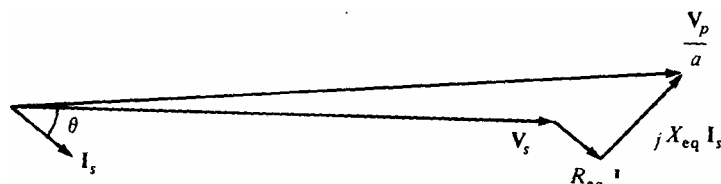
La forma más fácil de determinar el efecto de la impedancia y de los ángulos de fase de la corriente circulante en la regulación de voltaje del transformador es analizar el diagrama fasorial, un esquema de los voltajes y corrientes fasoriales del transformador.

En los diagramas fasoriales siguientes, el voltaje fasorial V_S se supone con un ángulo de 0° y todos los demás voltajes y corrientes se comparan con dicha suposición. Si se aplica la ley de voltajes de Kirchhoff al circuito equivalente de la figura 28, el voltaje primario se halla:

$$\frac{V_P}{a} = V_S + R_{eq} I_S + jX_{eq} I_S \quad (1.50)$$

Un diagrama fasorial de un transformador es una representación visual de esta ecuación.

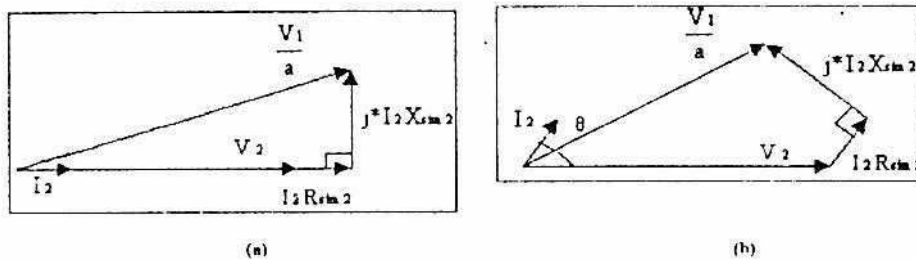
Figura 30. Diagrama fasorial de un transformador que trabaja con un factor de potencia atrasado



La figura 30 muestra un diagrama fasorial de un transformador que trabaja con un factor de potencia atrasado. Es muy fácil ver que $V_P/a > V_S$ para cargas en atraso, así que la regulación de voltaje de un transformador con tales cargas debe ser mayor que cero.

En la figura 31(a) puede verse un diagrama fasorial con un factor de potencia igual a uno. Aquí nuevamente se ve que el voltaje secundario es menor que el primario, de donde $V_R > 0$. Sin embargo, en esta oportunidad la regulación de voltaje es un número más pequeño el que tenía con una corriente de atraso. Si la corriente secundaria está adelantada, el voltaje secundario puede ser realmente mayor que el voltaje referido. Si esto sucede, el transformador tiene realmente una regulación de voltaje negativa. (véase figura 31(b)).

Figura 31. Diagramas fasoriales de un transformador. a) Factor de potencia unitario, b) Factor de potencia en adelanto



Eficiencia del transformador

Los transformadores también se comparan y valoran de acuerdo con su eficiencia. La eficiencia de un artefacto se puede conocer por medio de la ecuación:

$$\eta = \frac{P_{sal}}{P_{ent}} \times 100\% \quad (1.51)$$

$$\eta = \frac{P_{sal}}{P_{sal} + P_{pérdidas}} \times 100\% \quad (1.52)$$

Estas ecuaciones se aplican a motores y generadores, así como a transformadores.

Los circuitos equivalentes del transformador facilitan mucho los cálculos de la eñe Hay tres tipos de pérdidas que se presentan en los transformadores:

1. *Pérdidas en el cobre (PR)*. Estas pérdidas se producen por la resistencia serie del circuito equivalente.
2. *Pérdidas por histéresis*. Estas pérdidas se producen por la resistencia R_C
3. *Pérdidas por corrientes parásitas*. Estas pérdidas se producen por la resistencia R_C .

Para calcular la eficiencia de un transformador bajo una carga dada, sólo se suman las pérdidas de cada resistencia y se aplica la ecuación siguiente:

$$P_{sal} = V_S I_S \cos \theta \quad (1.53)$$

por lo que la eficiencia del transformador puede expresarse por:

$$\eta = \frac{V_S I_S \cos \theta_S}{P_{Cu} + P_{nucleo} + V_S I_S \cos \theta_S} \times 100\% \quad (1.54)$$

1.4.9 Sistema de medición por unidad

El resolver circuitos que contengan transformadores puede llegar a ser una operación absolutamente muy tediosa por la necesidad de trasladar a un solo nivel, todos los noveles de voltajes en los diferentes lados de los transformadores del sistema. Es por ello que se utiliza el método de cálculo llamado **sistema de medición por-unidad (pu)**

Una de las ventajas en el sistema por-unidad, es que es importante para la maquinaria eléctrica y los transformadores. Como el tamaño de una máquina o un transformador varía, sus impedancias internas varían ampliamente. Así, una reactancia de circuito primario de 0.1Ω , podría ser un número enormemente alto para un transformador o extremadamente bajo para otro; todo depende del voltaje del aparato y de su capacidad de potencia.

Sin embargo, resulta que en un sistema por-unidad, relacionado con su capacidad de potencia, *las impedancias de la máquina y el transformador caen dentro de márgenes bastante estrechos*, para cada tipo y construcción de aparato. Este hecho se convierte en un recurso muy útil para verificar la solución de los problemas.

En el sistema por-unidad, los voltajes, corrientes, potencias, impedancias y otras cantidades eléctricas no se miden en las usuales unidades del SI (voltios, amperios, vatios, ohmios.) En su lugar, *cada cantidad eléctrica se mide como una fracción decimal* de nivel básico. Con base en el sistema por-unidad, cualquier cantidad puede expresarse por la ecuación:

$$Cantidad_por - unidad = \frac{Cantidad_real}{valor_base_de_la_cantidad} \quad (1.55)$$

en donde la "cantidad real" es un valor en voltios, amperios, ohmios, etc. Se acostumbra a seleccionar dos cantidades base, para definir un sistema por-unidad dado. Las que generalmente se seleccionan, son voltaje y potencia (o potencia aparente).

Una vez han seleccionado estas cantidades base, todos los otros valores base son relacionados con ellas, por medio de las acostumbradas leyes eléctricas. En un sistema monofásico, estas relaciones son:

$$P_{base}, Q_{base}, \text{ o } S_{base} = V_{base} I_{base} \quad (1.56)$$

$$Z_{base} = \frac{V_{base}}{I_{base}} \quad (1.57)$$

$$Y_{base} = \frac{I_{base}}{V_{base}} \quad (1.58)$$

$$Z_{base} = \frac{(V_{base})^2}{S_{base}} \quad (1.59)$$

Una vez se han seleccionado los valores base de S (o P) y V todos los otros valores base len computarse fácilmente con las ecuaciones (1.56) a (1.57).

En un sistema de potencia, la potencia base aparente y el voltaje se seleccionan *en punto específico del sistema*. Un transformador no tiene efecto sobre la potencia base aparente del sistema, puesto que la potencia aparente de entrada a un transformador es igual a la potencia aparente de salida del transformador.

Por otra parte, los voltajes cambian cuando pasan por el transformador, de tal modo que el valor de V_{base} cambia en cada transformador del sistema, de acuerdo con su relación de espiras. Por la razón de que las cantidades base cambian al pasar por el transformador, el proceso de convertir las cantidades en un nivel de voltaje común se hace automáticamente durante la conversión por-unidad.

1.5 El Autotransformador

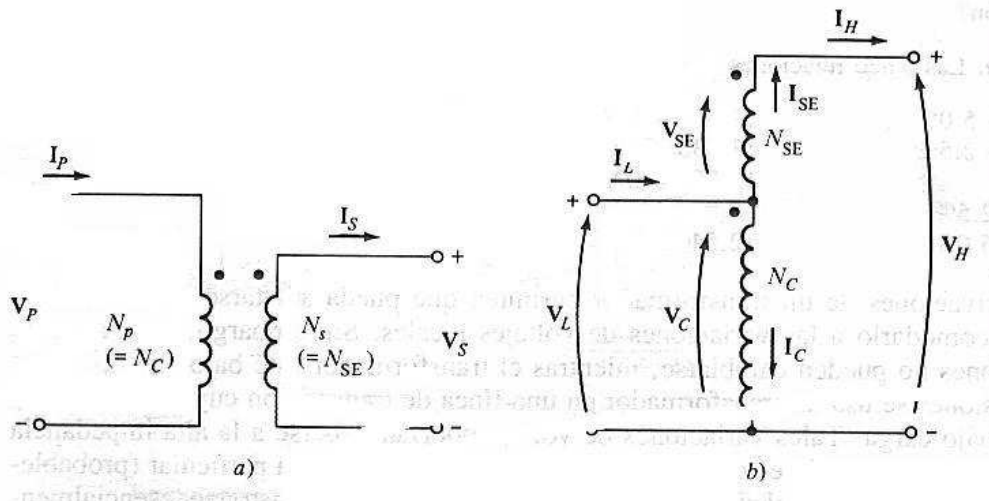
Surge de la necesidad de cambiar los niveles de voltaje en una mínima cantidad, por ejemplo pueden incrementar un voltaje de 110 a 120 V o de 13.2 a 13.8 kV estos pequeños aumentos pueden ser necesarios por caídas de voltaje que suelen ocurrir en los sistemas de potencia, a mucha distancia de los generadores.

Por lo que sería un desperdicio y muy costoso usar un transformador convencional con dos bobinas completas, cada una con tensión nominal más o menos el mismo voltaje. Por ello se utiliza un transformador especial llamado **Autotransformador**.

En la figura 32 se ilustra un diagrama de un Autotransformador elevador. En la figura 32(a) las dos bobinas del transformador se muestran en la forma convencional. En la figura 32(b), la primera bobina se ilustra conectada en forma aditiva a la segunda bobina, por lo que la relación entre los voltajes de la primera y segunda bobina se establece por la relación de vueltas del transformador.

Sin embargo, el voltaje a la salida de todo el transformador es la suma de los voltajes de la primera y segunda bobina. Por ello la primera bobina se denomina **bobina común**, debido a que su voltaje aparece en ambos lados del transformador. Y la bobina más pequeña se denomina **bobina serie**, porque está conectada en serie con la bobina común.

Figura 32. Diagrama de un Autotransformador elevador. a) Bobinas conectadas de manera convencional, b) Bobinas reconectadas como autotransformador

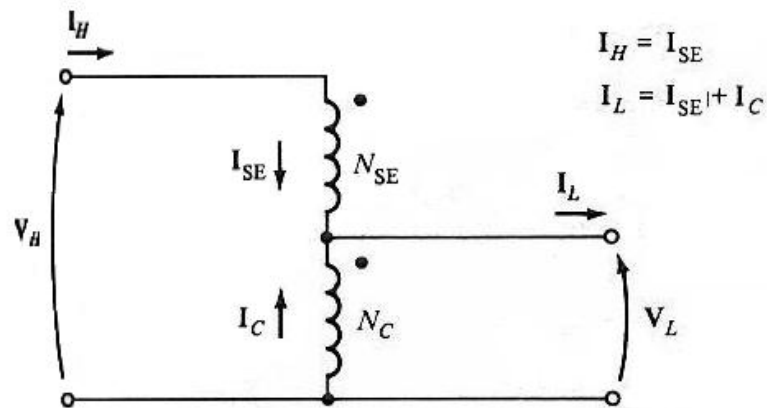


Fuente. Stephen J. Chapman, **Máquinas eléctricas**, Pág. 94

En la figura 33 se ilustra el diagrama de un Autotransformador reductor, aquí el voltaje de alimentación es la suma de los voltajes en las bobinas serie y común, mientras que el voltaje de salida es solamente el voltaje en la bobina común.

Puesto que las bobinas del transformador están físicamente conectadas, para el Autotransformador se usa una tecnología diferente de la que se utiliza para otros tipos de transformadores. El voltaje de la bobina común se llama voltaje común V_C y la corriente en esta bobina se llama corriente común I_C . El voltaje en la bobina serie se llama voltaje serie V_{SE} y la corriente en esa bobina se llama corriente serie I_{SE} . El voltaje y la corriente en el lado de voltaje bajo el transformador se llama V_L e I_L , respectivamente, mientras que las magnitudes en el lado de alto voltaje del transformador se les llama V_H e I_H .

Figura 33. Diagrama de conexión de un autotransformador reductor



Fuente. Stephen J. Chapman, **Máquinas eléctricas**, Pág. 95

El primario del Autotransformador (el lado que recibe la corriente) puede ser cualquiera de sus lados, dependiendo de si el Autotransformador actúa como reductor elevador. De la figura 32(b) los voltajes y corrientes en las bobinas se relacionan por las ecuaciones:

$$\frac{V_C}{V_{SE}} = \frac{N_C}{N_{SE}} \quad (1.60)$$

$$V_C N_{SE} = V_{SE} N_C \quad (1.61)$$

Las tensiones en las bobinas están relacionadas con las tensiones en los terminales, por las ecuaciones:

$$V_L = V_C \quad (1.62)$$

$$V_H = V_C + V_{SE} \quad (1.63)$$

Y las corrientes en las bobinas están relacionadas con las corrientes en los terminales por las ecuaciones:

$$I_H = I_{SE} \quad (1.64)$$

$$I_L = I_{SE} + I_C \quad (1.65)$$

Aplicaciones de los Autotransformadores

Se emplean los autotransformadores cuando la alta tensión debe de elevarse o reducirse sólo ligeramente con relación a la tensión de alimentación, por ejemplo:

- En industrias desde 5 a 6 kV,
- En laboratorios con varios escalones de tensión,
- En redes de distribución de baja tensión para elevar ésta posteriormente y
- En redes de tensión media pasajeramente durante el cambio de la tensión de la red, por ejemplo desde 15 a 20 kV.
- Como transformador de acoplamiento entre dos redes con punto neutro sin toma de tierra (la diferencia entre la alta tensión no debe de ser mayor del 25 %, de lo contrario, debido a la unión metálica de ambas redes, existe un desplazamiento inadmisible de tensión en la red de baja tensión al producirse contactos a tierra en la red de alta tensión.).
- Aplicaciones para influir en la distribución de la carga reactiva en redes enmalladas.

Ventajas del uso de Autotransformadores

- Es que como ambos arrollamientos están conectados eléctricamente uno detrás del otro, uno de serie y el otro en paralelo a la alta tensión y a la baja tensión; la potencia de paso es transportada, una parte por conducción y otra por inducción. Por ello la potencia nominal aparente en un autotransformador será mayor que la de uno convencional.
- Por la conexión económica supo menor gasto de materiales, y por tanto menos costos.
- Son transformadores resistentes al cortocircuito.

Desventajas del uso de Autotransformadores

- La desventaja principal de los autotransformadores es que, a diferencia de los transformadores convencionales, hay una conexión física directa entre los circuitos primario y secundario, de tal modo que el aislamiento eléctrico de ambos lados se pierde.
- Otra es que en comparada con un transformador dado conectado en forma convencional, la impedancia por unidad efectiva de un autotransformador es menor en un factor igual al inverso de la ventaja de potencia de la conexión del autotransformador.

1.6 Transformadores trifásicos

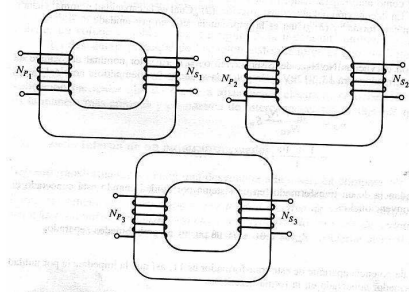
La mayoría de las redes de distribución son trifásicas y también un buen número de usuarios de tipo comercial e industrial hacen uso de sistemas de alimentación trifásicos, esto hace que sea necesario considerar la importancia que tienen los sistemas trifásicos en las instalaciones eléctricas y en consecuencia los transformadores trifásicos en estas.

La energía de un sistema trifásico se puede transformar, ya sea por medio de tres transformadores monofásicos (formando un banco trifásico) o bien mediante el uso de un transformador trifásico. Por razones de tipo económico, de espacio en las instalaciones y confiabilidad en los equipos, se puede decir, que en general, es preferida la solución del uso de transformadores trifásicos en las instalaciones eléctricas que requieren de este tipo de alimentación.

Los transformadores para circuitos trifásicos pueden construirse de dos maneras. Una de ellas es, sencillamente, tomando tres transformadores monofásicos y conectarlos en un grupo trifásico. Otra alternativa es haciendo un transformador trifásico que consiste en tres juegos de devanados enrollados sobre un núcleo común. Estas dos formas posibles de construir transformadores se señalan en las figuras 34 y 35.

La construcción de un transformador trifásico sencillo es la práctica preferida hoy en día, puesto que es más liviano, más pequeño, más barato y ligeramente más eficiente. En años anteriores la construcción preferida era la de usar tres transformadores independientes. Esta tenía la ventaja que cada unidad del grupo podía reemplazarse individualmente en caso de avería, pero esta ventaja no alcanza a sobrepasar las de la unida trifásica combinada para la mayor parte de las aplicaciones.

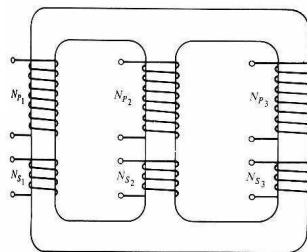
Figura 34. Banco de transformadores trifásicos, compuesto por transformadores independientes



Fuente. Stephen J. Chapman, **Máquinas eléctricas**, Pág. 102

Los transformadores trifásicos normalmente están constituidos de un núcleo que tiene 3 piernas o columnas, sobre cada una de las cuales se encuentra dispuestas los devanados primarios y secundarios de la misma fase. Estos devanados para cada una de las fases ese pueden conectar en estrella, delta a Zig-Zag.

Figura 35. Transformador trifásico enrollado en un núcleo de tres columnas



Fuente. Stephen J. Chapman, **Máquinas eléctricas**, Pág. 103

La conexiones entre los devanados secundarios pueden ser iguales o distintas de aquellas que se usen entre las fases del primario por lo que en teoría puede haber nueve combinaciones de conexión. En la práctica se pueden usar las siguientes conexiones entre los devanados primario y secundario: estrella-estrella, delta-estrella, estrella/zig-zag, estrella-delta, delta-delta, las cuales se estudiarán más adelante en el capítulo 4.

2. FUNDAMENTOS DE FORMA DE ONDA NO-SINUSOIDAL

2.1 Antecedentes

Los sistemas conectados a cargas que producen formas de onda a-lineales no son nada nuevo, la única razón que se tiene para pensar que son recientes se debe a que en la actualidad se encuentra más remarcado el problema que estos generan.

El problema principal que este tipo de cargas genera es la deformación de las ondas de corriente y voltaje dentro de un sistema eléctrico Y, como uno de los objetivos del trabajo se centra en el estudio de los efectos del cambio de la forma de onda dentro de un transformador, es conveniente que se lleve a cabo en el capítulo presente un breve resumen que englobe algunos de los conceptos más importantes para familiarizar al lector con el análisis del fenómeno

2.2 Conceptos

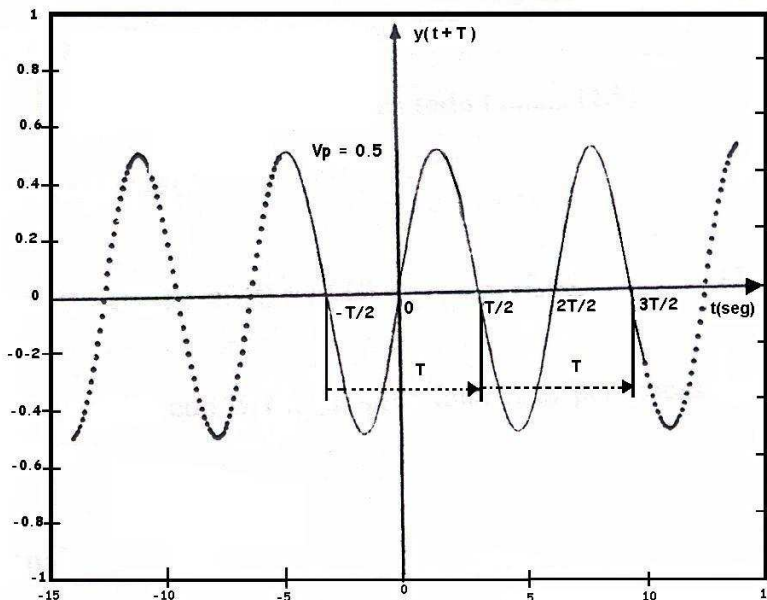
2.2.1 Función periódica

Sea una función $f(t)$ periódica definida para un tiempo t con período T tal que se cumpla la siguiente expresión:

$$f(t + T) = f(t) \text{ para todo } t \dots\dots\dots (2)$$

Donde el período T es un número entero que determina el intervalo de tiempo en el que el valor de $f(t)$ es el mismo (como se demuestra en la figura 36, al valor que se obtiene cuando la función, se encuentra en $f(t + T)$

Figura 36. Período de una función periódica



Fuente. Hwei P. Hsu, **Análisis de Fourier**, Pág. 18

Es decir, sea una función $f(t)$ cualquiera que es periódica en un intervalo de tiempo T ; se comprueba que la función $f(t)$ y $f(t + T)$ son iguales para todo tiempo t .

Por ejemplo, el valor de una función cuadrada es 0.5 unidades cuando $t = -T/2$ [seg.] en un intervalo que va de $[-T/2, T/2]$, y para un $t = T/2$ comienza el nuevo período que es idéntico al anterior; por lo tanto, comprobamos que en el inicio de este nuevo periodo, se trazara la señal con un valor de 0.5 unidades, lo que nos demuestra que:

$$0.5 \text{ [unidades]} = f(t) = f(t + T) \text{ para todo valor de } t \dots (2.1)$$

Se define un número entero "n" tal que partiendo de la ecuación (2.1) para cualquier valor de "n" se cumple lo siguiente:

$$f(t) = f(t + T) = f(t + 2T) = f(t + 3T) = \dots = f(t + nT) \text{ para cualquier } t \dots (2.2)$$

Asimismo, si tenemos dos funciones $f_1(t)$ y $f_2(t)$ que se encuentran definidas con un mismo periodo T , tal que determinen una tercera función de la siguiente manera:

$$f_3(t) = f_1(t) + f_2(t) \quad \text{para todo } t \dots \dots \dots (2.3)$$

y, si tenemos las constantes r, s que cumplen con la ecuación 2 y con la ecuación 2.1, resalta que:

$$\begin{aligned} r(t) &= r(t + T) = \text{una constante, y} \\ s(t) &= s(t + T) = \text{una constante, para todo } t \dots \dots (2.4) \end{aligned}$$

por lo tanto, las ecuaciones (2.3) y (2.4) se expresan como:

$$f_4(t) = rf_1(t) + sf_2(t) \quad \text{para todo } t \dots \dots (2.5)$$

si se tiene " k " funciones entonces:

$$f_k(t) = rf_1(t) + sf_2(t) + uf_3(t) + vf_4(t) + \dots \dots + vf_k(t) \dots \dots (2.6)$$

donde la función $f_k(t)$ cumplirá con la ecuación (2) para funciones periódicas con igual T para un intervalo de tiempo t igual.

2.2.2 Función ortogonal

Se tiene un par de funciones $f_1(t)$ y $f_2(t)$ periódicas definidas dentro de un intervalo $t_1 - t_2$, y se quiere demostrar que ambas funciones son ortogonales; para esto se debe cumplir que al aplicar la integral del producto de ambas funciones en el intervalo definido el resultado sea mostrado de la siguiente manera:

$$\int_{t_1}^{t_2} f_1(t) * f_2(t) dt = 0 \dots\dots(2.7)$$

Si contamos con un grupo de funciones G formado por el conjunto $[f_1(t), f_2(t), f_3(t), \dots, f_k(t)]$, dicho conjunto se llamara ortogonal siempre y cuando cada una de las funciones del grupo cumpla con las siguientes declaraciones:

$$\int_{t_1}^{t_2} f_p(t) f_q(t) dt = 0 \text{ para todo } p \neq q \dots\dots(2.8)$$

$$\int f_p(t) f_q(t) = x \text{ para todo } p = q \text{ donde } x \neq 0 \dots\dots(2.9)$$

Es decir, tenemos un conjunto definido por las siguientes funciones:

$$[1, \cos wt, \cos 2wt, \cos 3wt, \dots, \cos nwt, \text{sen } wt, \text{sen } 2wt, \text{sen } 3wt, \dots, \text{sen } nwt] \dots\dots (2.10)$$

Que es ortogonal debido a que cada una de las funciones cumple con las declaraciones (2.8) y (2.9).

2.2.3 Serie de Fourier

Serie de Fourier es una función periódica $f(t)$ compuesta por un valor constante y por la suma de ondas sinusoidales ortogonales, tal como se muestra a continuación:

$$f(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{n=k} [A_n \cos(n\omega t) - B_n \text{sen}(n\omega t)] \dots\dots (2.11)$$

Donde:

A_0 = valor promedio constante de cd.

A_n = valor de la amplitud de la n-ésima función coseno.

B_n = valor de la amplitud de la n-ésima función seno.

n = n-ésimo término.

ω = frecuencia en radianes expresada como $\omega = \frac{2\pi}{T}$.

De la ecuación (2.11) el parámetro A_0 para el análisis en corriente alterna será el valor de corriente directa (cd) que determina el nivel constante en C.A. que es desplazado un parámetro alterno con respecto al eje horizontal. Así mismo, los parámetros de la sumatoria A_n y B_n definen las componentes de la fundamental A_1 y B_1 que son de la misma frecuencia de la onda analizada y las componentes de sus frecuencias más altas llamadas "**Armónicas**" debido a que su frecuencia es un múltiplo de la frecuencia de las componentes fundamentales. La función $f(t)$ tiene como finalidad el análisis de circuitos eléctricos con ondas periódicas complicadas. Para obtener el valor de cada uno de los coeficientes se parte de la manera siguiente para un intervalo de tiempo establecido.

Se tiene en un intervalo de $[0,T]$ donde para obtener A_0 se multiplican ambos lados de la ecuación (2.11) por la "dt" y a continuación se integran en el rango definido, es decir:

$$\int_0^T f(t)dt = \int_0^T [A_0 + \sum_{n=1}^k A_n \cos(n\omega t) + B_n \text{sen}(n\omega t)]dt \dots\dots(2.12)$$

$$\int_0^T f(t)dt = A_0 \int_0^T dt + \sum_{n=1}^k A_n \int_0^T \cos(n\omega t)dt + B_n \int_0^T \text{sen}(n\omega t)dt \dots\dots(2.13)$$

De la ecuación (2.13) se comprueba que:

$$\int_0^T f(t)dt = TA_0 \dots\dots(2.14)$$

Por lo tanto, tenemos que el coeficiente A_0 presenta el siguiente valor:

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \dots\dots(2.15)$$

Para A_n se multiplica la ecuación (2.11) por el $\cos(m\omega t)dt$ y se integra, quedando la ecuación de la manera siguiente:

$$\int_0^T f(t) \cos(m\omega t) dt = A_0 \int_0^T \cos(m\omega t) dt + \sum_{n=1}^k A_n \int_0^T \cos(n\omega t) \cos(m\omega t) dt + B_n \int_0^T \text{sen}(n\omega t) \cos(m\omega t) dt \dots\dots(2.16)$$

En la función coseno que multiplica a los términos de toda la ecuación (2.11) se define en el argumento de la misma un valor "m" diferente de "n" para que cumpla con las declaraciones de ortogonalidad en donde se establece que:

1. Para todos los coeficientes de B_n como las funciones que intervienen son senos y cosenos (funciones ortogonales en el intervalo dado), entonces, el resultado de los productos es cero.
2. Es claro que el coeficiente A_0 es cero debido a que su integral en el rango dado es cero donde $\cos(m\omega t)$ es una función ortogonal.
3. Por lo tanto, sólo quedara el coeficiente A_n y su valor será:

$$\int_0^T f(t) \cos(m\omega t) dt = A_n \int_0^T \cos^2(m\omega t) dt \dots\dots(2.17)$$

Si partimos de la igualdad de $\cos^2(n\omega t) = \frac{1}{2} + \cos(2n\omega t)$ tenemos que

A_n es:

$$A_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(n\omega t) dt \dots\dots(2.18)$$

Para determinar el valor del coeficiente B_n se parte de la misma forma, pero ahora, solo se multiplica la función de $\sin(m\omega t)dt$ por la ecuación (2.11) y se toman en cuenta los mismos principios para funciones ortogonales obteniendo finalmente que:

$$B_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(n\omega t) dt \dots\dots(2.19)$$

Los coeficientes de la serie se pueden representar en función de sus componentes rectangulares de la siguiente forma:

$$C_0 = A_0 \dots\dots(2.20)$$

$$C_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \dots\dots(2.21)$$

$$\varphi_n = \text{ang} \tan \frac{B_n}{A_n} \dots\dots(2.22)$$

Y por lo tanto, la serie de Fourier se puede escribir ahora como:

$$f(t) = C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \dots\dots(2.23)$$

Donde:

C_0 : es la componente de directa.

C_n : es el valor armónico de la n-componente armónica.

φ_n : es el ángulo de fase de la n-componente armónica.

C_n y φ_n : para $n = 1$ son la magnitud y el ángulo de fase para la fundamental.

n : es un número entero.

La ecuación (2.23) puede expresarse en su forma compleja como:

$$f(t) = \sum C_n e^{jn\omega t} \dots(2.24)$$

Si partimos de los coeficientes anteriormente definidos se puede obtener los " C_n y C_0 " para la ecuación (2.23). En el apartado de simetría utilizaremos como base, los coeficientes A_n y B_n para facilitar su entendimiento, pero antes, se definen los conceptos de función par y función impar.

2.2.3.1. Funciones Par-Impar

Las características que muchas de las veces presenta una forma de onda pueden ayudarnos para establecer condiciones cuya finalidad sea realizar un estudio más rápido y fácil de la onda; si aplicamos algunas de las consideraciones que a continuación se ven, entonces, tendremos herramientas suficientes para comprobar cuando se puede llevar a cabo el análisis de una señal a lo largo de un periodo definido y cuando se puede definir un nuevo período para que el análisis sea más sencillo.

Función PAR: Para una señal se tiene que si en un intervalo $[-L,L]$ la función $f(x)$ que la describe es PAR entonces se cumplirá que los valores de las ordenadas de la función en el intervalo de $(0,L)$, son los mismos que los del conjunto de valores de $[-L,0)$; esto quiere decir que la parte de la señal del primer intervalo es el reflejo de la otra parte de la señal del segundo intervalo^o como se muestra en la figura 37(a).

Función IMPAR: Ahora se tiene una forma de onda en un intervalo $[-L,L]$ cuya función $f(x)$ que la describe es IMPAR; entonces, el reflejo de a función en uno de los intervalos ya sea de $(0,L]$ o de $[-L,0)$ será el inverso de uno con respecto del otro, lo cual indica que las ordenadas de la mitad del intervalo son el valor inverso de las ordenadas que forman la parte de la señal en la otro mitad del intervalo; las coordenadas son los valores x 's y $f(x)$'s de la señal un ejemplo de una función impar se traza en b figura 37(b)

Si se integra $f(x)$ a lo sobre el intervalo $[-L,L]$ se tienen para los dos tipos de funciones anteriores, los puntos siguientes:

1. Si la función $f(x)$ se integra sobre intervalo $[-L,L]$ y es una función par. entonces el valor de la integral sobre el intervalo es el sic:-ente:

$$\int_{-L}^L f(x)dx = 2 \int_0^L f(x)dx \dots\dots\dots(\mathbf{A})$$

2. Si la función $f(x)$ se integra sobre el intervalo $[-L,L]$ y es una función impar, entonces el valor de la integral dentro del intervalo es:

$$\int_{-L}^L f(x)dx = 0 \dots\dots\dots(\mathbf{B})$$

Es conveniente recalcar que la mayoría de las funciones no son pares ni impares, por lo que se considera lo siguiente:

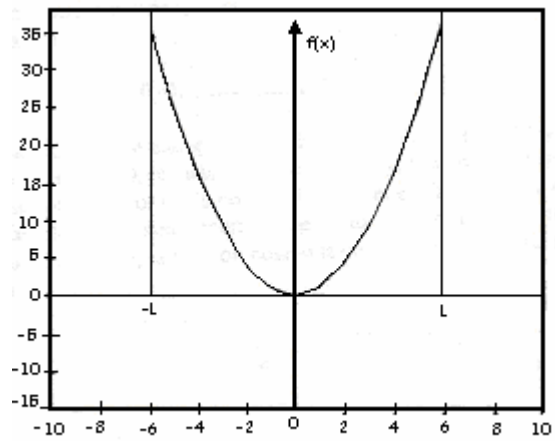
- 1. El producto de una función impar y una par da una impar**
- 2. El producto de una función par y una impar da una impar**
- 3. El producto de una función impar y una impar da una par**
- 4. El producto de una función par y una par da una par.**

Si la forma de onda a analizarse se encuentra compuesta por una función $f(x)$ par una función $\text{sen}(x)$, el resultado de la misma será una función impar debido a que $\text{sen}(x)$ es impar y el producto de una función par con una impar es impar de los enunciados 1 y 2 por lo tanto, su integral es cero.

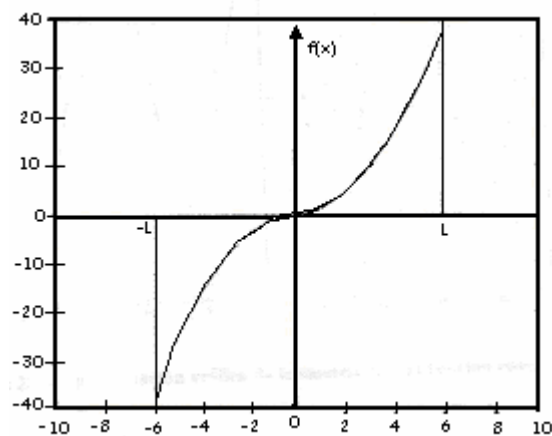
Pero si se tiene que la forma de onda se encuentra compuesta por una $f(x)$ par y una función coseno, entonces la función total será una función par debido a que ambas son funciones pares resultando la integral de la señal a lo largo del intervalo diferente de cero.

Como ya se definieron las propiedades de una función de manera general, ahora aplicaremos las condiciones de simetría para determinar la eliminación de los coeficientes de la Serie de Fourier realizando el análisis en función del tiempo y tomando como consideración el intervalo del periodo en el rango de $[-T/2, T/2]$ para facilitar el calculo de las integrales.

Figura 37. Representaciones gráficas de una función, (a) Par, b) Impar



(a)



(b)

Fuente. Hwei P. Hsu, **Análisis de Fourier**, Pág. 20

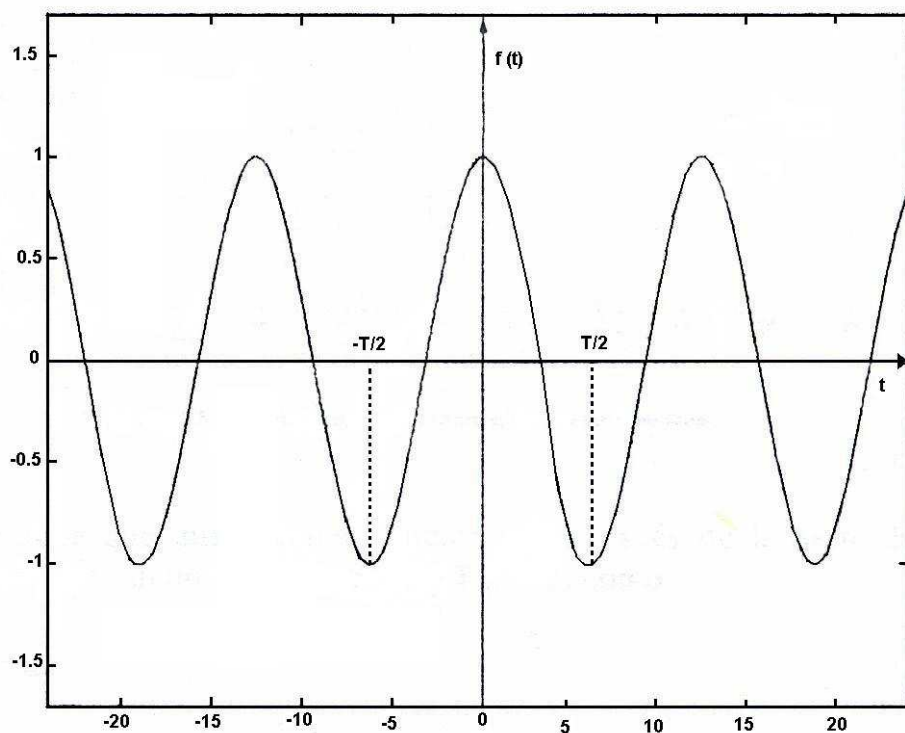
2.2.3.2 Simetría par

Se dice que una función tiene simetría par cuando en un intervalo dado de $[-T/2, T/2]$ se encuentra una función tal que:

$$f(t) = f(-t) \dots (2.25)$$

Esto quiere decir que la función que se encuentra trazada en la figura 38 muestra una función par debido a que cumple con la ecuación (2.25), lo cual comprueba que una función es el reflejo de la otra formando una propia en su totalidad tomando como referencia el eje Y. Debido a que las señales analizadas en los sistemas eléctricos son generalmente de forma aproximadamente sinusoidal, entonces, se puede dar como ejemplo, la función coseno la cual presenta simetría par si se refiere al eje vertical de la figura.

Figura 38. Función coseno, ejemplo de una función de simetría par



Fuente. Hwei P. Hsu, **Análisis de Fourier**, Pág. 22

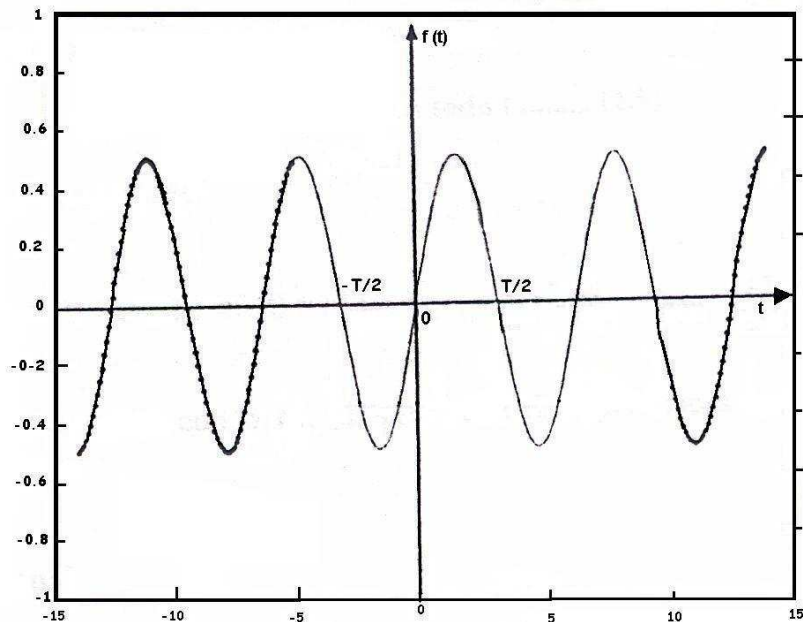
2.2.3.3 Simetría impar

Se dice que una función tiene simetría impar en un intervalo dado de $[-T/2, T/2]$ si una función se encuentra determinada como:

$$f(t) = f(-t) = -f(t).....(2.26)$$

Lo que expresa que una función tiene simetría impar si el reflejo sobre el eje Y de una función en un intervalo de $[-T/2, 0]$ es la reflexión inversa de la misma función en otro de $[0, T/2]$, este fenómeno viene indicado por el signo en la expresión (2.26) y muestra gráficamente en la figura 39.

Figura 39. Representación gráfica de una función impar



Fuente. Hwei P. Hsu, **Análisis de Fourier**, Pág. 23

Asimismo si se tiene que analizar una función par a través de la Serie de Fourier, los coeficientes A_n se expresan en un intervalo dado $[-T/2, T/2]$ como:

$$A_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} f(t) \cos(n\omega t) dt \quad \text{donde } B_n = 0 \text{ para una función par.....(2.27)}$$

Para llegar al resultado de la ecuación (2.27) se parte de los resultados obtenidos en las ecuaciones (A) y (B) y de las consideraciones (1-4) para las funciones pares e impares; es decir, si se va a analizar una función par con la serie de Fourier, entonces todas las B_n van a ser cero debido a que contienen integrales de productos que dan como resultado una función impar y como sabemos que la integral de una función impar en un intervalo dado es cero, por lo tanto se comprueba el valor de los B_n el valor numérico de A_n se encuentra en la ecuación debido a que ya no se realiza la integración en todo el intervalo $[-T/2, T/2]$.

De la misma manera, para analizar una función impar por conducto de la Serie de Fourier para el mismo intervalo se concluye que:

$$B_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} f(t) \text{sen}(n\omega t) dt \quad \text{donde } A_n = 0 \text{ para una función impar...(2.28)}$$

El intervalo que se considera es para facilitar el análisis de los coeficientes de la Serie de Fourier, en las ecuaciones (2.27) y (2.28) resulta que la integral se multiplica por el número 4 debido a que ya no es necesario hacer el análisis para la otra mitad del periodo por las características de las funciones, ya que si no se tomarán en cuenta se debería calcular la integral para el intervalo completo.

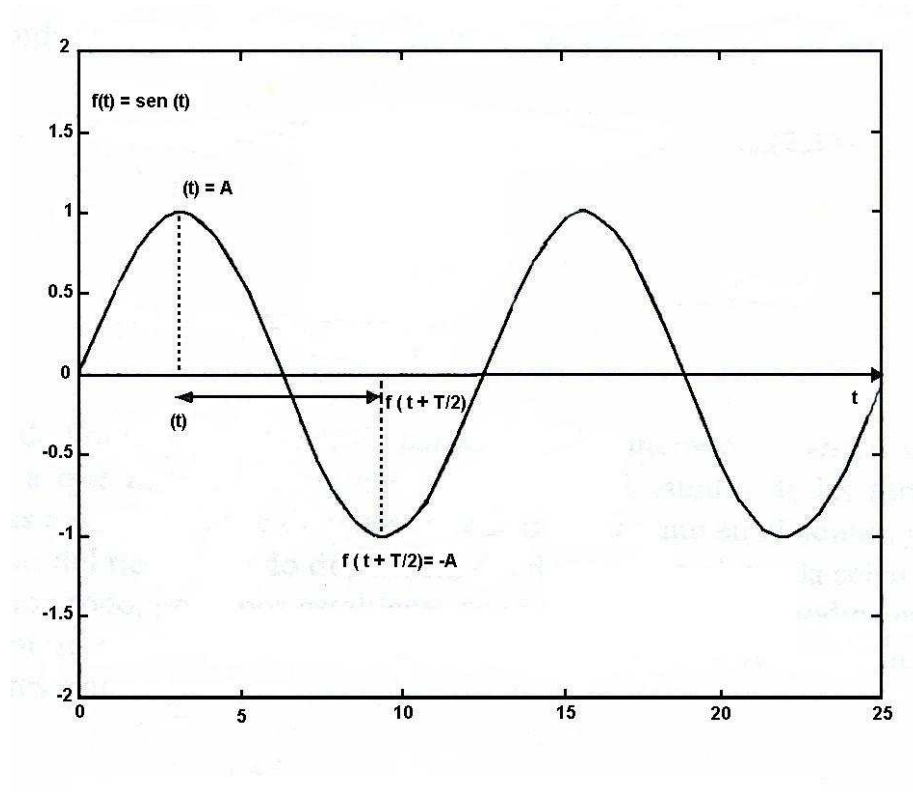
2.2.3.4 Simetría semi-ondulada

La simetría semi-ondulada de una onda se encuentra definida como:

$$f(t) = -f(t + T/2) \text{ para todo } t \text{ real y } T \text{ entero....(2.29)}$$

Que quiere decir que si el valor de una función (su ordenada) en un tiempo t dado es igual al valor negativo de la misma función en la mitad del intervalo siguiente, entonces, existirá simetría semi-ondulada en la señal $f(t)$ y sus coeficientes se determinan a partir de las expresiones (2.27) y (2.28) con la consideración de que n 's pares, tanto A_n como B_n serán cero, lo cual nos indica que todas las formas de onda con simetría semi-ondulada solamente contendrán armónicos impares.

Figura 40. Representación gráfica de una función semi-ondulada



Fuente. Hwei P. Hsu, **Análisis de Fourier**, Pág. 25

2.2.4 Transformada de Fourier

La transformada de Fourier es una herramienta indispensable que facilita los análisis de sistemas y señales previamente modelados y se expresa de la siguiente manera:

$$F(\omega) = \int_{-L}^L f(t)e^{-j\omega t} dt \dots(2.30)$$

Donde $F(w)$ es la transformada de Fourier de la función $f(t)$ en el dominio de la frecuencia para un intervalo de estudio definido de $[-L, L]$.

$$f(t) = \frac{1}{L} \int_{-L}^L F(w) e^{jw t} dt \dots(2.31)$$

Y también se obtiene la transformada de Fourier de $F(w)$ para un rango de $[-L, L]$ cualquiera regresando de nuevo lo que era la función de $f(t)$ en el dominio del tiempo teniendo así la pareja de transformadas en donde $F(w)$ expresa la transformada original y $f(t)$ la transformada inversa pudiendo así, realizar un mapeo del tiempo a la frecuencia y viceversa; es decir, si tenemos una función en el tiempo, con esta herramienta podemos convertir la función al dominio de la frecuencia con objeto de facilitarnos el análisis de la señal en un intervalo determinado.

La expresión (2.30) se puede expresar en su forma real e imaginaria como:

$$F(w) = \text{Real } \{F(w)\} + \text{Imag } \{F(w)\} \dots\dots(2.32)$$

Y de esta manera se puede obtener su espectro de amplitud y de fase a la frecuencia de la señal determinada tomando en cuenta el valor absoluto de $F(w)$ para la amplitud:

$$|F(w)| = \sqrt{\{[\text{Real}F(w)]^2 + [\text{Imag}F(w)]^2\}} \dots\dots(2.33)$$

$$\alpha(w) = \text{ang tan } \frac{\text{Imag}F(w)}{\text{Real}F(w)} \dots\dots\dots(2.34)$$

La transformada de Fourier es el punto de partida para los métodos de análisis de señales en la actualidad debido a que es una herramienta que mejora el estudio de las formas de onda no sinusoidales gracias a que partiendo de ella se puede trabajar tanto en el dominio de la frecuencia como en el dominio del tiempo. Del mismo modo, podemos establecer que si la función es periódica en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia, si se muestra $f(t)$ o $F(w)$ veces en un intervalo $[-L,L]$, tendremos las expresiones siguientes:

$$F(w_k) = \frac{1}{q} \sum_{n=0}^{q-1} f(n\Delta T) e^{-jn2\pi k/q} \dots\dots\dots(2.35)$$

$$f(t_k) = \sum_{l=0}^{q-1} F(k\Delta\Omega) e^{-jn2\pi k/q} \dots\dots\dots(2.36)$$

Donde:

$$k = n = 0,1,2,3,\dots\dots q-1$$

$$w_k = k\Delta\Omega = k2\pi/\Delta T = k2\pi/T/q$$

Considerando a saber que la expresión (2.35) da como resultado la función de transformación muestreada original en el dominio de la frecuencia, y la expresión (2.36) da su transformación inversa muestreada en el dominio del tiempo.

Como en la actualidad es más eficaz el uso de los analizadores de formas de ondas digitales, se opta por realizar el análisis de Fourier a través de la DFT (Discrete Fourier Transformer), debido a que es muy conveniente para la valoración de cálculos numéricos de señales con computadoras digitales.

La DFT normalmente se calcula por la Transformada Rápida de Fourier (FFT) que es un algoritmo que hoy en día funge como una técnica de estudio para datos muestreados efectiva para el tratamiento de las componentes armónicas generadas por señales no-sinusoidales.

2.3 Valores eficaces de formas de onda no- sinusoidales

El valor eficaz de una función se define como “la raíz cuadrada del promedio de la función elevada al cuadrado en un intervalo de tiempo T definido”; es decir:

$$valor_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int \{f(t)\}^2 dt} \dots\dots\dots(2.37)$$

2.4 Corriente y voltaje eficaz o rms

Para obtener la corriente eficaz de una forma de onda no-sinusoidal se tiene de la ecuación (2.23) para una forma de onda i(t) que la expresión determinada para un intervalo de [0,T] se encuentra dada por:

$$i(t) = I_0 + I_{p1}\text{sen}(wt) + I_{p2}\text{sen}(2wt + \varphi_2) + I_{p3}\text{sen}(3wt + \varphi_3) + I_{p4}\text{sen}(4wt + \varphi_4) + \dots + I_{pn}\text{sen}(nwt + \varphi_n)\dots\dots\dots(2.38)$$

Su valor eficaz de la ecuación (2.37) es, entonces:

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i(t)^2 dt} =$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \{I_0 + I_{p1} \text{sen}(wt) + I_{p2} \text{sen}(2wt + \varphi_2) + I_{p3} + \dots + I_{pn} \text{sen}(nwt + \varphi_n)\}^2} \dots(2.39)$$

Si partimos de las características de una señal como las anteriores analizadas, tales como su simetría, ortogonalidad y algunas identidades trigonométricas observaremos que el resultado será:

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{I_{p1}^2 + I_{p2}^2 + I_{p3}^2 + I_{p4}^2 + \dots + I_{pn}^2}{2}} \dots\dots\dots(2.40)$$

De la ecuación anterior se obtiene que los valores eficaces de cada una de las componentes son:

$$I_{rms1} = \frac{I_{p1}}{\sqrt{2}}, \quad I_{rms2} = \frac{I_{p2}}{\sqrt{2}}, \quad I_{rms3} = \frac{I_{p3}}{\sqrt{2}} \dots\dots\dots\text{hasta } I_{rmsn} = \frac{I_{pn}}{\sqrt{2}} \dots(2.41)$$

Donde p indica valor pico y n es un número entero.

Si se aplica esto mismo a la función voltaje se obtiene que:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{V_{p1}^2 + V_{p2}^2 + V_{p3}^2 + V_{p4}^2 + \dots + V_{pn}^2}{2}} \dots(2.42)$$

$$V_{rms1} = \frac{V_{p1}}{\sqrt{2}}, \quad V_{rms2} = \frac{V_{p2}}{\sqrt{2}}, \quad V_{rms3} = \frac{V_{p3}}{\sqrt{2}} \dots\dots\dots\text{hasta } V_{rmsn} = \frac{V_{pn}}{\sqrt{2}} \dots(2.43)$$

2.5 Potencia promedio

Para determinar la potencia promedio definamos un intervalo T para una forma de onda no-sinusoidal conformada por el producto del voltaje y la corriente como:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)dt \dots\dots(2.44)$$

Donde tenemos que i(t) y v(t) se expresan de la siguiente manera:

$$i(t) = I_{p1}\text{sen}(wt) + I_{p2}\text{sen}(2wt + \varphi_2) + I_{p3}\text{sen}(3wt + \varphi_3) + I_{p4}\text{sen}(4wt + \varphi_4) + \dots + I_{pn}\text{sen}(nwt + \varphi_n)\dots(2.45)$$

$$v(t) = V_{p1}\text{sen}(wt) + V_{p2}\text{sen}(2wt + \varphi_2) + V_{p3}\text{sen}(3wt + \varphi_3) + V_{p4}\text{sen}(4wt + \varphi_4) + \dots + V_{pn}\text{sen}(nwt + \varphi_n)\dots(2.46)$$

si aplicamos la ecuación (2.44) a las expresiones (2.45) y (2.46) y aplicando las propiedades de ortogonalidad para reducir funciones , y dejando solo las n-término iguales para ambas señales tomando como precedente el período de la frecuencia más baja quedando así:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T V_{ph}\text{sen}(hwt + \beta h)I_{ph}\text{sen}(hwt + \varphi_h)dt \dots\dots(2.47)$$

Si nos ayudamos de la función trigonométrica siguiente:

$$\text{sen}(x)\text{sen}(y) = \frac{1}{2} [\cos(x - y) - \cos(x + y)]$$

Da como resultado:

$$P = \frac{V_{ph} I_{ph}}{2} \cos(\beta_h - \varphi_h) \dots (2.48)$$

Para cada uno de los términos donde el n-término de la señal de voltaje sea igual al n-término de la señal de corriente.

$$P = \frac{V_{p1} I_{p1}}{2} \cos(\beta_1 - \varphi_1) + \frac{V_{p2} I_{p2}}{2} \cos(\beta_2 - \varphi_2) + \frac{V_{p3} I_{p3}}{2} \cos(\beta_3 - \varphi_3) + \dots + \frac{V_{ph} I_{ph}}{2} \cos(\beta_h - \varphi_h) \dots (2.49)$$

Pero, si se cuenta con los valores eficaces de las formas de onda de voltaje y corriente, la expresión (2.49) se determina como:

$$P = V_1 I_1 \cos(\beta_1 - \varphi_1) + V_2 I_2 \cos(\beta_2 - \varphi_2) + V_3 I_3 \cos(\beta_3 - \varphi_3) + \dots + V_h I_h \cos(\beta_h - \varphi_h) \dots (2.50)$$

2.6 Potencia aparente

Para determinar la potencia aparente solo hace falta realizar el producto de las señales de voltaje y corriente eficaces partiendo de las ecuaciones (2.40) y (2.42) como sigue:

$$P_{aparente} = \left(\sqrt{\frac{V_{p1}^2 + V_{p2}^2 + \dots + V_{ph}^2}{2}} \right) * \left(\sqrt{\frac{I_{p1}^2 + I_{p2}^2 + \dots + I_{ph}^2}{2}} \right) [VA] \dots (2.51)$$

2.7 Factor de potencia

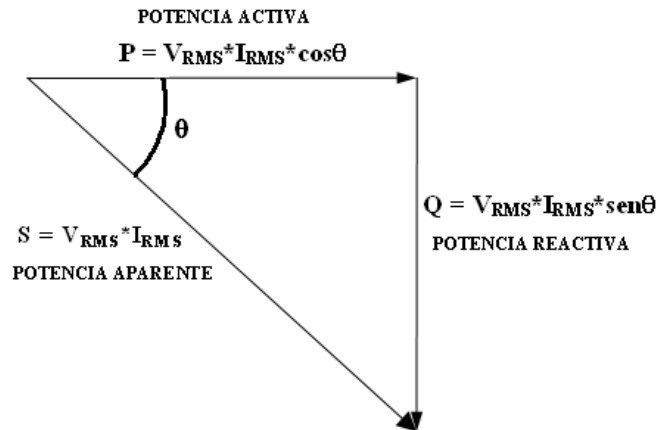
Para obtener el factor de potencia en formas de onda no-sinusoidales solo es necesario dividir la potencia promedio entre la potencia aparente calculadas:

$$F.P. = \frac{P}{P_{aparente}} \dots \dots (2.52)$$

Lo cual nos indica que se va a dividir la potencia promedio tanto la fundamental como de sus componentes armónicas entre un valor real eficaz.

Para entender mejor como las armónicas afectan en el factor de potencia lo explicaremos mediante lo siguiente: sabemos que el hecho de conectar una carga del tipo inductiva a una línea de alimentación de corriente alterna, produce un retraso de corriente de carga respecto a la de la tensión la magnitud de este retraso dependerá en gran medida del valor de la inductancia de la carga a conectar. La forma de representar el fenómeno antes descrito es a través de un diagrama vectorial tal como se indica en la figura 41. El retraso se le conoce como θ y el $\cos\theta$ es el factor de potencia.

Figura 41. Diagrama de potencias para un sistema lineal



Este retraso implica que tendremos una potencia que no está en fase con la potencia activa, esto le esquema clásico del diagrama de potencias para un sistema lineal lo vemos en la figura 41 la potencia que está en cuadratura con la potencia activa se le conoce como potencia reactiva y se mide en VAR (Volt – Ampere- Reactivo). La suma vectorial de las potencias o el producto de la corriente por la tensión por la tensión de la línea se le conoce como Potencia Aparente y se le mide en VA (Volt- Amper). La potencia activa es el producto de la tensión por la corriente por coseno del ángulo que forma el desfase entre ellos.

Como ya sabemos el diagrama de la figura 41. cumple siempre y cuando el sistema es lineal, pero cuando en nuestro sistema está en presencia de las armónicas, nuestro diagrama cambia y este se muestra en la figura 42. En donde se ve que las armónicas producen corrientes y tensiones que ocasionan pérdidas variando el valor del ángulo de desfase de θ a θ_2 donde y su valor es de:

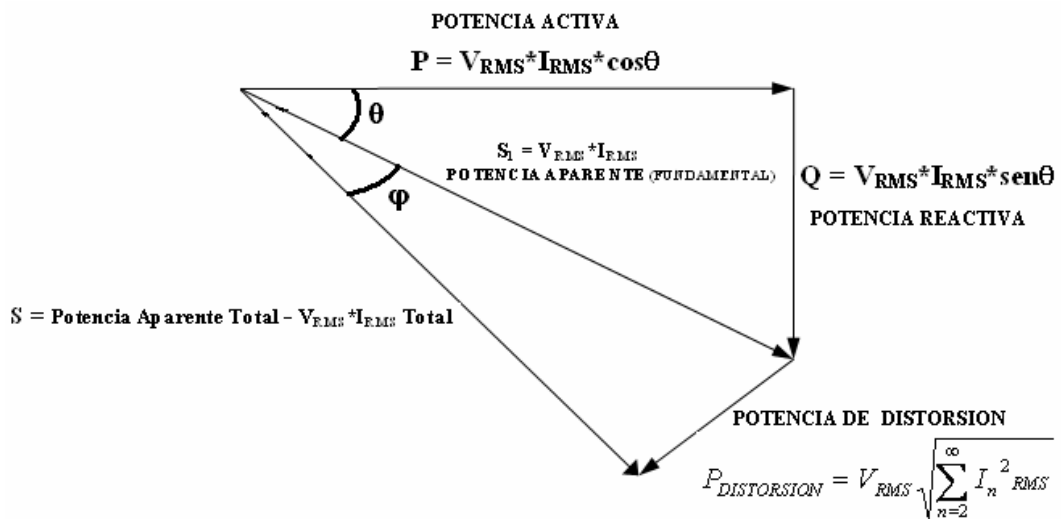
$$\theta_2 = \theta + \varphi \dots (2.53)$$

Donde φ es el ángulo de distorsión.

Y la potencia de distorsión viene dada por:

$$P_{DISTORSION} = V_{RMS} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2_{RMS}} \dots(2.54)$$

Figura 42. Diagrama de potencias par un sistema no-lineal



Ahora, podemos decir entonces que el Factor de Potencia será:

$$FP = \cos \theta \cos \varphi \dots(2.55)$$

Mejorar el Factor de Potencia en las instalaciones industriales debe de contemplar el aumento del $\cos \theta$ esto es reducir el desfase entre corriente y tensión, como así también el aumento de $\cos \varphi$, es decir reducir el contenido de armónicos de la corriente de carga.

3. ARMÓNICAS Y FUENTES DE ONDA NO-SINUSOIDAL

3.1 Armónicas

En un sistema eléctrico de potencia ideal, el voltaje es suministrado a los usuarios y la corriente de carga son ondas perfectamente senoidales, en la práctica, sin embargo, las condiciones nunca son ideales, así que las formas de onda son a veces bastante distorsionadas. La desviación de la senoide perfecta se expresa en términos de Distorsión Armónica Total (Total Harmonic distortion, THD) de las formas de onda de corriente y voltaje. La distorsión armónica no es un fenómeno nuevo. La distorsión armónica fue típicamente causada por la saturación magnética de transformadores o por ciertas cargas industriales, tales como hornos de arco eléctrico o soldadoras. Los efectos de las armónicas fueron en las máquinas síncronas y de inducción, interferencia telefónica y fallas en capacitores de potencia. En el pasado, problemas armónicos fueron tolerados por el diseño conservador del equipo y por las conexiones delta-estrella aterrizada de los transformadores.

Actualmente, se ha incrementado la instalación de cargas no lineales (convertidores de potencia estáticos aplicados a controladores de velocidad, equipo controlado por computadoras, trenes eléctricos, soldadoras, hornos de arco eléctrico, molinos, remachadoras, televisores, compensadores de potencia reactiva, taladros, secadoras, hornos de microondas, lámparas de arco y electrónicas, etc.), la mayoría de cargas no-lineales operan a bajo factor de potencia (FP).

Se tienen que compensar los sistemas eléctricos de potencia (instalando bancos de capacitores en las plantas industriales y sistemas de distribución de las empresas suministradoras, para suministrar la potencia reactiva demandada por dichas cargas no lineales, mejorando el factor de potencia, reduciendo pérdidas y teniendo una mejor regulación de voltaje). Con la instalación de un banco de capacitores se puede dar origen a la resonancia paralelo entre la reactancia capacitiva y la reactancia inductiva de la fuente que da como resultado corrientes oscilatorias de gran magnitud y consecuentemente altos voltajes armónicos.

Reconociendo que muchas nuevas cargas que están siendo conectadas a los sistemas eléctricos (tales como computadoras) son sensibles a la distorsión armónica, por lo tanto, es obvio que problemas armónicos deberán ser estudiados y tomados en consideración durante la planeación de los sistemas eléctricos. Problemas de armónicas y métodos para su mitigación son estudiados por ingenieros industriales y de empresas suministradoras, ya que afectan tanto a empresas industriales y comerciales como de suministro.

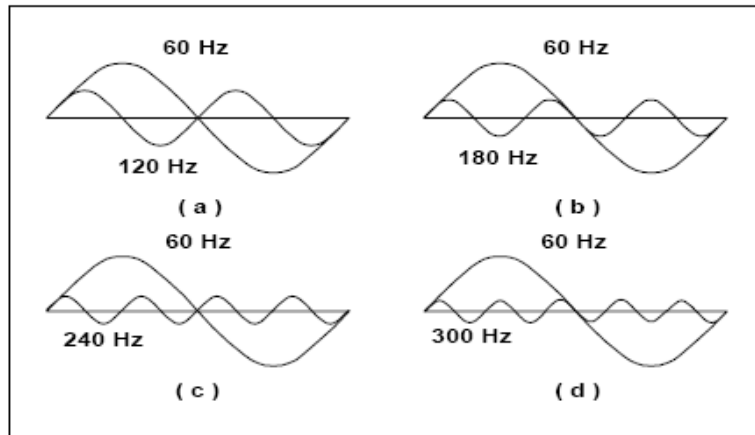
3.1.1 Definición de Armónica: el término Armónica se origina en el campo de la acústica, y se refiere a la vibración de una cuerda o columna de aire a una frecuencia que es múltiple de la frecuencia de repetición básica (fundamental). Similarmente para señales eléctricas una armónica es definida como una componente senoidal de una onda periódica cuya frecuencia es un múltiple entero de la frecuencia fundamental.

Así en sistemas de potencia de 60 Hz, una onda armónica es una senoide que tiene una frecuencia expresada por:

$$f_{\text{armónica}} = n \times 60 \text{ Hz} \dots (3.1)$$

Donde n es un entero.

Figura 43. Muestra una onda senoidal de 60 Hz y 2ª , 3ª , 4ª y 5ª armónicas



Fuente. Francisco Cuevas Arteaga, **Armónicas en los sistemas eléctricos**, Pág. 2

Matemáticamente la representación de las armónicas es una serie de Fourier, como se muestra a continuación:

$$f(t) = C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \text{sen}(n\omega t + \varphi_n) \dots (3.2)$$

$$C_0 = A_0$$

$$C_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}$$

$$\varphi_n = \text{ang} \tan \frac{B_n}{A_n}$$

Donde:

C_0 : es la componente de directa.

C_n : es el valor armónico de la n-componente armónica.

φ_n : es el ángulo de fase de la n-componente armónica.

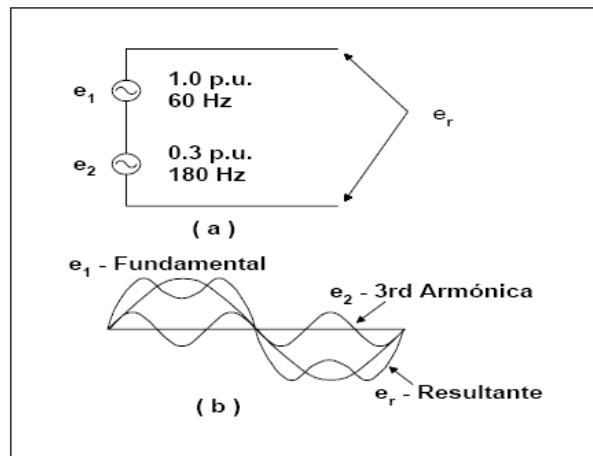
C_n y φ_n : para $n = 1$ son la magnitud y el ángulo de fase para la fundamental.

n : es un número entero.

3.1.2 Características de la Distorsión Armónica. Composición de una onda distorsionada.

La Figura 44 muestra el efecto de superposición de una onda armónica sobre la fundamental. Cuando la onda e_1 de 60 Hz (de 1 pu de magnitud) se combina con la onda e_2 que es la tercera armónica en fase con la fundamental (de magnitud 0.3 pu), da como resultado una forma de onda distorsionada e_r con la misma frecuencia que la fundamental.

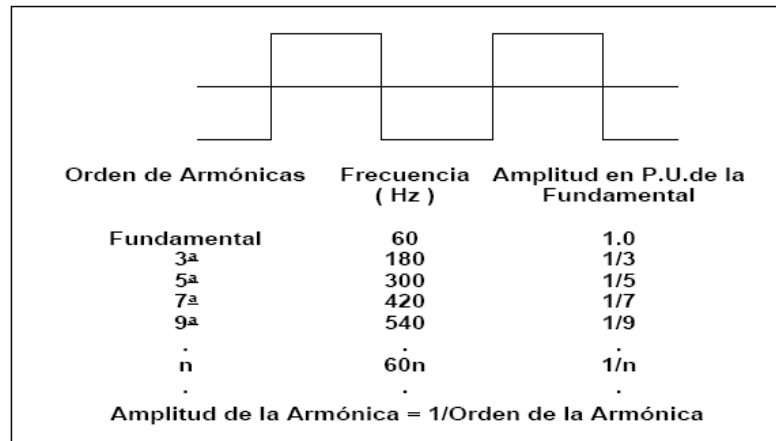
Figura 44. a) Circuito, b) Onda resultante (e_r) obtenida de la superposición de la 3ª armónica (e_2) en fase sobre la fundamental (e_1)



Fuente. Francisco Cuevas Arteaga, **Armónicas en los sistemas eléctricos**, Pág. 2

Usando otras frecuencias armónicas y otras amplitudes, podemos producir una forma de onda distorsionada de alguna onda concebible. Por ejemplo la onda periódica cuadrada de la figura 45. es creada por la superposición de un número infinito de armónicas impares (con amplitudes decrecientes) sobre la fundamental de 1 pu de magnitud. La n ésima armónica (donde n es un entero impar) tiene una frecuencia de $60n$ y una amplitud de $1/n$ en pu's de la amplitud fundamental.

Figura 45. Onda cuadrada creada por la superposición de un número infinito de armónicas impares sobre la fundamental de 1 pu

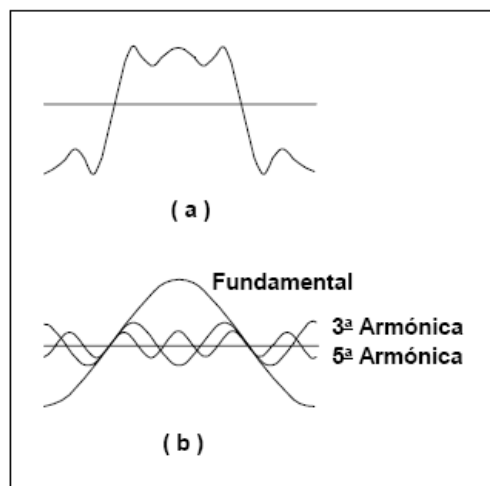


Fuente. Francisco Cuevas Arteaga, **Armónicas en los sistemas eléctricos**, Pág. 3

3.1.3 Descomposición de una Onda Distorsionada

Así como una forma de onda periódica distorsionada puede ser compuesta, ésta también puede ser descompuesta en una onda fundamental y sus armónicas.

Figura 46. a) Onda distorsionada, b) Su descomposición en una fundamental y sus componentes armónicas (Serie de Fourier)



Fuente. Francisco Cuevas Arteaga, **Armónicas en los sistemas eléctricos**, Pág. 3

La habilidad para descomponer alguna forma de onda periódica considerando su grado de distorsión, es significativa desde el punto de vista de análisis de sistemas. Usando esta técnica se puede considerar separadamente cada componente senoidal de la onda distorsionada, usando métodos de solución de circuitos y después aplicar superposición. La descomposición de alguna onda periódica en su fundamental y componentes armónicos se realiza por el análisis de Fourier, el estableció las bases para el cálculo moderno de armónicas.

3.1.4 Potencia Fundamental y Armónica

En circuitos de C.A., el voltaje y la corriente fundamental producen potencia fundamental.

$$P_{\text{fund}} = V_{\text{fund}} I_{\text{fund}} \cos \theta_1 \dots(3.3)$$

(Representa potencia útil)

Dónde:

θ_1 es el ángulo de fase entre V_{fund} e I_{fund}

$$P_{\text{arm}} = V_{\text{arm}} I_{\text{arm}} \cos \theta_2 \dots(3.4)$$

(potencia armónica disipada en forma de calor, efecto indeseable, excepto en ciertos procesos industriales que requieren calor).

Las corrientes y voltajes armónicos deberán ser tan pequeños como sea posible.

3.1.5 Relación entre Componentes Armónicos y de Secuencia

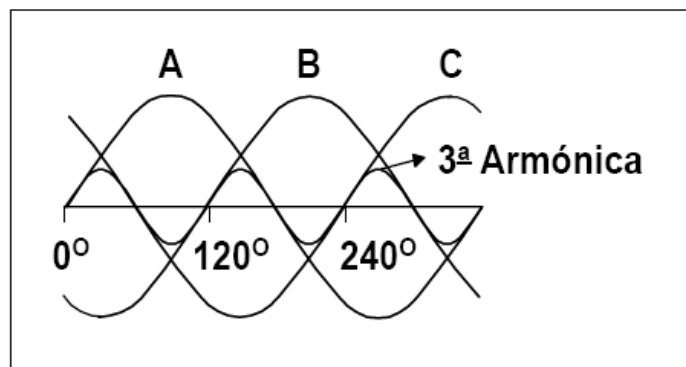
Cuando las armónicas son generadas en sistemas trifásicos, ellas pueden ser analizadas en términos de componentes de secuencia. En una red balanceada donde todas las armónicas son el resultado de la distorsión balanceada trifásica de los voltajes de sec positiva, hay un patrón que relaciona las armónicas con su correspondiente secuencia, como se muestra en la tabla I.

Tabla I. Relación entre secuencia de fase y orden armónico

Sec de fase	Positiva	Negativa	Cero
Orden de La Armónica	1	2	3
	4	5	6
	7	8	9

En la figura 47 se muestra que las corrientes o voltajes fundamentales están balanceados, además, la 3ª armónica de la fase "a", la 3ª armónica de la fase "b" y la 3ª armónica de la fase "c" están en fase entre ellas y son de igual magnitud (sec 0). las componentes de 5ª armónica de las tres fases, están fuera de fase entre ellas por 120°, con una sec a,c,b (sec neg).

Figura 47. Corrientes o voltajes trifásicos balanceados con 3ª armónica



Fuente. Francisco Cuevas Arteaga, **Armónicas en los sistemas eléctricos**, Pág. 4

La 5ª armónica es importante cuando se considera el comportamiento de motores y generadores ya que es una cantidad de secuencia negativa y causa calentamiento en el rotor y par negativo en las máquinas. La tabla I muestra la secuencia dominante correspondiente a cada armónica

3.1.6 Factor de Distorsión Armónico Total (THD%)

El factor de distorsión total o factor armónico (THD, de sus iniciales en inglés, Total Harmonic Distortion), expresa la cantidad de distorsión armónica contenida en la onda distorsionada y es determinado por la siguiente ecuación:

$$THD(\%) = \frac{\sqrt{\text{Suma.De.Los.Cuadrados.De.Todas.Las.Amplitudes.Armónicas}}}{\text{Amplitud.De.La.Fundamental}} \times 100. \text{(3.5)}$$

De modo que cuando si deseamos encontrar la Distorsión Armónica para voltaje y corriente aplicaremos las siguientes formulas:

$$THD\%(V) = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n=50} V_n^2}}{V_1} \times 100 \quad \text{y} \quad THD\%(I) = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n=50} I_n^2}}{I_1} \times 100$$

3.1.7 Interpretación Física de la Distorsión Armónica Total de una forma de Onda

Distorsión Armónica Total del Voltaje THD%(V)

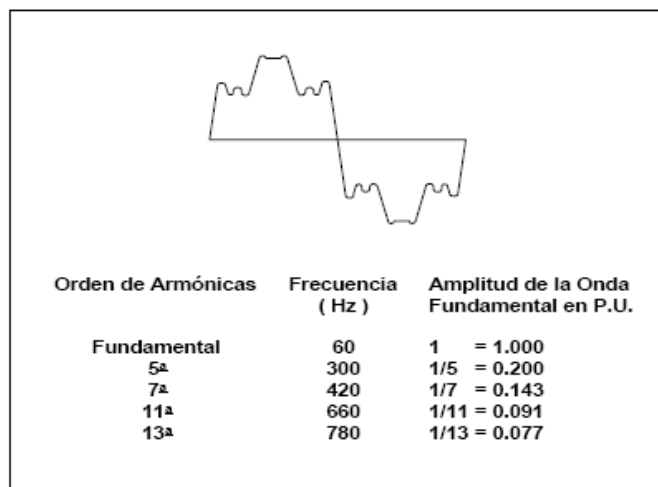
Puede darnos una idea de cuánto más calor será disipado cuando un voltaje que tiene una forma de onda distorsionada es aplicado a una resistencia.

Distorsión Armónica Total del la Corriente THD%(I)

El de la corriente es el valor potencial de capacidad de calentamiento de las armónicas relativo a la componente fundamental.

Para ilustrar la aplicación de ésta ecuación, considere la forma de onda distorsionada de corriente de la figura 48.

Figura 48. Contenido armónico de una onda distorsionada



Fuente. Francisco Cuevas Arteaga, **Armónicas en los sistemas eléctricos**, Pág. 5

$$THD\%(I) = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n=50} I_n^2}}{I_1} \times 100$$

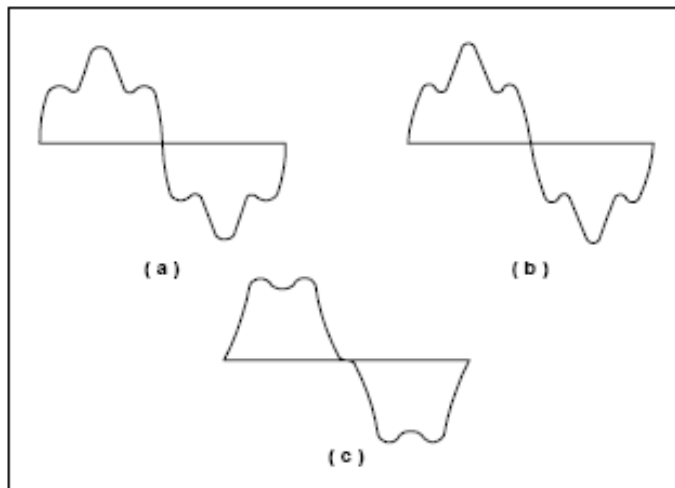
$$THD\%(I) = \frac{\sqrt{(0.2)^2 + (0.143)^2 + (0.091)^2 + (0.077)^2}}{1.0} \times 100 = 27\%$$

$$THD\%(I) = 27\%$$

3.1.8 Formas de onda distorsionadas.

La forma de onda es influenciada por el factor de distorsión armónica y el desfaseamiento entre la armónica y la fundamental, ver la figura 49

Figura 49. Forma de onda con varios factores de distorsión y ángulos de fase, a) 15 % de la 5ª armónica en fase con la fundamental, b) 30 % de la 5ª armónica un desfase de 0° , c) 15 % de la 5ª armónica desfasada 180°



Fuente. Francisco Cuevas Arteaga, **Armónicas en los sistemas eléctricos**, Pág. 5

Existen series de formas de onda con diferentes magnitudes de armónicas y para varios desfases (5ª, 7ª, 11ª y 13ª).

3.1.9 Fuentes que generan Distorsión Armónica de Voltaje

3.1.9.1 Dispositivos ferromagnéticos:

Transformadores

La relación entre la corriente armónica absorbida por cargas no lineales y la impedancia de fuente del transformador de alimentación se rige por la ley de Ohm, lo que provoca armónicas de tensión. La impedancia de fuente la constituyen el transformador de alimentación y los componentes de la línea (generadores y motores).

Todas las cargas que compartan un transformador o una barra con fuente de carga de armónicas podrán ser afectadas por las armónicas de tensión producidas por los distintos componentes del sistema. De modo que tanto los generadores, motores y los transformadores, provocan armónicas de tensión.

Motores y Generadores

En adición a los transformadores, hay un gran número de equipo con núcleo magnético que genera armónicas como los motores y generadores. Similar al transformador, un motor requiere de corriente de excitación (que contiene 3^a armónica) del sistema para establecer un campo magnético en su núcleo. En el caso de un motor, el campo magnético es requerido para girar el rotor de la máquina. No obstante, que la curva de saturación de un motor es mucho mas lineal que la de un transformador.

El tipo de devanado de un motor también influye en la generación de armónicas. Los devanados típicos del motor tienen 5 ó 7 ranuras por polo, produciendo 5ª y 7ª corrientes armónicas. Aunque éstas son menores que las corrientes armónicas producidas por los convertidores estáticos, los controladores de velocidad de motores de gran capacidad (30,000 HP y mayores) pueden causar efectos armónicos en el sistema de potencia.

Las armónicas que se producen en un generador de CA son porque, desde un punto de vista práctico y económico, es imposible distribuir los devanados del estator para que ellos generen ondas de voltaje senoidales puras. El voltaje inducido en el estator es ligeramente distorsionado y contiene una componente dominante de 3ª armónica. Esto causa que corriente de 3ª armónica fluya cuando el generador opera bajo carga.

Los diseñadores de generadores son forzados a realizar un compromiso con la generación de armónicas. Por ejemplo, la 5ª y 7ª corrientes armónicas son minimizadas por ajuste de las ranuras. El voltaje de 3ª armónica, sin embargo, resulta en un flujo de corriente de secuencia cero en el neutro del generador. Valores tan altos como de 20 amperes de corriente de 3ª armónica han sido medidas en neutros de generadores de 30 ó 40 MVA'S , aterrizados a través de una resistencia. Bajo la mayoría de condiciones de operación, las armónicas causadas por motores y generadores no son significativas en comparación con la producción armónica total en el sistema de potencia.

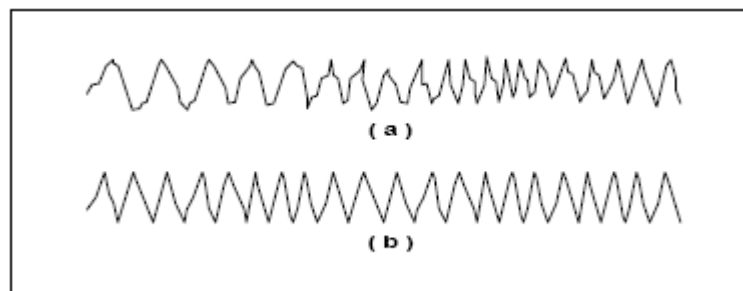
En casos raros, podría haber un problema cuando una frecuencia armónica de una máquina rotatoria de gran capacidad excita a un circuito resonante en el sistema de potencia.

3.1.9.2 Los hornos de arco

Debido a que la operación de estos es no lineal generan armónicas. Sigue siendo un fenómeno instantáneo, el mayor problema en este caso es el "flicker" producido por el arco utilizado en la fusión.

Por ejemplo, un horno de arco eléctrico es una carga no lineal que demanda corrientes no senoidales (ricas en armónicas) cuando un voltaje senoidal es aplicado, como se muestra en la curva (a) de la figura 50. La corriente de carga distorsionada causa distorsión en el voltaje del bus como se muestra en la curva (b). En el pasado, tales fuentes armónicas no fueron ampliamente utilizadas y las armónicas a menudo fueron efectivamente mitigadas con el uso de los transformadores con conexión delta-estrella aterrizada.

Figura 50. Armónicas producidas durante la operación de arco eléctrico, a) Corriente demandada por un horno de arco eléctrico, b) Voltaje en el bus



Fuente. Francisco Cuevas Arteaga, **Armónicas en los sistemas eléctricos**, Pág. 6

Flicker de voltaje

Un cambio repentino en la carga causará una caída de voltaje. La conexión de un reactor en derivación producirá el mismo resultado. Recíprocamente, la conexión de un banco de capacitores suministrará potencia reactiva, causando un incremento en el voltaje.

En resumen, variaciones del nivel de carga o el switcheo de elementos del sistema causarán variaciones en el voltaje del sistema. La magnitud de la variación dependerá de la capacidad del elemento switcheado (en Mvar) o la capacidad de la carga (en MW) relativos a la capacidad de corto-circuito o robustez de la red.

Cargas fluctuantes de gran capacidad: como hornos del arco eléctrico, molinos y grúas causan variaciones de voltaje a una relativa alta frecuencia. Las variaciones pueden ocurrir muchas veces por segundo ó pocas veces por minuto. Esto es diferente a un evento de switcheo que sólo ocurre una vez al día. Cuando el voltaje varía rápidamente, el efecto es llamado "***Flicker o parpadeo***" porque hay una variación intermitente y notable de los niveles de iluminación.

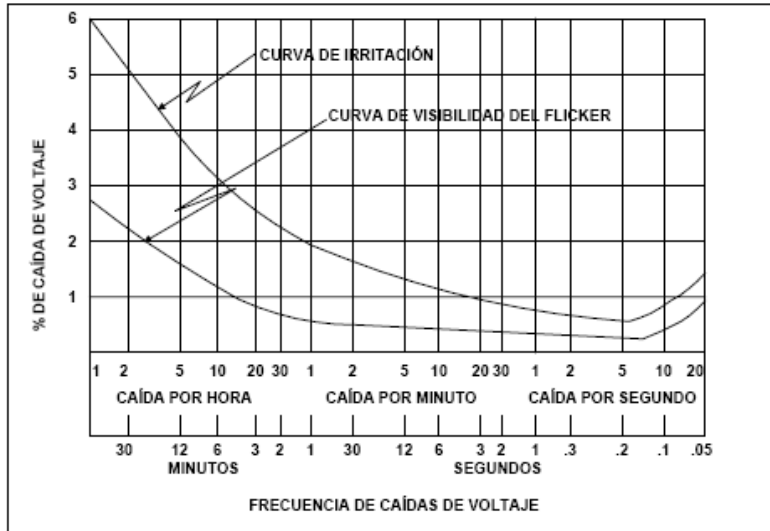
Las personas algunas veces encuentran esta variación irritante. Incluso sin variaciones perceptibles en los niveles de iluminación, hasta el punto en que les afecta grandemente a personas que padecen de ataques epilépticos, sin embargo, el flicker puede causar un problema en equipo electrónico sensible como computadoras y equipos de instrumentación.

Debe reconocerse que el flicker no es un problema armónico, pero generalmente es causado por cargas fluctuantes de gran capacidad que generan armónicas. A menudo los ingenieros de empresas suministradoras se referirán a las variaciones de voltaje causadas por algún switcheo como flicker. Sería mejor referirse a él como una simple caída de voltaje. Aunque las personas pueden encontrar un solo evento tolerable, podría ser un problema para el equipo sensible.

En la fase de diseño, la relación caída de voltaje es una medida útil para determinar si una carga fluctuante puede requerir compensación para mitigar problemas de flicker. La relación está definida como la disminución del voltaje en por ciento en el punto de acoplamiento común cuando la impedancia de carga fluctúa de circuito abierto a corto circuito en las tres fases. Esta relación debe calcularse a capacidad mínima de corto-circuito del sistema, donde un sistema más robusto será menos susceptible a las variaciones de carga. La experiencia ha puesto en correlación quejas excesivas de flicker con relaciones de caída de voltaje relativamente altas. Como resultado, muchas empresas suministradoras tienen límites normales que dependen del nivel de voltaje nominal en el punto de acoplamiento común. Una norma típica es no mayor que el 1.0% para voltajes menores ó igual a 138 kV.

Los estudios empíricos han mostrado que el nivel de flicker que las personas encuentran tolerable varía con la frecuencia de las variaciones. La figura 51 muestra las curvas de flicker que son ofrecidas por una norma industrial como una guía para niveles permisibles de variación de voltaje.

Figura 51. Guía para la percepción humana del flicker



Fuente. Francisco Cuevas Arteaga, **Armónicas en los sistemas eléctricos**, Pág. 85

Para un número dado de caídas de voltaje por segundo, por minuto y por hora las dos curvas muestran la cantidad de caída de voltaje que puede ser percibido y que deberá ser molesto a una muestra de seres humanos.

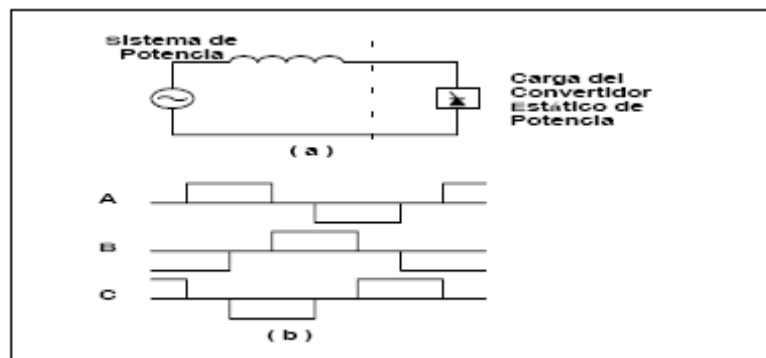
Puede ser visto que el nivel de tolerancia disminuye significativamente como la frecuencia de variación incrementa. Para cargas que provocan caídas de voltaje varias veces por segundo, una caída de voltaje de menos del 1.0% evitará la percepción del flicker.

3.1.9.3 Convertidores estáticos

Muchos convertidores estáticos hacen mordeduras grandes o mellan el voltaje. El convertidor estático de potencia, se refiere a dispositivos semiconductores que convierten potencia de una frecuencia a otra.

La mayor aplicación de los convertidores estáticos de potencia es en controladores de velocidad para motores, para incrementar la eficiencia, mejor control de la velocidad y menor mantenimiento comparado con otros controladores convencionales. En la mayoría de las aplicaciones, las cargas con convertidores estáticos de potencia demandan corrientes del sistema, que consisten de pulsos positivos y negativos, separados por intervalos de corriente cero. Se muestra en la figura 52 el diagrama unifilar de un convertidor estático de potencia.

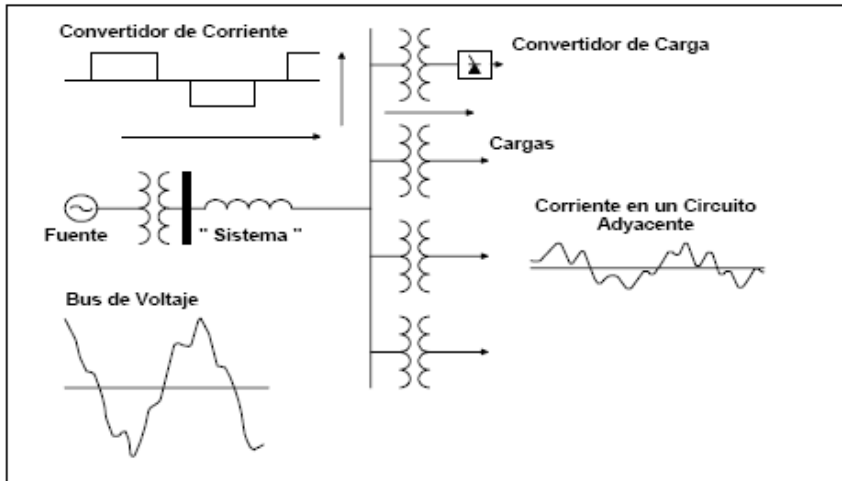
Figura 52. Efecto de las cargas controladas por controladores de velocidad, a) Diagrama unifilar del sistema, b) Corriente alterna en las tres fases



Fuente. Francisco Cuevas Arteaga, **Armónicas en los sistemas eléctricos**, Pág. 6

Las armónicas generadas por el convertidor estático se propagan a través del sistema causando la distorsión de voltaje en el bus remoto y las corrientes distorsionadas fluyen en los circuitos de carga. La figura 53 ilustra el efecto remoto causado por una fuente armónica en el sistema. Este convertidor estático de potencia, genera: 5^a , 7^a , 11^a y 13^a corrientes armónicas dominantes.

Figura 53. Propagación de corrientes y voltajes armónicos a través del sistema de potencia



. Fuente. Francisco Cuevas Arteaga, **Armónicas en los sistemas eléctricos**, Pág. 7

El Voltaje Mellado

Los lineamientos se dan según el cliente y la profundidad de la muesca, la distorsión total de voltaje y el área de la muesca (Tabla II). Este es aplicable en el punto de acoplamiento común para sistemas de bajo de voltaje.

Tabla II. Sistema de bajo Voltaje clasificación y límites de Distorsión, según IEEE 519

	Aplicación Especial	Sistema General	Sistema Dedicado
Profundidad de la muesca	10%	20%	50%
THD (Voltaje)	3%	5%	10%
Area de la muesca*	16,400	22,800	36,500

* en volt-microsegundos a valores de V & I

3.1.10 Fuentes que generan distorsión armónica de corriente

3.1.10.1 Dispositivos de electrónica de potencia

Entre las fuentes que generan las armónicas de corriente son principalmente ocasionados por la llamada Electrónica de Potencia, y se divide en tres categorías:

- a) Rectificadores de CD
- b) Inversores de CA
- c) Fuentes de alimentación conmutadas

Otras fuentes son:

Lámparas fluorescentes

Soldaduras de Arco

Variadores de velocidad y también

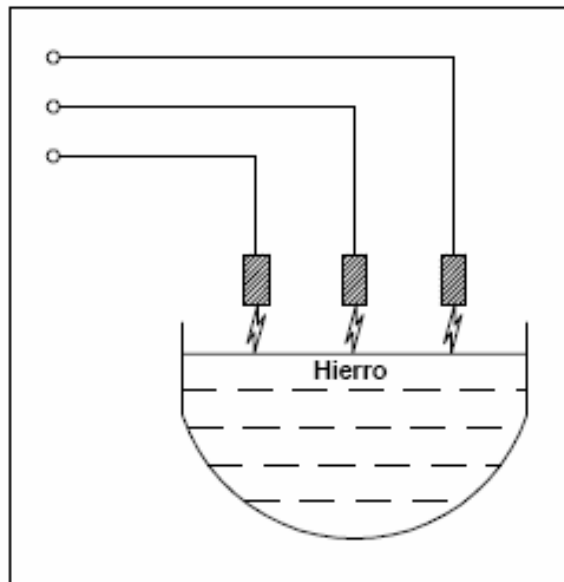
3.1.10.2 Los hornos de arco eléctrico

Los problemas de distorsión fueron observados por el personal de operación de empresas suministradoras (1910) y dicha distorsión fue causada por cargas no-lineales conectadas a los sistemas de distribución de las empresas suministradoras.

En un horno de arco eléctrico de CA, como el mostrado en la figura 54, donde el acero y otros materiales metálicos son fundidos y refinados por medio de un arco de alta energía. Para arrancar el proceso, tres electrodos de grafito, cada uno controlado individualmente, son acercados al horno, haciendo contacto con el acero. Los electrodos son levantados y bajados para regular la corriente de arco. La trayectoria de la corriente es de un electrodo a través del acero a otro electrodo.

La corriente que pasa a través del carbón del electrodo al acero tiene una impedancia diferente en la dirección positiva que en la dirección negativa, así exhibe una acción de rectificación débil entre los dos elementos distintos. Ésta simple acción de rectificación de fase produce las armónicas en la corriente de fase.

Figura 54. Horno de arco mostrando que los electrodos están arriba hasta que los arcos son establecidos entre cada electrodo y el acero



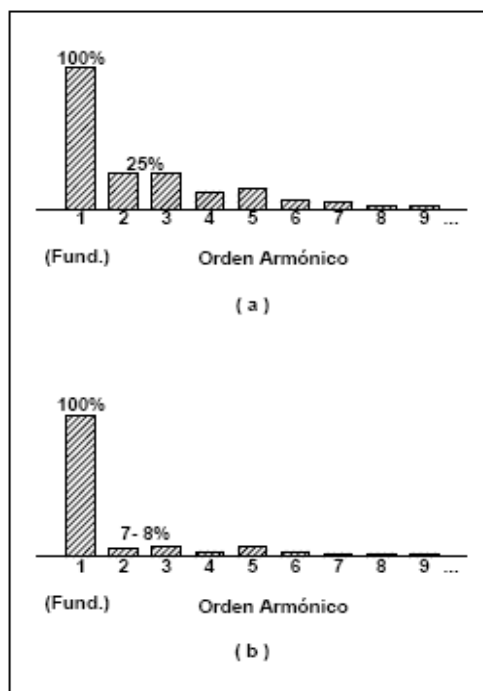
Fuente. Francisco Cuevas Arteaga, **Armónicas en los sistemas eléctricos**, Pág. 60

Una corriente muy grande típicamente en decenas de kiloamperes fluye a través de los electrodos y la chatarra de acero. La corriente es limitada por las reactancias de los cables de alimentación al horno y el transformador de horno. En la etapa inicial de fundición, la trayectoria de arco es errática. El resultado de las variaciones del voltaje de arco produce todas las armónicas, cualquiera dominante por la acción rectificadora.

El horno es alimentado desde un transformador construido especialmente con un devanado conectado en delta. Por las características monofásicas del arco, todas las armónicas son producidas, incluyendo pares y triples.

La figura 55 (a) muestra un espectro de frecuencia típico de corriente del horno de arco durante el período inicial cuando la chatarra está siendo fundida. La 2ª y 3ª son dominantes, cada una con el 25% de la magnitud de corriente fundamental.

Figura 55. Armónicas producidas durante la operación de arco eléctrico, a) Durante el período inicial de fundición donde la 2ª y 3ª corrientes armónicas son dominantes, b) Durante el período de refinación donde la 2ª y 3ª son dominantes, pero reducidas en un 7-8 %



Fuente. Francisco Cuevas Arteaga, **Armónicas en los sistemas eléctricos**, Pág. 61

Durante el período más largo que es cuando la chatarra está siendo refinada, la superficie del metal es relativamente uniforme y el arco es más estable. El inciso b de la figura 61 (b) muestra el contenido armónico de la corriente del horno durante el período de refinación. Aunque la 2ª y 3ª armónicas predominan, sus magnitudes son reducidas al 7 u 8% de la magnitud de corriente fundamental

3.1.11 Los efectos de las armónicas

Los efectos de los armónicas se dividen en tres categorías generales:

- a) Efectos sobre el sistema de potencia mismo
- b) Efectos sobre la carga del consumidor
- c) Efectos sobre circuitos de comunicación

a) Efectos sobre el sistema de potencia mismo

En el sistema de potencia, las corrientes armónicas son el problema principal, ocasionando recalentamiento y pérdida de vida útil. Esto refiriéndonos a motores o transformadores. El impacto es peor cuando la resonancia de la red amplifica las corrientes armónicas. Los armónicos pueden también interferir en la operación de relees y mediciones.

Para tener una mejor percepción de cómo los armónicos afectan nuestro sistema de potencia lo explicaremos mas a fondo en el inciso **3.4 Penetración Armónica en los Sistemas Eléctricos de Potencia en C.A.**

b) Efectos sobre la carga del consumidor

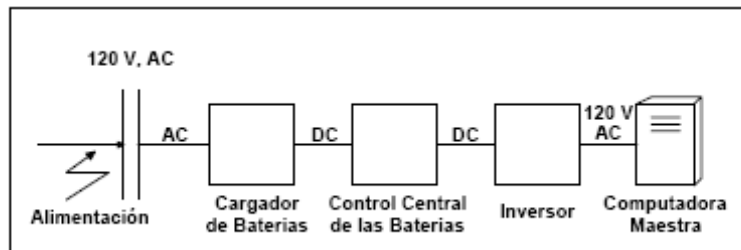
En grandes cargas industriales y comerciales son los mismos efectos que en el sistema de potencia, a menudo consisten de grandes máquinas rotatorias, transformadores, bancos de capacitores, equipo de protección, control y medición. Todos los efectos en equipos del sistema de potencia discutidos hasta aquí se aplican a éstos sistemas industriales y comerciales también.

Además, todos los usuarios usan una gran variedad de convertidores estáticos los cuales son bastante sensibles a la contaminación armónica. Ejemplo de éstos son los controladores de velocidad de motores y fuentes de potencia para computadoras y otros equipos electrónicos. Si el voltaje aplicado a éstos dispositivos tiene un alto contenido armónico, el comportamiento de los mismos puede ser afectado.

Por ejemplo, algunos rectificadores para su operación, sensan el cruce por cero del voltaje de alimentación y así implementar el retardo en el ángulo de encendido de los tiristores. Si las armónicas causan el defasamiento del cruce por cero, el rectificador fallará. Irónicamente, los mismos dispositivos que son afectados por la distorsión armónica podrían ser los que la causan.

En suministradores de potencia de equipo crucial, tales como computadoras, la pérdida de voltaje es más crítica que la distorsión de la forma de onda de voltaje. Para prevenir contra la pérdida de potencia de computadoras son equipadas con fuentes de potencia ininterrumpibles (UPS), como se muestra en la figura 56.

Figura 56. Fuentes de potencia ininterrumpibles para alimentar una computadora



Fuente. Francisco Cuevas Arteaga, **Armónicas en los sistemas eléctricos**, Pág. 79

Una batería de respaldo en la UPS es continuamente cargada desde el bus de alterna. La potencia de directa (DC) es entonces invertida a alterna (AC) para alimentar a la computadora. Si la línea de alimentación de alterna falla, la potencia continúa suministrándose desde la batería para que el voltaje de alimentación a la computadora sea ininterrumpido, quedando los datos protegidos y el proceso continúe.

Una fuente de potencia ininterrumpida típica usa un rectificador estático para convertir la potencia de AC a DC y cargar la batería, por lo tanto, es otra fuente de contaminación armónica en el sistema de potencia.

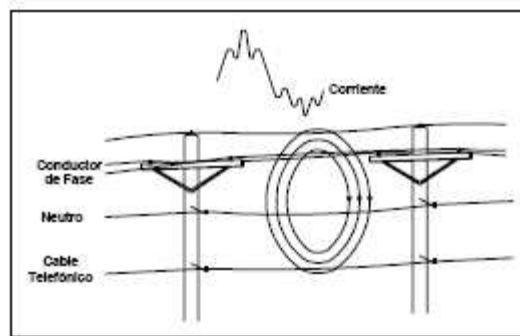
c) Efectos sobre circuitos de comunicación

Interferencia telefónica

Uno de los problemas anteriores causados por armónicas fue la interferencia telefónica. En los años 20s, cuando los rectificadores estáticos fueron introducidos en procesos industriales, los circuitos telefónicos fueron abiertos y a menudo iban paralelos a los conductores aéreos del sistema de potencia.

Se registraron casos donde por la energización de un rectificador de gran capacidad, se interrumpió la conversación telefónica en una gran área. Esto sucedió porque la corriente armónica generada por el rectificador, induce un campo magnético que se enlaza con el circuito telefónico, como se ilustra en la figura 57. El voltaje inducido fue bastante alto para crear un severo ruido en los circuitos telefónicos.

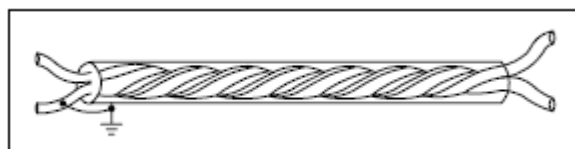
Figura 57. Campos magnéticos que generan campos inducidos



Fuente. Francisco Cuevas Arteaga, **Armónicas en los sistemas eléctricos**, Pág. 79

Hoy, éste modo de interferencia todavía existe, pero es menor el problema porque la mayoría de circuitos telefónicos son cables trenzados con pantalla, como se muestra en la figura 58. El área del circuito telefónico que está expuesto al campo magnético de la línea de potencia es mínimo.

Figura 58. Cables con pantalla minimizan los efectos del voltaje inducido



Fuente. Francisco Cuevas Arteaga, **Armónicas en los sistemas eléctricos**, Pág. 80

Factor de influencia telefónica (TIF)

El ruido telefónico generado por corrientes y voltajes armónicos en el sistema de potencia es generalmente cuantificado como un factor de influencia telefónica (TIF). El sistema reconoce que el ruido inducido por armónicas tiene un efecto subjetivo en el usuario telefónico. Esto es por que el oído humano es más susceptible a unas frecuencias que a otras.

El nivel de ruido que actualmente aparece en el circuito telefónico también depende de la corriente armónica presente en el sistema de potencia. Para medir este efecto combinado la interferencia telefónica es a menudo expresada como un producto de corriente y factor de influencia telefónica ó voltaje y factor de influencia telefónica. Este parámetro es referido como el producto $I \cdot T$.

$$I \cdot T = \left[\sum_{h=1}^{\infty} (I_h \cdot TIF_h)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \dots(3.6) \quad y$$

$$KV \cdot T = \left[\sum_{h=1}^{\infty} (KV_h \cdot TIF_h)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \dots(3.7)$$

Donde:

I_h = Corriente armónica (rms) presente en el sistema de potencia

KV_h = Voltaje armónico (rms) presente en el sistema de potencia

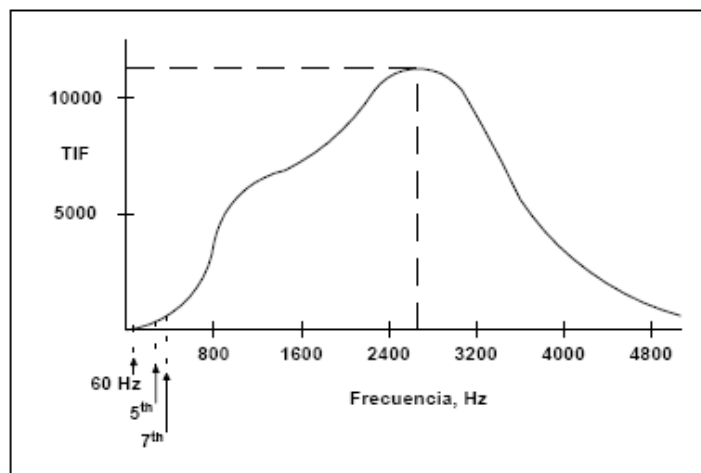
h = Orden armónico

TIF_h = Factor de influencia telefónica a la frecuencia armónica.

La figura 59 muestra los factores de influencia telefónica. El factor de influencia telefónica en la curva es una medida de la sensibilidad al ruido del sistema telefónico y el oído humano a varias frecuencias discretas.

Por ejemplo, el factor de influencia telefónica a 60 Hz es cercano a cero, indica que los circuitos telefónicos y el oído humano son insensibles al ruido de la frecuencia potencia. También a las frecuencias armónicas más comunes tales como la 5a ó 7a el factor de influencia telefónica es relativamente bajo. El factor de influencia telefónica tiene un máximo alrededor de los 2600 Hz

Figura 59. Factor de influencia telefónica vrs. Frecuencia



Fuente. Francisco Cuevas Arteaga, **Armónicas en los sistemas eléctricos**, Pág. 80

Según la norma IEEE 519 han establecido los niveles aceptables de interferencia telefónica. Por ejemplo el producto $I \cdot T < 10,000$ indica un nivel relativamente bajo de distorsión de corriente armónica el cual no causa problemas de ruido. Un producto $I \cdot T > 50,000$ probablemente causará problemas de interferencia en el circuito telefónico. Las empresas suministradoras deben asegurar que las armónicas generadas en sus sistemas no resultarán productos $I \cdot T$ que excedan los criterios aceptables.

3.2 Fuentes de onda no-sinusoidales

Estas fuentes se vieron representadas por las características internas de todos aquellos dispositivos eléctricos que se fabricaban (y se fabrican aún en la actualidad) con núcleos de hierro, como transformadores, y con balastros magnéticos de luminarias tipo fluorescentes y otros que no afectaron de manera preponderante en esta época.

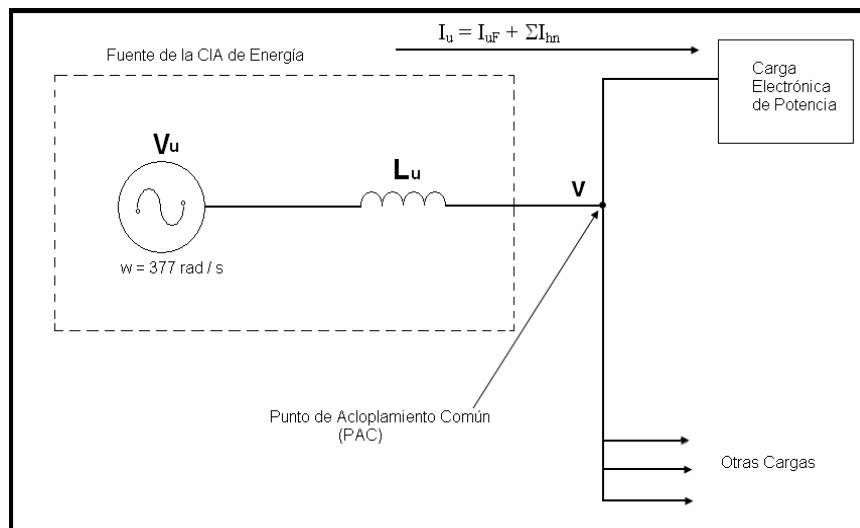
Las fuentes más importantes de onda no-sinusoidales son las creadas por la nueva tecnología llamada “Electrónica de Potencia” gracias a la cual se dieron cambios muy prometedores en los sistemas eléctricos de potencia en donde las eficiencias y la calidad de los sistemas de producción aumentó, pero, aumentaron los efectos en los dispositivos eléctricos, principalmente en los sistemas de alimentación, reflejando notables daños y mal funcionamiento. A continuación se muestran algunos de los aspectos más importantes que definen una fuente, las principales áreas en donde aparecen y los principales productores de ondas no-lineales.

3.2.1 Fuentes no-lineales

La mayoría de los sistemas eléctricos, las fuentes no-lineales se modelan como fuente de corriente armónica; es decir, como fuentes que inyectan corrientes cuya frecuencia es múltiplo de la corriente del sistema que provocan la deformación de la forma de onda de la red de alimentación debido a la impedancia menor que representa la red con respecto a la carga. Por ello en la actualidad los convertidores electrónicos de potencia adicionan disturbios inherentes tanto a la línea de alimentación como a la carga misma.

En la figura 60 se muestra una Compañía de Energía que suministra a un determinado número de cargas entre las que se cuentan una que contiene equipos electrónicos de potencia; por lo tanto, se tiene que en el punto de acoplamiento común PAC o PCC (point commun couple) se distorsiona la forma de onda a causa de la carga electrónica debido a que esta cuenta con dispositivos de estado sólido tales como diodos, tiristores, que presentan características de funcionamiento a-líneas y que finalmente producen formas de onda no-sinusoidales desarrollando corrientes armónicas I_h que describen una trayectoria hacia el lado de la red eléctrica en donde la impedancia de la línea es finita (muy pequeña aunque no es cero).

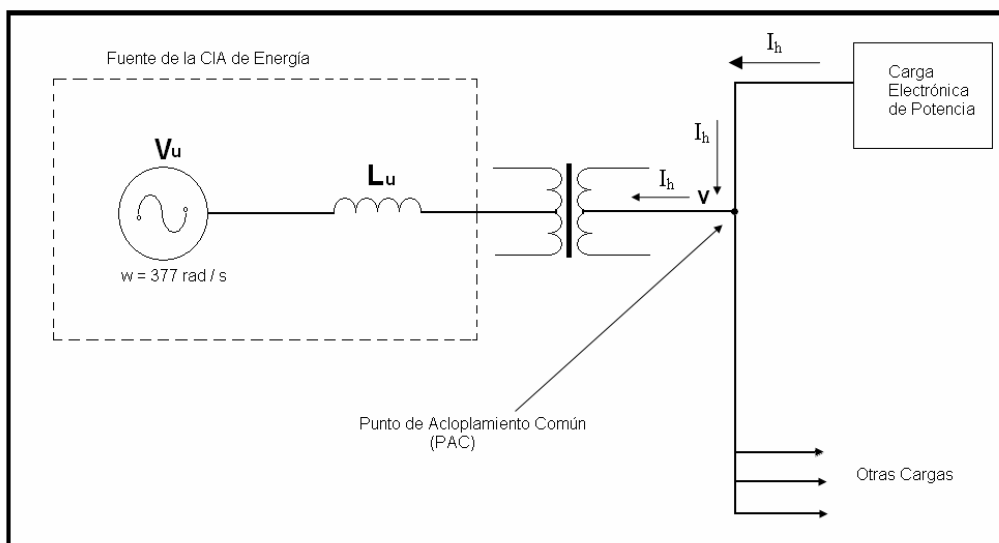
Figura 60. Carga electrónica conectada a un sistema de suministro de energía eléctrica



En la figura 61 se observa como una carga electrónica maneja ondas no-sinusoidales que aparecen como una fuente de corrientes armónicas.

Este tipo de corrientes deforman la onda en el punto de acoplamiento común debido a que se van sumando o restando a la original determinando finalmente una señal no-sinusoidal totalmente diferente de la inicial que afecta a las demás cargas produciendo efectos serios en el sistema.

Figura 61. Efecto de una carga electrónica en un sistema eléctrico



Las corrientes generadas por este tipo de cargas electrónicas desarrollan un aumento en las características no deseables del transformador que las alimenta tales como: pérdidas por histéresis, por corrientes de hédi en el núcleo y sus devanados, por dispersión, por efecto Joule, que elevaran el nivel de temperatura de los devanados, que pueden disminuir hasta cierto punto el tiempo de vida del transformador si dañan sus aislamientos. En donde las pérdidas totales en el transformador provocadas por la carga conectada no deben superar la capacidad máxima de placa como lo muestra la ecuación 3.8

$$C_{Trans} \geq C_{Carga} - P_{Totales} \geq C_{Carga.Electronica} \dots\dots(3.8)$$

Donde:

C_{Trans} = capacidad máxima de placa del transformador.

C_{Carga} = capacidad suministrada a una carga normal.

$P_{Totales}$ = capacidad extra debido a las pérdidas en el núcleo, devanados, yugo, del transformador.

$C_{Carga\ Electronica}$ = capacidad total requerida por una carga electrónica.

Para comenzar con el análisis del problema trataremos los aspectos más usuales que muestran algunos de los tipos de cargas electrónicas que hoy en día aparecen dentro de los sistemas eléctricos de potencia; para lo cual, manejamos tres niveles en donde se hace mención de las fuentes introducidas en cada uno de los niveles con el objetivo primordial de establecer la aportación armónica de las fuentes a los equipos de alimentación, en este caso, al transformador.

3.2.1.1 Zona industrial

La mayor parte de los problemas armónicos en la actualidad son asociados con las industrias debido a que en ellas aparecen en su mayoría, cargas de ondas no-sinusoidales de gran escala cuyas características las hacen fuentes no deseables para la Compañía de Energía que las alimenta tal como lo muestran los siguientes incisos:

1. Primeramente, los complejos industriales involucran cargas no-lineales de gran capacidad aplicadas a procesos donde se realiza la conversión de CA a CD a grandes escalas mediante rectificadores grandes.

También se incluyen aplicaciones para el control ajustable de la velocidad de motores dentro de los complejos, controles de CD, hornos de arco y hornos de inducción entre otros que pueden ser parte importante de la carga total de las plantas industriales.

2. Por otro lado, las industrias generalmente cuentan con bancos de capacitores para corregir el factor de potencia, porque la mayoría de los equipos que utilizan, por ejemplo, los motores, presentan un bajo factor de potencia que obliga al cliente a implementar bancos de capacitores en su sistema eléctrico lo cual puede provocar condiciones resonantes que eleven de forma significativa las corrientes armónicas generadas por las cargas no-lineales.

Hoy en día existen un sinnúmero de dispositivos electrónicos que afectan tanto a la Compañía Suministradora de Energía como a la fábrica en donde se encuentran instalados, dispositivos que debido a su funcionamiento básico, producen efectos parecidos en la red donde son conectados.

Año con año aumenta el crecimiento del uso de los convertidores de potencia estática debido a que este tipo de tecnología mejora los sistemas de control de velocidad que se tenían, evita mantenimientos mayores y maneja altas eficiencias en el sistema eléctrico donde se conecta.

Las características de estos dispositivos han animado al cliente a utilizarlos en una amplia variedad de rangos tanto para el lado de CA como para el lado CD para diferentes niveles en el control de motores.

No hace mucho tiempo este tipo de sistemas se consideró una carga reducida que generaba pequeñas cantidades de armónicos, ahora no sucede lo mismo debido al enorme crecimiento que ha representado la instalación constante de una amplia variedad de equipos para un sinnúmero de aplicaciones generales y especiales en la industria.

3.2.1.1.1 Convertidor estático de potencia

El convertidor estático de potencia es un dispositivo electrónico que tiene como finalidad, convertir la potencia en CA a potencia en CD o viceversa, es un dispositivo que cuenta con elementos cuya tecnología se basa en la fabricación de estado-sólido, algunos ejemplos de los elementos construidos con esta tecnología son los siguientes:

1. Diodos: son elementos semiconductores utilizados para llevar corriente en una dirección cuando se aplica un voltaje de ruptura determinado.
2. Los rectificadores controlados de silicio: son como un diodo, la única diferencia es que en este elemento se controla su voltaje de ruptura por medio de una corriente aplicada a la compuerta del tiristor de tres terminales; es decir, se pueden manejar diferentes niveles de voltaje de disparo para corrientes de compuerta diferentes lo cual lo hace un elemento indispensable en el control de motores.
3. Otro elemento es el dispositivo que se comporta como dos diodos de PNPN que puede conducir en cualquiera de las dos direcciones para un voltaje de ruptura fijo.

4. Los tiristores apagados por compuertas: son elementos tiristores de tres terminales que ya no necesitan un circuito extra de apagado (arreglos RC) debido a que tienen la característica especial de apagado propia; es decir, si se desea apagar el tiristor solo se tiene que aplicar una pulsación de corriente alta de varios amperes a la compuerta del tiristor apagado por compuerta.
5. Los transistores de potencia: los cuales son muy comunes en el control de maquinaria como interruptores para el paso o bloqueo de la corriente; se utilizan generalmente en la construcción de inversores.
6. También tenemos el IGBT que es un transistor bipolar de compuesta aislada que se controla por medio de la aplicación de un voltaje de compuerta donde se tiene una corriente mínima porque la impedancia de compuerta es muy alta; este tipo de elementos se utiliza para aplicaciones de alta frecuencia y alta potencia.

De los elementos anteriores los componentes electrónicos más utilizados como interfase en sistemas de potencia son, los tiristores de tres terminales, los tiristores apagados por compuerta y los transistores de potencia; pero, hay ciertas consideraciones para su uso final que trazan algunas diferencias de unos con respecto de los otros. Por lo tanto, el uso de cualquiera de los componentes anteriores depende de la aplicación industrial que se lleve a cabo.

A continuación haremos mención de los diferentes tipos de convertidores de potencia que se utilizan en los sistemas de potencia eléctricos:

- Rectificador de onda completa.
- Rectificador trifásico de onda completa.
- Control de fase de un SCR.
- Rectificador de onda completa con SCR's.
- Inversores (por alimentación de corriente IAC o CSI, con alimentación de voltaje IAV o VSI, por modulación de ancho de pulso MAP o PWM
- Cicloconvertidores

3.2.1.1.2 Variador de velocidad en CA (ASD)

Actualmente el control de motores en cualquier ámbito industrial se empieza a inclinar mucho más por la tecnología desarrollada por los circuitos de estado sólido para modificar las frecuencias y los voltajes de las formas de onda variando los rangos de velocidad para un motor ya sea de CD o de CA.

El variador de velocidad por ejemplo en el control en CA maneja la velocidad para un motor de CA ajustando la frecuencia a la cual la polaridad de la secuencia de pulsaciones se conmuta de negativo a positivo y viceversa, el ajuste se puede realizar manualmente con un control montado sobre el gabinete del mecanismo o puede controlarse vía remota con ayuda de un mecanismo microprocesado. La distorsión de la forma de onda de la corriente puede variar ampliamente como una:

1. Forma de onda altamente distorsionada: que es una característica propia de todos los variadores de velocidad que tienen inversores por modulación de ancho de pulso alimentados por voltaje debido a que no contienen una inductancia de bloqueo (o supresión, lo suficientemente grande) que funciona como un dispositivo de alisamiento para la señal de corriente de entrada para eliminar las componentes extras que se puedan presentar en la forma de onda no-sinusoidal.

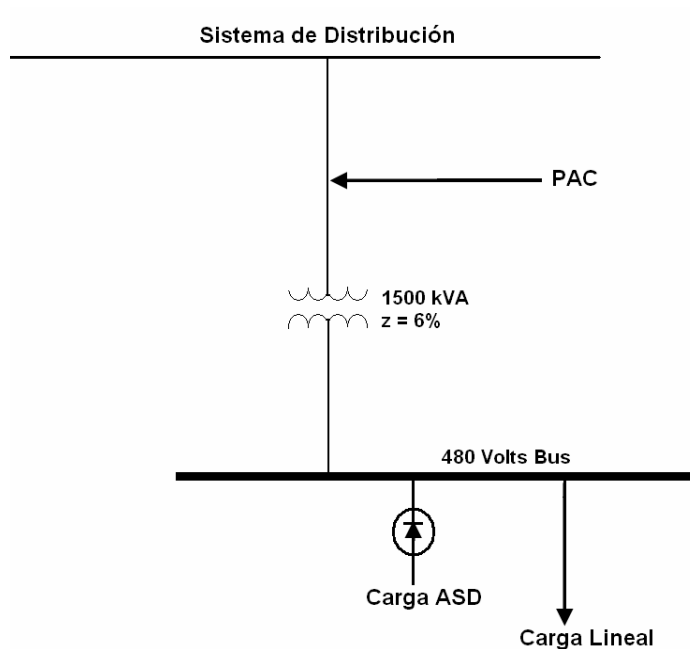
2. Forma de onda distorsionada de manera natural: generalmente este tipo de distorsión es normal en todos los controladores de CA grandes que utilizan inversores con alimentación de corriente o también la distorsión natural es propia de los controladores de CA pequeños que usan inversores alimentados por voltaje y se encuentran provistos de una inductancia conectada para la supresión de las componentes extras de la forma de onda distorsionada.

En la figura 62 se representa un sistema eléctrico con carga de variador de velocidad sin bancos capacitivos, para la corrección del factor de potencia de la planta, si los variadores de velocidad tienen un factor de potencia relativamente alto entonces, los bancos no serán indispensables si la carga de los variadores de velocidad es significativa en la planta.

Aunque cabe resaltar que de acuerdo con el STD IEEE 519-1992, los límites para este tipo de carga son los que se muestran en la figura 63 donde el porcentaje de carga se representa como un porcentaje de la carga máxima promedio demandada.

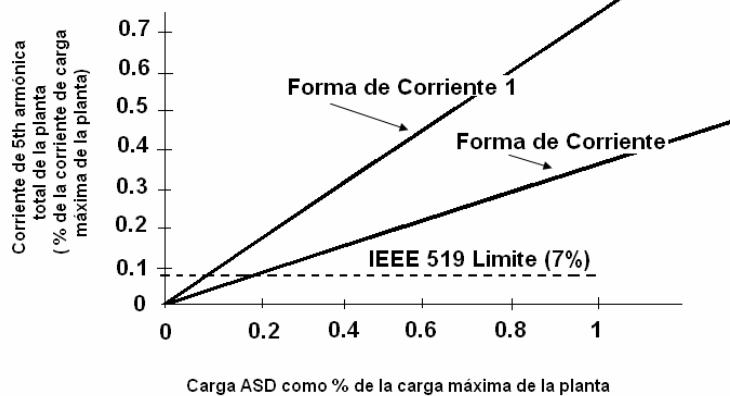
Por su parte, la quinta armónica es la componente predominante en el sistema debido a las características propias del controlador y es usualmente el factor limitante en la evaluación de la aportación de las fuentes no-lineales al sistema. La figura 63 muestra las curvas características del variador de velocidad anterior al usar una inductancia de choque, y sin usar.

Figura 62. Sistema con carga no-lineal



En la figura 63 se observa la supresión como el beneficio que se obtiene al adicionar la inductancia al control de velocidad, y se tiene también que el efecto de la quinta componente de la forma de onda no-sinusoidal es importante a tal grado que la carga mayor aún con el sistema de bloqueo puede alcanzar un máximo del 20% de la carga máxima promedio demandada.

Figura 63. Límites para una carga con variadores de velocidad y efecto del inductor de choques



Fuente. **Estándar IEEE 519 – 192**

Para mejorar la forma de la señal no-sinusoidal, podemos utilizar configuraciones de pulsos altos; es decir, ya no utilizaremos configuraciones de 6 pulsos, ahora nos abocaremos a las de 12, 18 ó 24 que nos ayudarán a eliminar las componentes dominantes más significativas, por ejemplo, si introducimos una configuración de 12 pulsos al alimentar un control velocidad a través de un transformador delta-estrella y otro control de velocidad alimentado por un transformador de conexiones delta-delta disminuirémos la distorsión de la forma de onda a tal grado que sea más alisada.

3.2.1.1.3 Controles de CD

Los controles de CD pueden ser una carga muy importante en las industrias, son comúnmente usados en las fábricas de plástico, textil, papel, caucho, industrias mineras entre otras. Los controles de CD son todavía en la actualidad, los más comunes para el control de la velocidad de motores en aplicaciones de control muy fino en rangos amplios.

Este tipo de control tiene una desventaja importante, esto es, que debido al retraso de fase de los tiristores de tres terminales que lo componen manifiesta un factor de potencia relativamente pobre (especialmente a velocidades menores); por lo tanto, obliga a la fábrica a incluir bancos de capacitores o a manejar una capacidad adicional por parte del transformador que lo alimenta con objeto de manejar buenas condiciones y soportar la inyección armónica.

En los controles de CD que se incluyen en la industria normalmente se presentan cancelaciones significativas de las componentes de las fuentes no-lineales debido a que los mismos se conectan a un bus común y manejan diferentes ángulos de fase (rectificadores controlados por fase) La cancelación de las componentes de la señal de los controles de CD en la mayoría de los casos de mantienen alrededor de; 50% en las de orden bajo (antes de la 11ª.) y es aún mayor en las de orden más al (a partir de la 13ª.)

De esta manera, la mayor parte de las industrias con este tipo de cargas no necesitarán sistemas extras de control salvó bancos de capacitores para elevar el factor de potencia de la planta calibrados por debajo de la frecuencia de la quinta armónica a efecto de evitar incrementos considerables de las componentes debido a fenómenos resonantes.

Algunas veces los niveles de las componentes armónicas altas y las armónicas no características pueden ser asociados con condiciones de regeneración; es decir, en estos momentos el control se encuentra trabajando como un generador que inyecta componentes al sistema de CA.

3.2.1.2 Zona comercial

El motivo por el cual el aumento en las fuentes de ondas no-lineales en la actualidad se viene dando en los edificios comerciales se debe a múltiples razones; pero, las más importantes son las siguientes:

- a) El incremento de la carga electrónica alimentada por fuentes conmutadas.
- b) Un alumbrado fluorescente más eficiente que usa balastos electrónicos y que presenta una generación de ondas no-lineales más alta que el alumbrado que utilizaba balastos magnéticos.
- c) La inclusión de controles de velocidad ajustable en los edificios de las zonas comerciales que vienen a ser un tipo de carga electrónica importante.

Las formas de onda producidas por las cargas de los incisos anteriores crean efectos secundarios en gran parte de los sistemas eléctricos en el lado de CA; los principales efectos son el sobrecalentamiento de los cables del neutro, del transformador y la interferencia en sistemas de comunicación cuya acumulación depende de las características de las cargas y del mismo sistema de alimentación.

Los niveles en la deformación de la forma de onda del sistema eléctrico dependen en gran medida de los diferentes tipos de carga que se encuentren conectados al sistema. En los siguientes apartados daremos una breve explicación de las cargas mencionadas en los tres incisos anteriores y en que grado contribuyen en la deformación de los parámetros en el lado de CA.

3.2.1.2.1 Fuentes de potencia electrónica

En esta categoría entran todos los dispositivos en los que se convierte la energía suministrada por la red de CA – CD tales como: computadoras personales, estaciones de trabajo, impresoras, copiadoras, faxes, entre otros; generalmente son de conexión monofásica y son alimentados a voltajes de alrededor de 120 [volts].

Los sistemas de potencia in-interrumpida (conocidos comúnmente como UPS's) que funcionan como dispositivos que proveen potencia de reserva a una gran variedad de cargas también caen dentro de esta categoría.

La energía generalmente suministrada a cargas monofásicas puede variar desde un orden de 200W principalmente para computadoras personales hasta un rango de miles de watts en estaciones de trabajo sofisticadas.

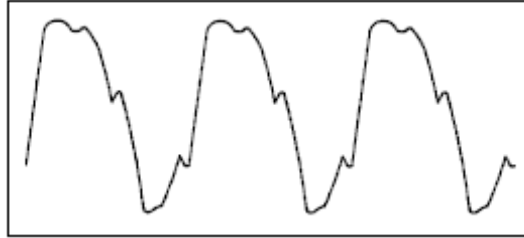
3.2.1.2.2 Alumbrado fluorescente

En los dispositivos de alumbrado fluorescente los parámetros de corriente y voltaje no son lineales debido a las propiedades eléctricas del arco las cuales son responsables del tipo de iluminación. En éste dispositivo, la luz es producida por el paso de la corriente a través de vapor o gas, en lugar que por un alambre de tungsteno como en las lámparas incandescentes.

Como en algunos dispositivos de arco, la corriente fluye cuando el arco es establecido y algún tipo de reactancia limitadora de corriente es requerido en el circuito. En alumbrado fluorescente, la corriente es limitada por un balastro que consiste de conductores devanados sobre un núcleo de hierro.

La corriente demandada por la lámpara fluorescente es ilustrada en la figura 64. Las armónicas generadas incluyen una fuerte componente de 3ª armónica, porque la balastro es un dispositivo ferromagnético que requiere corriente de excitación que contiene 3ª armónica. La distorsión armónica causada por el alumbrado de descarga de arco ha incrementado de manera importante, especialmente en áreas donde el alumbrado es una mayor porción de la carga comercial.

Figura 64. Corriente de demanda por una lámpara fluorescente



Fuente. Francisco Cuevas Arteaga, **Armónicas en los sistemas eléctricos**, Pág. 80

Actualmente el uso de balastos se ha orientado significativamente al empleo de la electrónica en dispositivos que contienen principalmente puentes rectificadores de diodos monofásicos que manejan un rango de distorsión en la forma de onda de entre el 8% y el 35% que es minimizada con ayuda de la implementación de filtros pasivos.

3.2.1.2.3 Variadores de velocidad

Actualmente los variadores de velocidad son muy utilizados en aplicaciones de ventilación y en compresores debido al gran incremento en la eficiencia que proporcionan.

Normalmente los variadores de velocidad se conectan al sistema de CA a través de rectificadores trifásicos con puente de diodos. Cabe resaltar que debido a los circuitos rectificadores que contienen los variadores de velocidad la forma de la onda (principalmente de corriente) se ve afectada por el pulsado natural de las corrientes de CA debido a los filtros capacitivos en el lado de CD del puente rectificador.

Otro efecto importante en el sistema es que el factor de potencia se reduce; es decir, si tenemos un sistema con carga lineal donde el factor de potencia es alrededor del 95% y conectamos una carga no-lineal a la red eléctrica, ya sean ordenadores, periféricos, etc., el factor de potencia entonces se reducirá hasta un porcentaje de 70 o 60%.

En la tabla III se da un ejemplo de la distorsión que provocan generalmente ciertas combinaciones de los tres tipos de cargas no-lineales más usuales en las instalaciones comerciales.

Tabla III Distorsión de la señal debida a las cargas en una instalación comercial

Caso	Nivel de Carga	Niveles de Carga No-lineal (% de la carga total)			Niveles de Distorsión de la forma de onda de la entrada de la red (% de la Fundamental)	
		Electrónica	Alumbrado	ASDs	Voltaje	Corriente
1	Carga Base	20%	30%	5%	3.50%	14.50%
2	Carga de Alumbrado Alta	20%	60%	5%	3.90%	17.10%
3	Alta Carga Electrónica	40%	30%	5%	5.70%	21.80%
4	Carga ASD Alta	20%	30%	10%	5.10%	5.10%

En la mayor parte de los sistemas que tienen conectadas cargas monofásicas no-lineales alimentadas con circuitos de 4 hilos y tres fases, existen magnitudes altas de corriente en el neutro debidas a la apariciones de componentes armónicas triples como la 3^a, 9^a, 15ava, de secuencia cero que producen calentamientos importantes en el neutro en condiciones balanceadas del sistema.

Generalmente, la componente de 3^a armónica es la más importante cuando la red suministra energía a fuentes conmutadas y alumbrado con balastos electrónicos. Los variadores de velocidad también son una fuente importante de ondas no-lineales que se utilizan actualmente en las instalaciones comerciales para el control de la velocidad en motores para aplicaciones en bombas, ventiladores y otros equipos que siguen la misma línea.

El control de ondas no-lineales generadas por los variadores de velocidad se puede efectuar como ya se ha venido diciendo con ayuda de convertidores de pulsos altos, o con inductancias de choque (reactores) que pueden conectarse a la entrada de la línea o dentro del circuito del variador de velocidad que funcionan para alisar la señal de corriente y evitar la deformación de onda excesiva, también se pueden utilizar filtros para absorber las componentes más dominantes en el sistema o circuitos con tecnología con modulación de ancho para mejorar la calidad de la onda.

3.2.1.3 Zona residencial

En la zona residencial generalmente no existe un buen control de las fuentes de onda no-sinusoidales debido a que es un poco más difícil mantener una buena normalización en esta zona que en las anteriores. El hecho es, que existe una importante variación e incremento en la actualidad de este tipo de dispositivos que en un momento dado pueden llegar a afectar al sistema de distribución.

En algunos países se ha optado por implementar normas en los aparatos que se adquieren para un nivel de corriente mayor a 16 Amperios en 240 Volts debido a que la carga electrónica dentro de cada casa va creciendo con el tiempo, ya en nuestros días el cliente de una zona residencial puede tener dispositivos electrónicos que generan formas de onda con alto contenido de nivel armónico (mini-componentes, computadoras personales, el aire acondicionado, lámparas fluorescentes con cargas monofásicas utiliza puentes rectificadores de diodos (principalmente), las formas de la onda de corriente que trazan son muy similares, provocando que en la mayoría de los casos las componentes armónicas de orden bajo se sumen, aumenten las pérdidas en los sistemas de distribución y disminuyan por lo tanto, el tiempo de vida de los equipos suministradores de inyección de energía.

En los sistemas de alimentación a cargas monofásicas lo que más preocupa es la inyección de la componente de 3ª armónica debido a que es una componente de secuencia cero que afecta en sobre medida al transformador de distribución.

A continuación se muestra en la tabla IV algunos ejemplos de fuentes no-lineales y la distorsión que pueden generar en la forma de onda del sistema de alimentación.

Tabla IV efecto de las cargas electrónicas en la forma de onda

Fuente	Distorsión total de la onda (en %)	13	15	17	19
Secador de ropa	4.6	3.9	2.3	0.3	0.3
Estufa electrónica	3.6	3	1.8	0.9	0.2
Refrigerador	13.4	9.2	8.9	1.2	0.6
PC	140	91	75.2	58.2	39
Impresora Láser	140	91	75.2	58.2	39
Calentador conv.	10.26	8	6.8	0.5	0.6
Calentador con ASD	123	84.6	68.3	47.8	27.7
TV a Color	121	84	60.5	35	15
Microondas	26.4	23.4	9.8	2.3	1.9

3.3 Distorsión de voltaje y de corriente

Los problemas del sistema de potencia asociado con los armónicos comenzaron a ser de interés general en la década de los 70, cuando dos desarrollos independientes tuvieron lugar. El primero era el embargo de petróleo, que condujo a incrementos en la electricidad y al ahorro de la energía. Las compañías de distribución de energía y los consumidores industriales comenzaron a instalar condensadores para el mejoramiento del factor de potencia. Los condensadores reducen la demanda de MVA que exige el sistema eléctrico abasteciendo la porción de reactivos necesarios de forma local (donde se requiere).

Como resultado, se reducen las pérdidas eléctricas tanto en la planta industrial como en la red de distribución. Para mejorar el factor de potencia fue necesario incrementar significativamente el número de capacitores conectados en el sistema de potencia. Como una consecuencia, ha habido un aumento igualmente importante en el número de circuitos sintonizados (resonantes) en redes de distribución y plantas.

El segundo desarrollo involucrado fue la llegada de la era tecnológica de los tiristores en bajo voltaje. En los años 60, los tiristores fueron desarrollados para motores en DC y luego durante la década de los 70, utilizados para controlar la velocidad de motores AC. Esto resultó en una proliferación de pequeños convertidores operados independientemente sin técnicas de mitigación de armónicas.

Aún con niveles de corriente de armónicas relativamente bajo, un circuito resonante puede ocasionar severos problemas de distorsión en el voltaje e interferencia telefónica. Un circuito resonante paralelo puede amplificar los niveles de corriente armónica a un punto tal que produzca falla en los equipos. Los circuitos resonantes serie pueden concentrar el flujo de corrientes armónicas en alimentadores o líneas específicas al punto de producir interferencia telefónica de gran magnitud.

El aumento en el uso de convertidores estáticos, tanto en equipos de control industrial como en aplicaciones domésticas, combinado con el aumento en el uso de los condensadores para el mejoramiento del factor de potencia, han creado problemas generalizados. Debido a lo extenso de estos problemas, ha sido necesario desarrollar técnicas y lineamientos para la instalación de equipos y control de armónicos.

Este segmento discute esos lineamientos y su importancia en el diseño de sistemas, así mismo las tablas acerca de los valores de la Distorsión de Voltaje y de la Corriente las trataremos en el capítulo 5; por lo que aquí solo haremos mención de la norma IEEE 519 en donde se especifican dichos valores.

3.3.1 Lineamientos para clientes Individuales

El límite primario de los clientes individuales es la cantidad de corriente armónica que ellos pueden inyectar en la red de distribución. Los límites de corriente se basan en el tamaño del consumidor con respecto al sistema de distribución. Los clientes más grandes se restringen más que los clientes pequeños. El tamaño relativo de la carga con el respecto a la fuente se define como la relación de cortocircuito (SCR), al punto de acoplamiento común (PAC), que es donde carga del consumidor conecta con otras cargas en el sistema de potencia.

El tamaño del consumidor es definido por la corriente total de frecuencia fundamental en la carga, I_L , que incluye todas las cargas lineales y no lineales. El tamaño del sistema de abastecimiento es definido por el nivel de la corriente de cortocircuito, I_{SC} , al punto de acoplamiento común. Estas dos corrientes definen la relación de corto circuito (SCR):

$$SCR = \frac{\text{short circuit MVA}}{\text{load MW}} = \frac{I_{SC}}{I_L} \dots\dots\dots(3.9)$$

Todos los valores de distorsión de corriente se dan en base a la máxima corriente de carga (demanda). La distorsión total está en términos de la distorsión total de la demanda (TDD) en vez del término más común Distorsión Armónica Total (THD).

Cuando se efectúan mediciones relacionadas con armónicas en los sistemas eléctricos, es común encontrar niveles de THD altos en condiciones de baja carga que no afectan la operación de los equipos ya que la energía distorsionante que fluye es también baja.

Para evaluar adecuadamente estas condiciones se define el TDD que es el parámetro de referencia que establece los límites aceptables de distorsión en corriente en la norma IEEE 519. La distorsión de demanda total TDD está definida como:

$$TDD\% = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_L} \times 100 \dots (3.10)$$

Donde:

I_h : Magnitud de la armónica individual

I_L : demanda máxima de la corriente fundamental de carga, que se calcula como el promedio máximo mensual de demanda de corriente de los 12 últimos meses o puede estimarse.

h : orden armónico impar

3.3.2 Los lineamientos para las compañías de electricidad.

El segundo conjunto de criterios establecido por IEEE 519 se refiere a los límites de distorsión del voltaje. Estos rigen la cantidad de distorsión aceptable en el voltaje que entrega la compañía de electricidad en el punto de acoplamiento común de un consumidor. Los límites armónicos de voltaje recomendados se basan en niveles lo suficientemente pequeños como para garantizar que el equipo de los suscriptores opere satisfactoriamente.

Cualquier consumidor que degrade el voltaje en el punto de acoplamiento común deberá corregir el problema. Sin embargo, el problema de distorsión de voltaje es uno para la comunidad entera de consumidores y la utilidad. Los consumidores muy grandes pueden buscar un compromiso con la compañía de distribución sobre la resolución de un problema específico, y ambos pueden contribuir a su solución.

3.4 Penetración armónica en sistemas eléctricos de potencia en CA

La penetración de las componentes generadas por las formas de onda no-sinusoidales es un problema que ya tiene tiempo en los sistemas eléctricos, pero, no es sino hasta que aparecen los equipos electrónicos que el problema representa un incremento notable para la calidad y al tiempo de vida del sistema. A continuación se lleva a cabo una breve explicación de los efectos principales provocados por la aparición del efecto armónico en los sistemas de potencia en C.A. considerando el nivel de daños en los equipos más importantes.

3.4.1 Resonancia

La impedancia como parámetro característico del sistema juega un papel muy importante en los cambios de las magnitudes y especialmente, en el desarrollo de los estudios de resonancia debido a que depende de la variación de la frecuencia. La resonancia se define como la ampliación de la respuesta de un sistema eléctrico a una excitación periódica cuando la frecuencia de excitación es igual a la frecuencia natural del sistema.

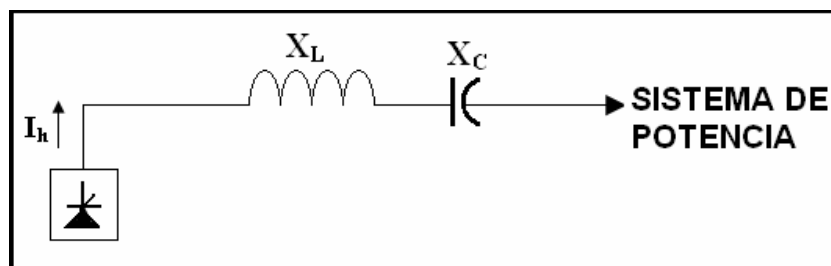
La frecuencia resonante en un circuito simple en función de su capacitancia e inductancia se define de la manera siguiente:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \dots(3.11)$$

En un sistema los problemas de resonancia más importantes son los causados por los bancos de capacitores grandes que se usan generalmente para la corrección del factor de potencia. La frecuencia resonante del conjunto LC ocurre generalmente cerca de la 5ª y 7ª armónicas o cerca de la 11ava 13ava. Existen dos tipos de resonancia que definen este efecto dentro de un sistema y son:

- a) **Resonancia serie:** se presenta cuando la impedancia ofrecida al flujo de corrientes armónicas es considerablemente pequeña entre el sistema y la carga electrónica (que funciona como una fuente de corrientes armónicas). Es decir, sucede que cuando la reactancia de un banco de capacitores se encuentra en serie con la reactancia inductiva del sistema y la pareja formada por X_C y X_L presenta un camino de baja impedancia a las corrientes armónicas entonces la resonancia serie puede aparecer provocando niveles de distorsión altos debidos a la corriente armónica concentrada en la impedancia que finalmente ocasiona falla en capacitores y fusibles de sobrecarga (un esquema de elementos que conforman una resonancia serie se muestra en la figura 65.

Figura 65. Resonancia en serie



Donde el orden de la armónica en la cual la resonancia serie se define con la siguiente expresión:

$$h_r = \sqrt{\frac{X_C}{X_L}} \dots(3.12)$$

X_C = reactancia capacitiva del banco del sistema

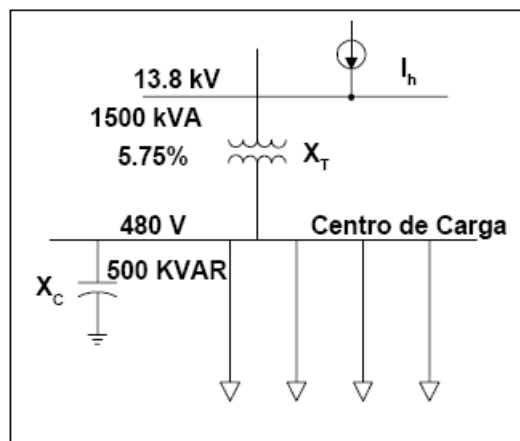
X_L = reactancia inductiva del sistema

h_r = es el orden de la frecuencia a la cual ocurre la resonancia

Si se requiere saber a que frecuencia ocurre sólo se necesita multiplicar el orden de la frecuencia h_r por su respectiva frecuencia fundamental.

Un ejemplo en la practica es ilustrado en la figura 66, donde se tiene un transformador de 13.8 kV a 440 Volts, de 1500 kVA con 5.75% de impedancia. Para corregir el factor de potencia (F.P) se colocan bancos de capacitores de un total de 500 KVAR en 480 Volts. Hay también un fuente armónica en el sistema de distribución de 13.8 KV que consiste de convertidores estáticos de 6 pulsos y éstos convertidores no están equipados con filtros de armónicas.

Figura 66. X_C en resonancia con la X_T



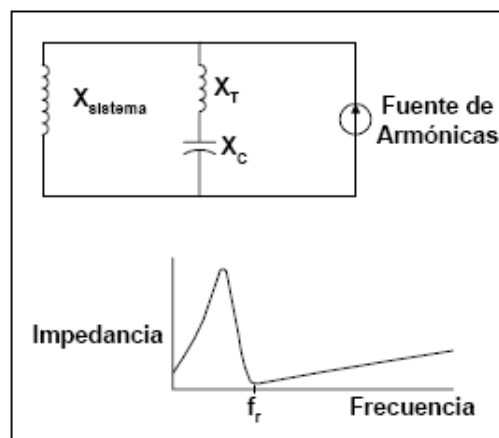
Fuente. Francisco Cuevas Arteaga, **Armónicas en los sistemas eléctricos**, Pág. 72

Visto desde la fuente armónica, el circuito equivalente en demanda mínima en la figura 67 incluye la inductancia del transformador y la capacitancia del banco de capacitores conectados en serie. Igual que en la resonancia paralelo, existe una frecuencia de resonancia a la cual las dos reactancias son iguales.

En la resonancia serie, la impedancia total a la frecuencia de resonancia es muy baja. Esto significa que el circuito resonante parecerá un filtro en derivación. Si la frecuencia de resonancia del circuito serie es cercana ó igual a la 5^a ó 7^a armónica generadas por los convertidores estáticos de potencia, éstas corrientes armónicas serán desviadas hacia la combinación transformador-capacitor.

La concentración de corrientes armónicas en la trayectoria resonante puede también causar altos voltajes distorsionados en el banco de capacitores y al secundario del transformador.

Figura 67. Circuito equivalente visto desde la fuente



Fuente. Francisco Cuevas Arteaga, **Armónicas en los sistemas eléctricos**, Pág. 72

En el circuito de la figura 67, la impedancia del transformador es determinada por:

$$X_L = \frac{(0.0575 p.u.)(0.48kV)^2}{1.5MVA} = 0.0088 \text{ ohm}$$

La impedancia equivalente del banco de capacitores es:

$$X_C = \frac{(0.48kV)^2}{0.5M \text{ var}} = 0.46 \text{ ohm}$$

La frecuencia de resonancia es:

$$f_r = 60Hz \sqrt{\frac{0.46}{0.0088}} = 433 \text{ Hz}$$

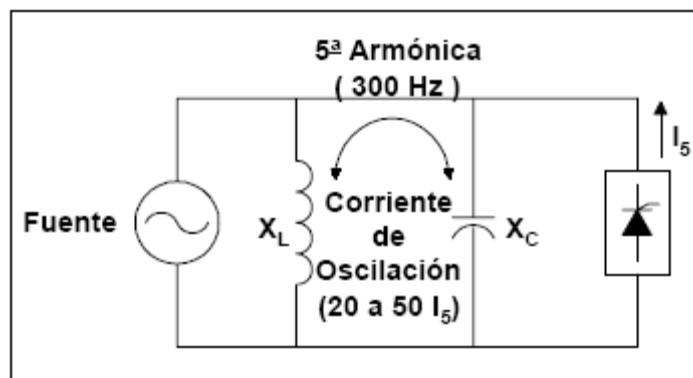
La frecuencia de resonancia serie es cercana a la 7a armónica. Si se instala un banco de capacitores de 1000 KVAR en lugar de 500 KVAR la frecuencia de resonancia será de 307 Hz, (cercana a la 5a armónica).

Las capacidades de los bancos de capacitores son dos terceras y una tercera parte de la capacidad del transformador. Para una impedancia estándar del transformador (5.75%) con una tercera parte de su capacidad en capacitores la resonancia serie ocurre a la 7a armónica y con capacitores de dos terceras partes de la capacidad del transformador, la resonancia serie ocurre a la 5a armónica.

Donde se tienen convertidores de potencia estáticos instalados en el primario del transformador, éstos producirán valores significativos de corrientes armónicas de 5a y 7a, por lo tanto deberá evitarse esas capacidades de bancos de capacitores. De otra manera, la resonancia serie causará que las corrientes armónicas sean filtradas a través del transformador y banco de capacitores.

b) **Resonancia paralelo:** este tipo de resonancia ocurre cuando tanto la reactancia capacitiva como la inductiva del sistema juntas (figura 3.26), ofrecen una impedancia lo suficientemente alta al paso del flujo de las fuentes armónicas ocasionando un incremento en voltajes y altas corrientes armónicas que terminarán dañando el equipo del sistema y las cargas que se encuentran conectadas al mismo bus.

Figura 68. Resonancia en paralelo



La frecuencia de resonancia de la figura 68 es cercana a 300 Hz (5ª armónica), y como el convertidor genera la 5ª armónica, ésta excitará al circuito resonante, esto es, se presentará una impedancia muy grande al flujo de la corriente de 5ª armónica.

La resonancia paralelo y la corriente de 5ª armónica producen un voltaje armónico grande en el bus, y una gran corriente de oscilación en el circuito tanque. Un efecto de la resonancia es que se amplifica la corriente armónica en la L y C del circuito tanque. La corriente de oscilación puede ser de 20 a 50 veces la magnitud de la corriente armónica que originalmente excita al circuito tanque.

El orden de la componente de frecuencia a la cual ocurre la resonancia paralelo se define con ayuda de la siguiente expresión:

$$h_r = \sqrt{\frac{X_C}{X_L}} = \sqrt{\frac{MVA_{SC}}{MVAR_{CAP}}} \dots(3.13)$$

Donde:

MVA_{SC} = es la capacidad de corto circuito entre la carga no-lineal y el sistema

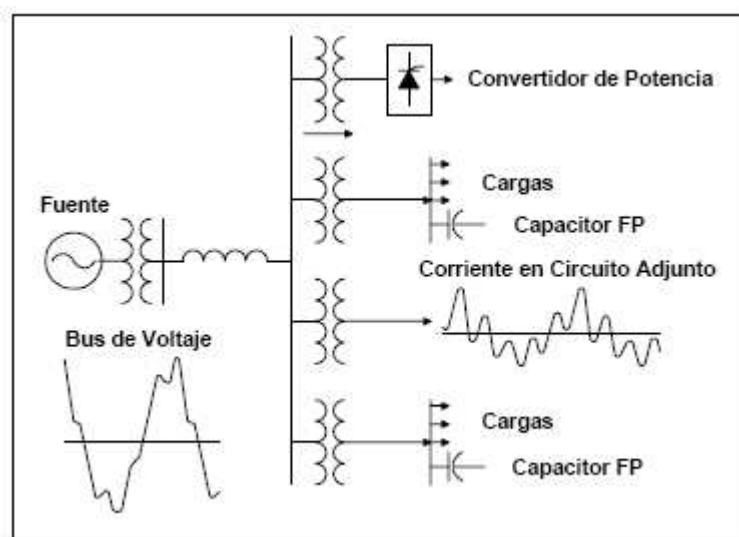
$MVAR_{CAP}$ = es la capacidad manejada por el banco de capacitores.

Y su frecuencia resonante será:

$$f_r = h_r f_1 \dots(3.14)$$

La corriente amplificada podría fundir fusibles del banco de capacitores. El voltaje distorsionado del bus podría causar el flujo de corrientes distorsionadas en los circuitos adyacentes de la figura 69 y afecta a cargas remotas de la fuente armónica y circuito tanque.

Figura 69. Propagación de corriente distorsionada través del sistema y distorsión de voltaje



Fuente. Francisco Cuevas Arteaga, **Armónicas en los sistemas eléctricos**, Pág. 68

3.4.2 Penetración armónica en máquinas rotativas

La penetración armónica en las máquinas rotativas se presenta de la manera siguiente:

- a) **Un incremento en el calentamiento debido a las pérdidas por corrientes del cobre y del material del núcleo.**
- b) **Variaciones del torque que provocan una disminución de la eficiencia de la máquina y oscilaciones torsionales peligrosas.**

Con la inclusión de corrientes armónicas a una maquinaria rotatoria trifásica se generan flujos magnéticos en el rotor a frecuencias que difieren de las frecuencias de los flujos magnéticos en el estator; es decir, la frecuencia del flujo magnético no corresponderá a la de las corrientes de armadura.

Si tenemos un grupo de corrientes trifásicas balanceadas con sus respectivos desfases entre si, obtendremos que al calcular la densidad de flujo magnético "B" en un punto cualquiera "X" para n tiempo "t" definido se encontrarán los siguientes efectos dentro de la máquina:

- a.1 Las componentes de secuencia cero (3, 6, 9, 12,..) no producen flujo magnético y por lo tanto sólo contribuyen a las pérdidas ohmicas.
- a.2 Las componentes de secuencia positiva (1, 4, 7, 10, 13, ..) producen un flujo magnético rotativo el cual gira con una velocidad "nw" en dirección positiva y cuya magnitud es proporcional a la corriente armónica desarrollada. Asimismo, la frecuencia del flujo magnético alternante será la responsable de las pérdidas del hierro tanto en el estator como en el rotor.

a.3 Por su parte, las armónicas de secuencia negativa (2, 5, 8, 11,..) serán las responsables de generar un flujo magnético alternamente que gira en dirección contraria a la de rotación con una velocidad de “-nw” y también con una magnitud que es proporcional a las corrientes armónicas inyectadas a la máquina. Por lo tanto, el sentido del flujo magnético define un torque electromagnético opuesto al de rotación.

Las componentes armónicas producirán pérdidas adicionales en los embobinados del estator, los circuitos del rotor y las laminaciones del estator y del rotor donde las pérdidas en los conductores de los devanados del rotor y estator debido a las corrientes de hélice y el efecto piel son mayores que las pérdidas provocadas por la resistencia de CD; en donde la resistencia efectiva de las máquinas sincrónicas y de inducción variara con la frecuencia debido al efecto piel, aunque la relación entre la resistencia efectiva y la frecuencia armónica generalmente es muy compleja, el cálculo de esta resistencia normalmente es más simple cuando se considera el estudio para armónicas altas (por encima de la 5ª armónica).

Como ejemplo se tiene que la operación de un motor de inducción se deteriora significativamente cuando su voltaje de alimentación es rico en armónicas, este se debe principalmente a la presencia de las armónicas de secuencia negativa que generan un torque opuesto, y a la presencia de otras (como se vio con anterioridad en el apartado “a”) que incrementan las pérdidas en el hierro y cobre del motor resultando una disminución en su capacidad nominal.

Los investigadores Klinghshim y Jordan realizaron pruebas en las que involucraron el efecto armónico que producía cierta distorsión de la forma de onda alimentada sobre pérdidas de potencia, considerando el caso de un motor de 16 kW operando con una salida completa de alimentación a 60 Hz, y la capacidad de voltaje fundamental en cada caso.

Y llegaron a la conclusión de que con un voltaje de alimentación sinusoidal la pérdida total era de 1303 W, considerando que para un voltaje de alimentación casi cuadrado la pérdida era de 1600 W. Esto demostró que la introducción de componentes armónicas a una máquina rotativa aumenta ciertamente las pérdidas totales del equipo.

Otros estudios realizados por los investigadores Chamber y Sarkar sobre el efecto de las armónicas en una máquina alimentada por un inversor arrojaron la distribución de pérdidas siguiente:

- ‘ En el embobinado del estator 14.2 %
- ‘ En las barras del rotor 41.2 %

El análisis desarrollado demostró que si en dado caso, la distribución de pérdidas no presenta los mismos porcentajes para cualquier máquina rotatoria en general, al menos determina la zona en donde se concentra el mayor porcentaje de pérdidas.

Otro aspecto muy interesante de la inclusión de las componentes armónicas dentro de una máquina rotatoria es el torque generado por las mismas el cual provocará serios problemas al equipo; esto se debe simplemente a la interacción entre el campo magnético producido por una corriente armónica y el campo magnético fundamental; es decir si tenemos una corriente de 7^a armónica que genera un campo magnético en una máquina síncrona en la misma dirección del campo fundamental, esto desarrollará un torque pulsante, y si se introduce el efecto de una corriente de 5^a armónica se desarrollará otro; en conjunto las componentes establecerán torques pulsantes a frecuencias de $3n$, $6n$, $9n$, ..., que en un sistema típico en donde la frecuencia $9n$ es sustancial el nivel de oscilaciones provocado a lo largo del eje de la máquina será considerable.

Cabe aclarar que en la actualidad no se tienen estándares para la limitación de voltaje y la corriente armónica en motores de inducción aunque Goldberg recomienda alrededor de un 5 % sobre el voltaje para evitar un calentamiento adicional a la máquina.

Por otro lado, las máquinas sincrónicas basadas en la ANSI Estándar C50.13'1977 "American National Standard Requirements for Cylindrical-Rotor Synchronous Generators" presentan límites establecidos para el control de la componente armónica de secuencia cero el cual será para generadores operando a una frecuencia de 60Hz de manera continua con una capacidad en kVA's y su corriente máxima no deberán exceder el 105% de la capacidad en cada fase.

3.4.3. Penetración armónica en líneas de transmisión

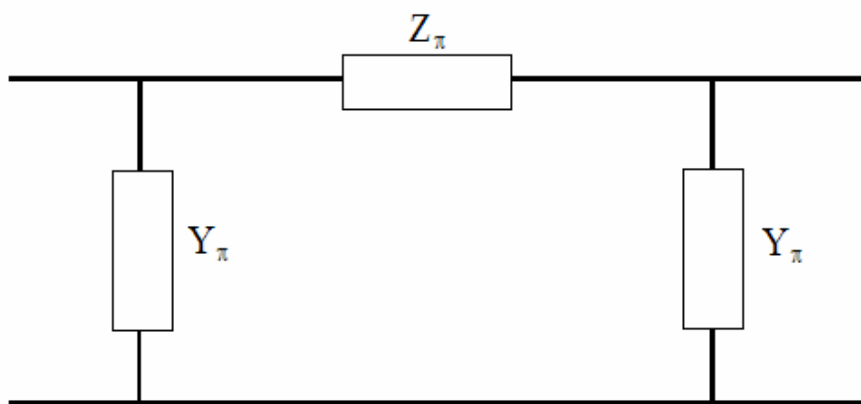
El flujo de corrientes armónicas en la red produce efectos importantes, uno de los cuales es la adición a las pérdidas en la línea de transmisión que es provocada al incrementar el valor rms de la señal de corriente produciendo variaciones en la resistencia debidas al aumento de la frecuencia de las componentes armónicas donde R se definirá como R_n para una I_n determinada.

El otro efecto es la caída del voltaje debida a la circulación de las corrientes armónicas a diferentes valores de impedancia. A causa del flujo armónico dentro de la línea se provocarán niveles de falla altos a impedancias bajas.

Asimismo, el aumento en el flujo de componentes sobre la línea a frecuencias altas incrementará las pérdidas dieléctricas en los cables ocasionando niveles de falla importantes con un costo de reparación considerable reduciendo su tiempo de vida.

Un modelo a partir del circuito equivalente pi se puede usar para modelar líneas trifásicas simétricas para un orden y secuencia de fase cualquiera, aunque, sólo es recomendable para líneas cortas ya que si se tuviese que analizar el circuito de una línea larga, el modelo pi ocasionaría errores; por esta razón es recomendable usar el modelo hiperbólico mostrado en la figura 70.

Figura 70. Modelo pi en función de sus parámetros armónicos



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

$$Z_{\pi} = \frac{1}{Z_0} \tanh \frac{\gamma d}{2} \text{ [ohms]}$$

$$Z_0 = \left[\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C} \right]^{\frac{1}{2}}$$

En donde

R: es la resistencia serie por unidad de longitud

C: capacitancia derivada por unidad de longitud

L: inductancia serie por unidad de longitud

G: conductancia derivada por unidad de longitud

d: longitud de la línea

A continuación se definen las distancias a las cuales se puede llevar a cabo un estudio para una componente armónica alta (generalmente mayor que la 5ª) con el modelo hiperbólico:

$$\frac{241.4km}{N}, \text{ para líneas sobrecalentadas.}$$

$$\frac{144.8km}{N}, \text{ para cables no aterrizados}$$

Donde N es el orden armónico para el cual aparece una distancia característica que definirá si es o no necesario realizar el estudio armónico mediante un modelo hiperbólico. Por ejemplo, para el estudio con este modelo de la 13^{ava} armónica se necesita que la distancia de la línea correspondiente cubra un límite mínimo aprox. De 18.57 km y una distancia en cables no aterrizados de 11.14 km aprox. En donde la permeabilidad relativa del dieléctrico del cable con respecto del aire reduce la velocidad de propagación de la onda.

3.4.4. Transformadores

La presencia de los voltajes y corrientes armónicas dentro del transformador incrementa principalmente las pérdidas por corrientes de eddy y por histéresis así como las pérdidas de aislamiento, también puede crear condiciones de resonancia entre el embobinado del transformador y la capacitancia de la línea o bancos de capacitores conectados a la línea.

El flujo de corrientes armónicas incrementa las pérdidas en el cobre, efecto que es más considerable en el caso de transformadores convertidores debido a que ellos no se benefician con la presencia de filtros de armónicas. Por otro lado, además de la capacidad extra requerida, los transformadores convertidores generan puntos calientes en el tanque.

Un efecto importante en los transformadores de potencia es la circulación de las corrientes triples de secuencia cero en los embobinados delta. Estas corrientes que circulan adicionalmente pueden sobrecargar los embobinados a menos que el transformador este diseñado para las componentes armónicas o, que se tomen medidas adecuadas para reducir su circulación en la periferia del equipo mediante la desconexión de cargas que el mismo alimenta o, mediante la implementación de elementos que desvíen el flujo de las componentes armónicas o, que lo anulen.

Otro efecto importante dentro del transformador es cuando se alimentan cargas asimétricas, las cuales pueden introducir corrientes que contengan una componente de directa que influirá significativamente en la saturación del núcleo retro-alimentando el nivel de las componentes armónicas.

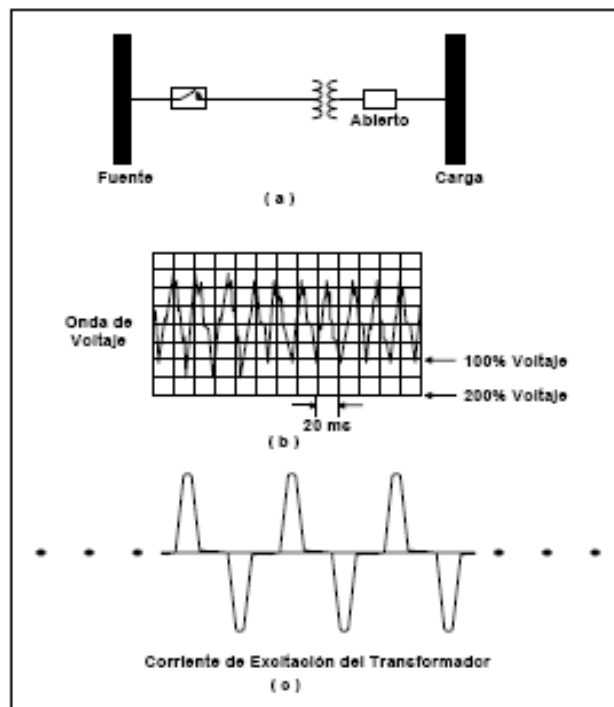
En general, se puede decir que los voltajes armónicos dan como resultado, voltajes altos en el transformador y pérdidas de aislamiento considerables lo cual no es un problema si el aislamiento del equipo se encuentra diseñado para soportar niveles mucho más altos que los producidos por la intrusión de voltajes armónicos dentro del sistema.

Los transformadores normalmente se encuentran diseñados para operar muy cerca de la rodilla de la curva de saturación por lo cual se pueden llegar a tener corrientes armónicas altas generadas por niveles de voltaje armónico pequeños que dependerán en mayor grado, de la componente armónica específica y de la relación de fase entre la armónica y la fundamental.

La saturación y armónicas del transformador aparecen cuando una línea termina en un transformador y ésta es energizada con el interruptor de carga abierto. Cuando la línea es energizada (figura 3.29) hay un alto voltaje transitorio en el transformador.

El sobrevoltaje es causado por una combinación de dos efectos diferentes. El 1º es el transitorio que dura algunos ciclos y el 2º, sobrevoltaje de tiempo largo a través de la inductancia de la línea, conocida como efecto ferranti.

Figura 71. Saturación del transformador y armónicas, a) Energización de un transformador sin carga, b) Sobre voltaje transitorio en el transformador, c) Corriente de excitación del transformador con alto contenido armónico



Fuente. Francisco Cuevas Arteaga, **Armónicas en los sistemas eléctricos**, Pág. 56

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

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

En el caso de la corriente de excitación que tiene presente la componente de tercera armónica, la forma de la señal de excitación y su magnitud dependerá del desfaseamiento de la señal de 3ª armónica con respecto de la excitación fundamental.

El estándar IEEE C57.12.00-1980, "General Requirements for Liquid-Immersed Distribution, Power and Regulating Transformers" propone un límite sobre el contenido armónico de la corriente de carga manejada por el transformador; dicho límite se fija para distorsión máxima del 5 % de la forma de onda de corriente y el límite para el sobrevoltaje rms que el transformador debe de soportar en estado estable es de 5 % con carga y del 10 % sin carga.

Cabe señalar que las componentes armónicas son dependientes de la frecuencia y como tal, las pérdidas se incrementan con el aumento de la frecuencia de manera que a frecuencias altas las pérdidas serán mayores que a frecuencias bajas produciendo calentamientos en el equipo de potencia. Por lo tanto, es necesario direccionar el efecto de las cargas no-lineales con el incremento en la temperatura del transformador y con su respectiva pérdida de vida.

En la actualidad se manejan muchos modelos del transformador para analizar el efecto que provocan las cargas no-lineales en su estructura, dichos modelos no se han homogenizado del todo debido a la enorme variación que existen en el estudio del equipo para diversos tipos de configuraciones (estrella-delta, delta-estrella, estrella-estrella aterrizada, para sistemas trifásicos); es decir, para llevar a cabo un estudio en el que se analicen los efectos armónicos del sistema, es indispensable establecer si es un equipo monofásico o trifásico, en cuyo caso también se maneja el tipo de conexión debido a que los parámetros cambiarán en conformidad a esta.

3.4.5 Equipos de interrupción

Las componentes armónicas dentro de los mecanismos de interrupción afectan de manera significativa la forma de onda de la corriente y, por lo tanto, su capacidad de interrupción.

La presencia de componentes armónicas en el sistema provocan elevaciones considerables en el valor máximo del voltaje transitorio y operación inapropiada del sistema de extinción del arco eléctrico.

Asimismo las componentes armónicas contribuyen a incrementar la variación de la corriente con respecto al tiempo (di/dt) significativamente y afectan el tiempo en que la corriente cruza por cero variando con esto, el valor pico del voltaje transitorio máximo y el tiempo de recuperación del voltaje en el sistema (del mecanismo). En donde se tiene que si el tiempo coincide con el valor de voltaje máximo de la fuente, el valor de pico de voltaje transitorio puede alcanzar un valor casi del triple del voltaje rms nominal dañando finalmente el interruptor.

Generalmente, los interruptores fallan por que no son lo suficientemente capaces de interrumpir las corrientes debido a la gran concentración de componentes armónicas en el mecanismo de interrupción. Se debe decir que si la concentración de armónicas en el mecanismo es muy significativa, el proceso de extinción de arco tal vez no funcione o, si funciona, actúe con un cierto tiempo de atraso produciendo daños severos en contactos y la fusión de los mismos si no llegase a operar el interruptor (el cual es un caso muy extremo).

Actualmente no existen estándares totalmente definidos para establecer límites de corrientes armónicas en este tipo de equipos en la industria. Las pruebas a equipos de interruptivos normalmente se realizan a la frecuencia nominal del sistema, por lo mismo, no se tienen documentos específicos que señalen el comportamiento del sistema a frecuencias distintas.

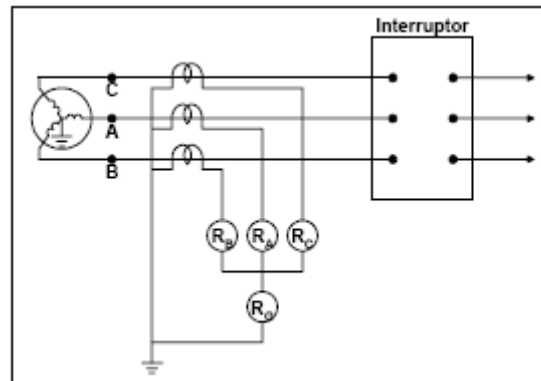
3.4.6 Equipos de protección

Los relevadores son equipos de protección que se ven afectados en múltiples maneras porque dependen tanto de los voltajes y corrientes pico del sistema como de la ausencia de los mismos, por lo tanto, su operación puede ser afectada en algunos casos significativamente con la aparición de componentes armónicas dentro del equipo. Por ejemplo, los relevadores electromecánicos con disco de inducción pueden ser afectados por la presencia de armónicas que producen un torque en una dirección definida de tal manera que alterará las características de disparo del relevador.

Otro ejemplo es lo que sucede con los relevadores de tierra que no distinguen las corrientes de secuencia cero de las corrientes de tercera armónica en donde una corriente excesiva de tercera armónica producirá la operación del equipo de protección.

Por ejemplo, el generador en la figura 72 puede ser equipado con relevadores de sobrecorriente para detectar fallas externas sobre el sistema.

Figura 72. Relevadores de sobrecorriente en un generador



Fuente. Francisco Cuevas Arteaga, **Armónicas en los sistemas eléctricos**, Pág. 76

Los tres relevadores de fase (RA, RB y RC) deben ser ajustados niveles de corriente relativamente altos, esto previene falsos disparos del interruptor durante sobrecargas moderadas como arranque de motores o carga fría. Un cuarto relevador llamado relevador de tierra conectado residualmente (RG), es usualmente instalado en el cable de neutro del generador. Éste opera en base a la suma de las tres corrientes de fase, lo cual es el desbalance o la corriente de secuencia cero. La corriente desbalanceada es generalmente bastante baja, el rele RG puede ser ajustado para operar a una corriente mucho más baja que los relevadores de fase. Éste bajo ajuste permite que el relevador de tierra detecte fallas a tierra de baja magnitud, que pueden no ser “vistas” por los relevadores de fase, disparando el interruptor para ése tipo de fallas.

Si la corriente de carga normal contiene una fuerte componente de 3a armónica, posiblemente producida por el generador o transformador elevador, ésta corriente de secuencia cero fluirá en el neutro. La corriente armónica podría ser detectada por el relevador de tierra, causando falsos disparos del interruptor.

En alimentadores, relevadores sensores vs fallas a tierra son alimentados desde un transformador de corriente tipo dona por donde pasan los tres conductores de fase, el cuál puede ser ajustado para operar a 10 o 15 amperes de corriente de secuencia cero. Hay particularmente susceptibles a corrientes de secuencia cero (3a armónica).

Debido a estudios canadienses armónicos recientes con respecto a operaciones en relevadores, se llego a algunas de las siguientes conclusiones:

- a) Los relevadores tienden a operar muy lentamente a valores pico muy altos y a operar muy pronto con valores pico bajos.
- b) Los relevadores que operan bajo condiciones de frecuencia estática son mas susceptibles a los cambios en las características de operación.
- c) En la mayoría de los casos, los cambios en las características de operación son menores sobre ranos moderados de distorsión esperada durante la operación normal del sistema.
- d) Los torques de operación de los relevadores pueden ser invertidos dependiendo del nivel de concentración armónico en el sistema.
- e) Los tiempos de operación del mecanismo de los relevadores puede variar ampliamente como función de la frecuencia.
- f) Las armónicas pueden afecta la velocidad de operación de los relevadores diferenciales, pruebas han indicado que la operación de los elevadores puede llegar a un punto en el cual se detenga.

Con base a lo anterior, se observa que las componentes armónicas provocan operaciones inadecuadas en los relevadores dentro del sistema a niveles mayores que los niveles armónicos en otros equipos. Por ejemplo, niveles de 10 a un 20 % de concentración armónica con respecto de sus respectivas magnitudes fundamentales provocarían problemas en la operación de un relevador en condiciones normales,

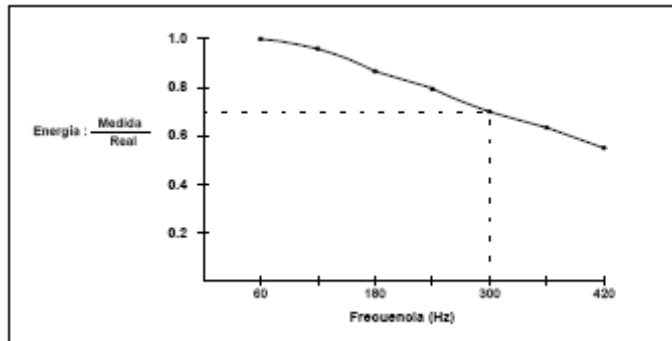
3.4.7 Dispositivos de medición

Los equipos de medición e instrumentación son afectados también, por la existencia de componentes armónicas dentro de un sistema determinado. Por ejemplo, en los sistemas de medición con base en la inducción de disco son diseñados y calibrados para operar a magnitudes con una frecuencia fundamental, por lo tanto, la existencia de componentes armónicos en el sistema producen torques electromagnéticos adicionales en el disco provocando operaciones erróneas.

Por ejemplo, un wathorímetro es esencialmente un pequeño motor con un disco metálico como motor. La corriente en fase con el voltaje demandados por la carga fluyen a través de bobinas del medidor, produciendo un par en el disco que tiende a hacerlo girar. El consumo de energía es medido por la acumulación del número de vueltas del disco sobre un período de tiempo.

Sin embargo, el par desarrollado en el disco es sensible a la frecuencia. A frecuencias más altas que la fundamental, el par disminuye, causando una lenta rotación del disco y consecuentemente menor lectura de la energía que la que debería ser, como se muestra en la figura 73.

Figura 73. Gráfica de frecuencia vrs precisión de la lectura de medición

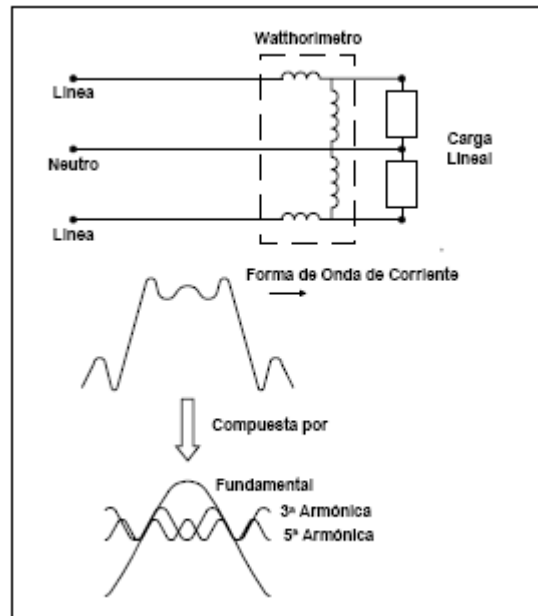


Fuente. Francisco Cuevas Arteaga, **Armónicas en los sistemas eléctricos**, Pág. 75

Igualmente la corriente armónica en fase con el voltaje armónico también produce un par en el disco. Normalmente la corriente armónica está fuera de fase con el voltaje armónico por lo que el par no es producido.

El medidor de la figura 74 es conectado a una carga lineal con un voltaje distorsionado aplicado a la misma. La corriente distorsionada está formada por la fundamental más las componentes en fase de 3a y 5a armónica. Aunque la energía de frecuencia fundamental es medida correctamente por el medidor, la energía asociada por con las corrientes armónicas (3a y 5a) no son medidas adecuadamente. La energía armónica será una lectura baja introduciendo un error pequeño negativo sobre la lectura total.

Figura 74. Medición de la potencia fundamental, con un pequeño error negativo debido a las 3ª y 5ª corrientes armónicas



Fuente. Francisco Cuevas Arteaga, **Armónicas en los sistemas eléctricos**, Pág. 76

Las componentes armónicas son usualmente bastante pequeñas comparadas con la componente de frecuencia fundamental, así este error de medición es generalmente despreciable. Estudios recientes sobre el efecto de las corrientes armónicas en medidores y otros instrumentos muestran que un factor de distorsión de cuando menos el 20% es requerido para tener un error significativo.

Estudios canadienses han demostrado que un contenido de 20 % de la 5ª armónica puede generar un error del 10-15 % en elementos trifásicos de un transductor de potencia (en watts). Estudios anexos han demostrado que los errores se pueden deber a la presencia de corrientes armónicas de secuencia negativa, positiva y cero, resultando para la última en menor grado, aunque claro que esto depende del tipo de medidor, si son medidores de tecnología digital, estos pueden medir la potencia basados en la forma de la onda, cabe señalar que normalmente la concentración armónica debe de ser muy severa para que aparezcan errores significativos en las mediciones.

3.4.8 Equipo electrónico

En la actualidad cuando se habla de un equipo electrónico en materia de calidad de la energía se entiende que dicho equipo funge como una fuente de componentes armónicas, aunque, es preciso señalar que este tipo de equipos, además de que se encuentra involucrado como parte transmisora de flujos armónicos hacia el sistema, también se ve afectado por el flujo armónico externo y por sus propias características no-lineales. Es decir, este tipo de equipos se ve afectado por componentes armónicas debido a que depende principalmente del cruce por cero del voltaje de alimentación y, de la misma manera funda sus características de funcionamiento en la forma de la señal misma que se ve afectada por el nivel de concentración armónica dentro y fuera del equipo la cual inducirá efectos distorsionantes en el propio.

La penetración de componentes armónicas dentro del equipo provoca operaciones incorrectas como fallas de conmutación que pueden cambiar el tiempo en el cual la señal cruza por cero. Por ejemplo, los inversores de CD a CA y viceversa, el proceso de transformación de las magnitudes dentro de estos equipos puede generar muescas en la señal de voltajes provocadas por conmutaciones que introducirán efectos significativos al sistema y al mismo equipo. A causa de las componentes armónicas se pueden generar interrupciones en la operación del equipo electrónico, estas pueden ser tanto en el convertidor como en la carga aunque son más comunes en el convertidor y son función de su propio diseño.

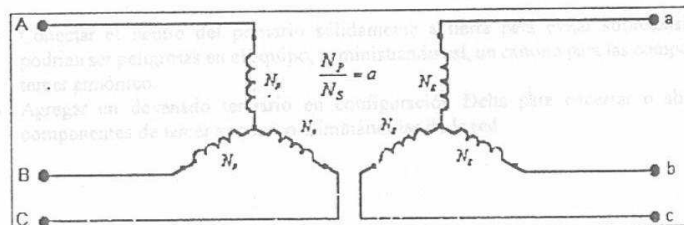
En la actualidad se han formulado recomendaciones en base a pruebas sobre sistemas (plantas industriales generalmente) que contienen un cierto nivel de distorsión en condiciones de estado estable que se ha ido adicionando a el estándar IEEE 519 que lleva por título "IEEE Guide for Harmonic Control and Reactive Compensation of Static Power Converter".

4. TIPOS DE CONEXIONES DE TRANSFORMADORES

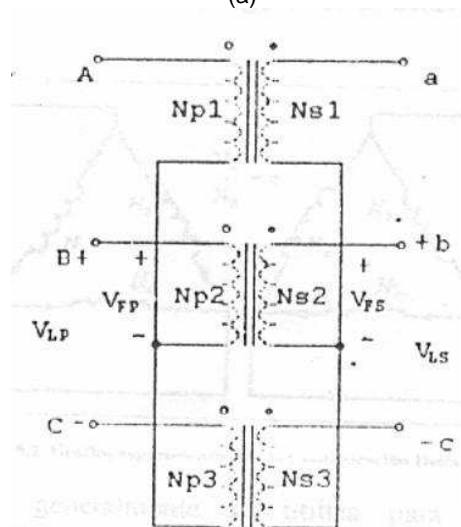
El siguiente capítulo da una breve explicación de los tipos de conexiones generalmente utilizados en los sistemas eléctricos de potencia, en donde se establecen solo algunas de las características que juegan un papel preponderante dentro del sistema. La Delta y Estrella son configuraciones usuales que aparecen en la mayoría de los transformadores conectados a la red eléctrica. Un sistema trifásico puede ser alimentado por un banco de tres transformadores monofásicos o un transformador trifásico; en su defecto, las conexiones llevadas a cabo son las mismas.

4.1 Conexión estrella-estrella

Figura 75. Conexión estrella-estrella, a) Configuración, b) Diagrama esquemático de conexión de los transformadores



(a)



(b)

En la conexión estrella-estrella se emplea para tensiones muy elevadas debido a que reduce la capacidad de aislamiento aunque tiene ciertas desventajas:

- Representa nula oposición al paso de los armónicos
- Los voltajes de las fases son seriamente desbalanceados cuando las cargas que alimenta el transformador se encuentran desbalanceadas.
- Neutros inestables, si no se conectan a tierra.

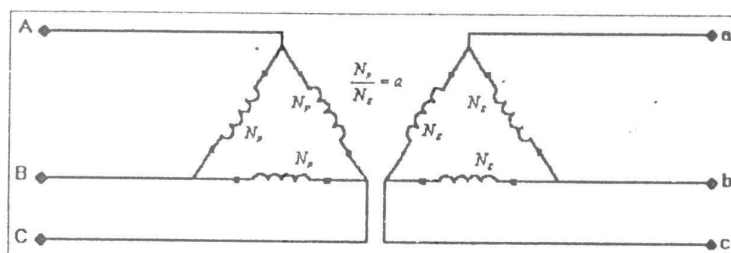
Problemas de desbalance en las fases y del paso de las componentes armónicas se pueden solucionar considerando los siguientes puntos:

- Conectar el neutro del primario sólidamente a tierra para evitar sobretensiones que podrían ser peligrosas en el equipo, suministrando así, un camino para las componentes de tercer armónico.
- Agregar un devanado terciario en configuración delta para encerrar o absorber las componentes de tercer armónico eliminándolas de la red.

4.2 Conexión delta-delta

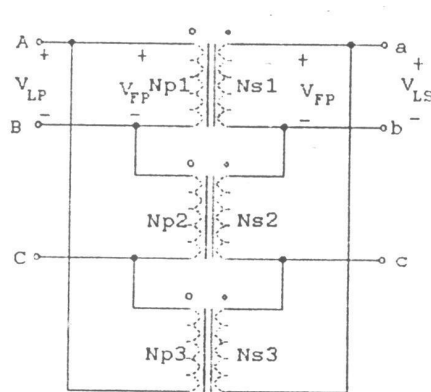
Esta configuración se describe con el gráfico que se muestra en la figura 76.

Figura 76. Gráfico representativo de la configuración delta-delta



La conexión delta-delta generalmente se utiliza para alimentar cargas trifásicas simultáneamente y monofásicas si se cuenta con una derivación en el punto medio del devanado secundario de uno de los transformadores conectándolo a tierra y al neutro del secundario.

Figura 77. Diagrama esquemático de la configuración delta-delta

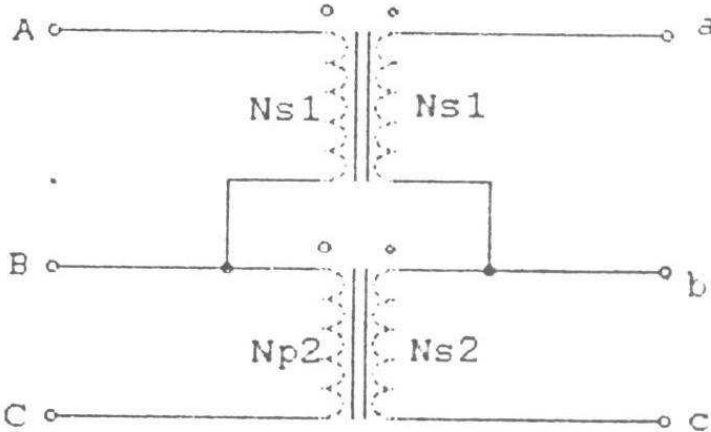


Las características más notorias de la conexión delta-delta son las siguientes:

- No presenta desfase del devanado secundario respecto del primario.
- Puede alimentar cargas trifásicas simultáneamente con cargas monofásicas (generalmente alumbrado).
- El transformador con derivación en el punto medio conectado al neutro toma dos terceras partes de carga monofásica y una tercera parte de carga trifásica y cada uno de los otros toman una tercera parte de las cargas monofásicas y trifásica.
- Este tipo de conexiones no tienen problemas de terceros armónicos o cargas desbalanceadas, sin embargo, presenta circulación de corrientes considerables en sus devanados cuando los transformadores del banco tienen relaciones de transformación diferentes.
- Su impedancia debe de ser la misma en los tres enrollados.

La configuración delta-delta puede manejarse como una delta abierta para bancos con transformadores monofásicos debido a que si un transformador falla o se tiene fuera de servicio por mantenimiento, los transformadores que restan pueden seguir alimentando la carga aunque su potencia disminuirá alrededor del 58%; un gráfico de esta configuración se muestra en la figura 78.

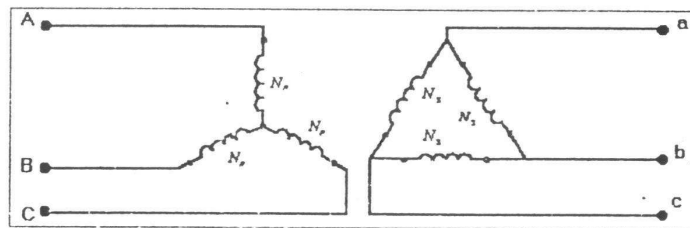
Figura 78. Diagrama esquemático de la configuración delta abierta



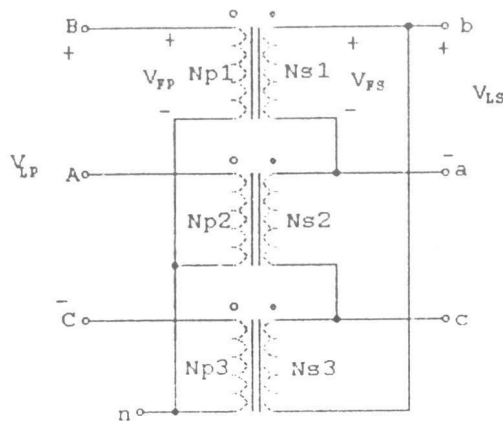
4.3 Conexión estrella-delta

Esta conexión se representa por el gráfico de la figura 79.

Figura 79. Conexión estrella-delta, a) Diagrama gráfico, b) Diagrama esquemático de la conexión de los transformadores



(a)



(b)

Este tipo de conexión se usa frecuentemente en los sistemas de transmisión de las subestaciones receptoras cuya función es reducir el voltaje. Y sus características más importantes son:

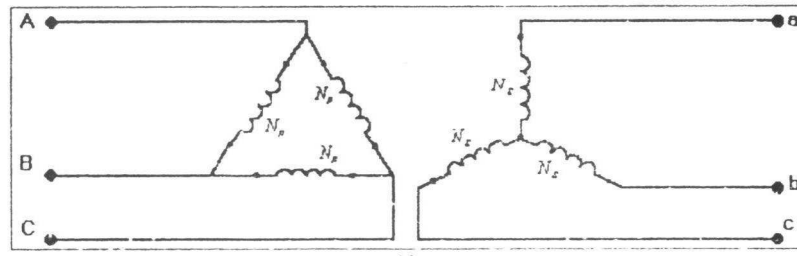
- La impedancia de los tres transformadores no necesita ser la misma.
- No tiene problemas con las componentes de tercer armónico en sus voltajes ya que ellos se consumen en la corriente circulante del lado delta.

- Con una unidad fuera de servicio, un banco de unidades monofásicas se puede reconectar como un banco estrella abierta-delta abierta, siempre que la fuente sea de 4 hilos efectivamente conectada a tierra. Con una de las tres unidades idénticas fuera de servicio, la capacidad del banco cuando suministra únicamente carga trifásica es de cerca del 57.7% de la capacidad del banco cuando las tres unidades están en servicio.
- Esta conexión se usa frecuentemente con una fase partida conectada a tierra en una pierna cuando se alimenta una combinación de cargas trifásicas y monofásicas y la carga trifásica es mucho mayor que la monofásica.
- Es más estable para cargas desbalanceadas, puesto que la Delta redistribuye cualquier desbalance que se presente.
- El desplazamiento en este tipo de configuración del voltaje secundario con respecto del voltaje primario puede ocasionar problemas al intentar conectar transformadores en paralelo puesto que los ángulos de fase de desplazamiento en los transformadores que se van a conectar en paralelo deben ser iguales. En Estados Unidos se acostumbra hacer que el voltaje secundario atrase el voltaje primario.

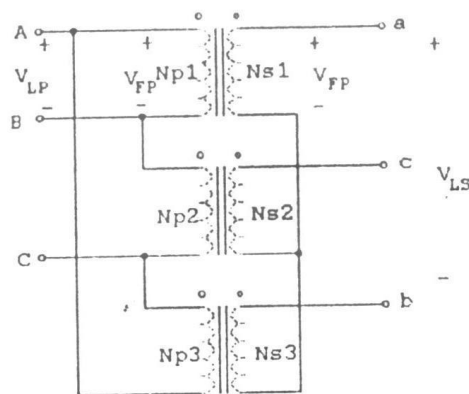
4.4 Conexión delta-estrella

En la figura 80 se muestran las configuraciones delta-estrella, $\Delta - Y$.

Figura 80. Conexión delta-estrella, a) Diagrama gráfico. b) Diagrama esquemático de la conexión de los transformadores



(a)



(b)

La conexión $\Delta - Y$ se usa en los sistemas de transmisión en los que es necesario elevar las tensiones de generación como centrales generadoras. En sistemas de distribución industrial, su uso es conveniente debido a que se tiene acceso a las tensiones de línea y de fase.

Y sus características más importantes son:

- Si Se aterriza la estrella, el banco opera como una fuente de tierra para el secundario del transformador.
- Las corrientes de secuencias cero fundamentales y armónicas en las líneas secundarias alimentadas por el transformador no circulan en las líneas del primario. En su lugar, estas corrientes de secuencia cero circulan en la delta cerrada de los arrollamientos del primario.
- Cuando se alimentan de sistemas primarios efectivamente conectado a tierras, el relé de tierra del sistema primario no detecta los desbalances de carga y fallas a tierra en el secundario del sistema.

4.5 Conexión Tipo T

Es una configuración que usa dos transformadores para convertir potencia trifásica en potencia trifásica a diferente nivel de voltaje. Aquí tanto el devanado primario como el secundario se derivan al 86.6% y las derivaciones se encuentran conectadas a los puntos centrales de los correspondientes bobinados del segundo transformador, en esta conexión T_1 es la parte principal y T_2 es la parte que funciona como excitador. El diagrama se muestra en la figura 81.y figura 82.

Figura 81. Configuración T para obtener una salida trifásica

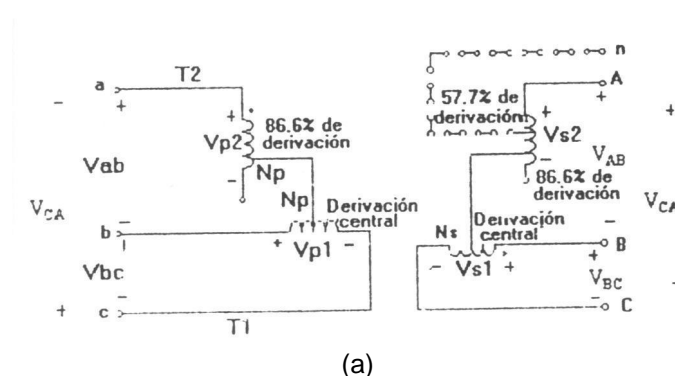
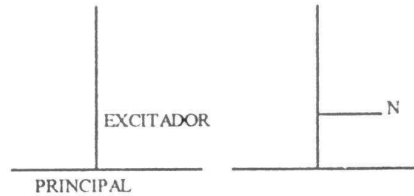


Figura 82. Diagrama gráfico de la conexión T



(b)

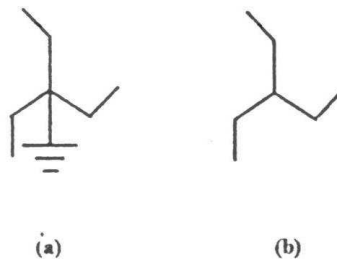
Sus características principales son las siguientes:

- En comparación a la conexión trifásica con dos transformadores en la conexión T trifásica se puede conectar un neutro tanto en el lado primario como en el lado secundario de los transformadores.
- Esta conexión se usa algunas veces en los transformadores independientes de distribución trifásica puesto que sus costos de fabricación son más bajos que los de un grupo completo de transformadores trifásicos.
- Puesto que la parte inferior de los embobinados secundarios de transformadores independientes no se usa, se pueden dejar del lado sin que por esto se afecte su comportamiento.
- Si su neutro es aterrizado, entonces el embobinado T representa una impedancia baja a las corrientes de secuencia cero y permite el flujo de estas corrientes independientemente del otro embobinado.

4.6 Conexión Zig-Zag

En la figura 83 se muestran algunas configuraciones de la conexión zig-zag donde tal embobinado tiene una fase eléctrica enlazada con dos magnéticas como se observa en la figura 83.a. Esta conexión es la más comúnmente usada para transformadores de un solo embobinado cuya función es el aterrizado.

Figura 83. Configuración zig-zag, a) Con neutro aterrizado, b) El neutro no aterrizado



Sus principales características son las siguientes:

- Ofrecer un camino de baja impedancia a tierra para las corrientes de secuencia cero, por lo tanto cualquier cambio en el sistema neutro provocará un flujo de estas corrientes a tierra.
- El aterrizado de los transformadores podría ser dimensionado para soportar solo la magnitud de corriente a tierra requerida por un sistema de protección (revelador) o podría ser lo suficientemente grande para estabilizar el neutro de un sistema no aterrizado, en cuyo caso, el transformador aterrizado alimentará las cargas desbalanceadas de fase a neutro así como la corriente de falla a tierra.
- El embobinado zig-zag puede ser también combinado con las conexiones delta y estrella para obtener relaciones de fase deseadas con el neutro aterrizado.

4.7 Condiciones de desequilibrio en las conexiones corrientes y de secuencia cero

En este apartado se tratan las conexiones más usuales afectadas por el desequilibrio debido a las cargas y a las características del transformador.

4.7.1 Desequilibrio en bancos delta-delta

Debido a que las conexiones delta-delta proporcionan una configuración con dos derivaciones por cada par de terminales, las corrientes de los transformadores no solo dependen de las corrientes circulantes en la carga, sino también, de las características propias del transformador. Debido a éstas características surgen los problemas descritos a continuación:

- a) Corrientes debidas a razones de transformación iguales: Si la razón de transformación de cada devanado o transformador de un banco trifásico es igual entonces los posibles desequilibrios que se pueden presentar en este banco o transformador trifásico son los debidos a las impedancias de cada fase del transformador. Donde la corrientes de fase para un transformador se puede expresar a partir de sus impedancias de fase y corrientes de línea de la manera siguiente:

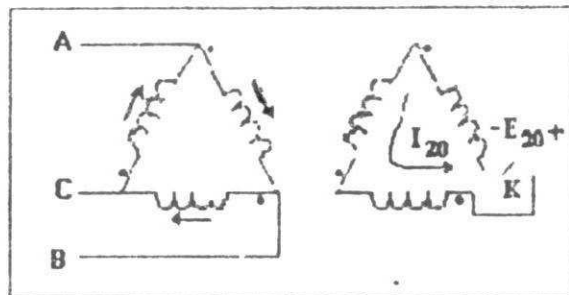
$$I_{ba} = \frac{(I_a Z_{ca} - I_b Z_{bc})}{(Z_{ab} + Z_{bc} + Z_{ca})} \dots (4.1)$$

En donde se observa que aunque las corrientes de línea I_a e I_b estén balanceadas, el que las corrientes de fase puedan llegar a ser iguales depende de que las impedancias de las fases sean iguales. En general el transformador de menor impedancia conduce la corriente más intensa.

De esta manera, si tres transformadores están conectados en un banco delta-delta con potencias nominales iguales pero, si se tienen distintas impedancias de fase suministrando energía a una carga equilibrada, el banco no podrá entregar su potencia total sin que el transformador de menor impedancia sobrepase su corriente nominal. Por esta razón es preferible utilizar bancos con transformadores de características netamente iguales.

- b) Corrientes debidas a razones de transformación no-iguales: Las desigualdades en la razones de transformación de los transformadores originan corrientes circulantes en los bancos delta-delta como se muestra en la figura 84 donde se tiene un devanado en delta en el primario y un conjunto de devanados serie que si se conectan, forman un devanado delta también.

Figura 84. Corrientes circulantes debidas a las desigualdad en la razón de transformación



Fuente. Tecnológico de Monterrey, **Estudio completo de armónicos en conexión estrella- delta**, Pág. 76

En la figura 84 si son iguales las razones de transformación de cada transformador entonces, entre los extremos abiertos del interruptor K no existirá tensión y por lo tanto al cerrar dicho interruptor no aparecerá corriente; pero en cambio, si las razones de transformación son diferentes entre los extremos del interruptor aparecerá una tensión E_{20} igual:

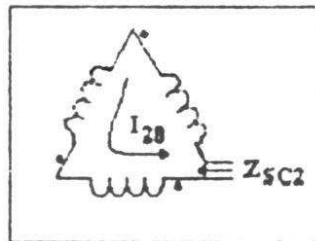
$$E_{20} = \left(\frac{V_{AB}}{a_{AB}} \right) + \left(\frac{V_{BC}}{a_{BC}} \right) + \left(\frac{V_{CA}}{a_{CA}} \right) \dots\dots(4.2)$$

Donde:

a_{AB} , a_{BC} , a_{CA} : define las razones de transformación de cada transformador de fase.

Y se tiene que al cerrar el interruptor K circula una corriente en los secundarios que aplicando el Teorema de Thévenin se tiene que la corriente es el cociente del circuito abierto entre la tensión E_{20} en circuito abierto y la impedancia medida en el vértice de la delta abierta que es la suma de las impedancias de los devanados serie es decir:

Figura 85. Impedancia total en el devanado secundario



Fuente. Tecnológico de Monterrey, **Estudio completo de armónicos en conexión estrella- delta**, Pág. 78

Donde la corriente circulante en el lado secundario se define como:

$$I_{20} = \frac{E_{20}}{\sum Z_{SC2}} \dots\dots(4.3)$$

Y la intensidad de corriente que circula por el lado primario de una de las fases del transformador es:

$$I_{AB} = \frac{I_{20}}{a_{AB}} \dots\dots(4.4)$$

Si partimos de obtener la corriente de línea de un transformador en conexión delta-delta con base a sus corrientes de fase para el caso de la corriente de línea I_A en función de su corriente circulante y sus razones de transformación tenemos que:

$$I_A = I_{AB} - I_{AC} = \frac{I_{20}}{a_{AB}} - \frac{I_{20}}{a_{CA}} = \left[\frac{(a_{CA} - a_{AB})}{(a_{CA} - a_{AB})} \right] * I_{20} \dots\dots(4.5)$$

De la ecuación 4.4 se observa que para razones de transformación pequeñas puede existir una corriente de fase relativamente intensa y, para esas mismas razones de transformación la corriente de línea (I_A en estos casos) se mantendrá estable sin presentar casi cambio alguno en su medición. La comente circulante podría ocasionar calentamientos interesantes en los devanados y aislamiento del transformador.

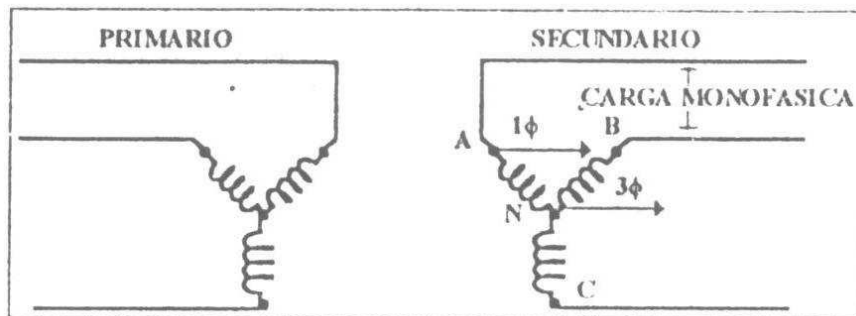
4.7.2. Desequilibrio en bancos estrella-estrella con neutro aislado

Si las corrientes de excitación de las tres unidades no son iguales debido a las diferencias en tamaño o por otras razones, el potencial del neutro no estará en el centro de las tres terminales; pero esto, no afecta los voltajes de carga, aunque si, las pérdidas en el núcleo de las unidades. Las unidades más pequeñas tomarán el mayor voltaje y el neutro se moverá hacia la terminal de línea de la unidad más grande, o de la unidad teniendo la corriente de excitación mayor al mismo voltaje; es por ello la carga trifásica simétrica máxima permisible se encuentra limitada para un valor de tres veces la capacidad de la unidad más pequeña.

En estos bancos las corrientes de los devanados son iguales a sus respectivas corrientes de línea conforme al tamaño y la reactancia de las unidades transformadoras.

Si todos los neutros, incluyendo el de la fuente primaria, se aterrizan y un cuarto hilo provisto para cada lado para las corrientes del neutro, entonces las cargas monofásicas (120/208Volts), podrían ser alimentadas para cada fase independiente una con respecto de la otra y el tamaño de cada transformador sería determinado por la carga conectada a esa fase del circuito. En la figura 86 se muestra el banco Y - Y con neutro no-aterrizado.

Figura 86. Banco estrella-estrella con neutro aislado

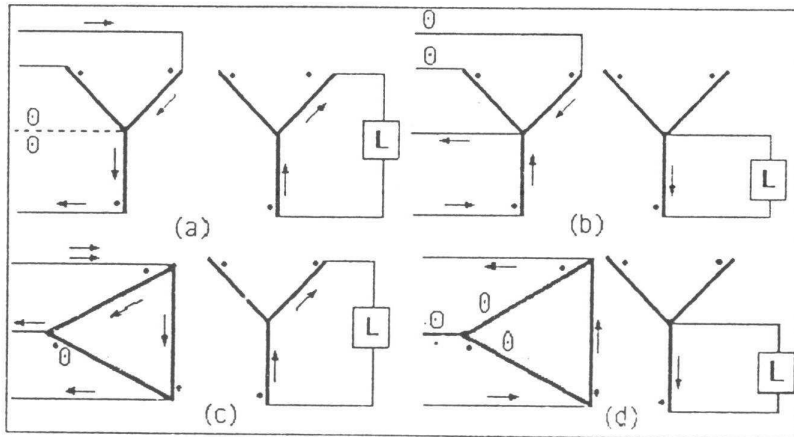


Fuente. Tecnológico de Monterrey, **Estudio completo de armónicos en conexión estrella- delta**, Pág. 85

4.7.3 Cargas monofásicas conectadas a sistemas trifásicos

Las corrientes que generan las cargas monofásicas al conectarse a sistemas de alimentación trifásicos son como las mostradas en la figura 87. En donde se observa que si los secundarios que suministran energía a estas cargas son en conexión estrella la corriente monofásica del secundario sólo podrá circular por una camino serie

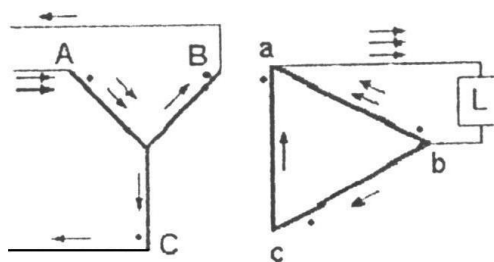
Figura 87. Dirección de las corrientes monofásicas en los devanados de un sistema trifásico debidas a una carga monofásica en base a una razón de transformación de 1:1



Fuente. Tecnológico de Monterrey, **Estudio completo de armónicos en conexión estrella- delta**, Pág. 87

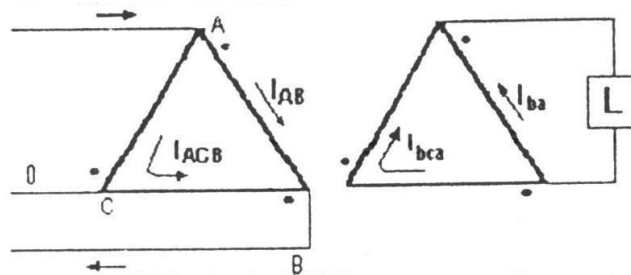
En la figura 88 sin embargo, la intensidad de corriente monofásica no sigue un camino serie debido a su conexión delta en el secundario, la cual muestra que como la carga se encuentra conectada entre la fase ba, los devanados conectados entre a, c y b reflejaran una corriente igual que será la mitad de la corriente que circula entre la fase ba. De esta manera, el transformador A suministra las dos terceras partes de la corriente de la carga monofásica y los otros dos transformadores una tercera parte

Figura 88. Circulación de corrientes debidas a la conexión de una carga monofásica en un banco estrella-delta



En el caso de un banco trifásico conectado en delta-delta como el de la figura 89. La distribución de corriente no sólo dependerá de la corriente, sino que también, las impedancias jugaran un papel importante.

Figura 89. Carga monofásica conectada a un banco delta-delta



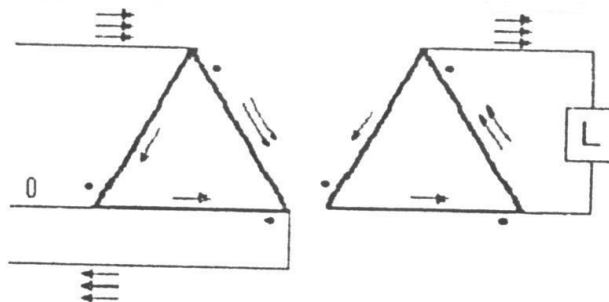
En la figura anterior se observa también (así como para la conexión estrella -delta comentada con anterioridad) que, la corriente I_{bca} de las fases b-c-a en paralelo con la fase ba, ambas, son la corriente entregada a la carga monofásica, salvo, que la corriente de la fase ba será el doble de la corriente en las fases b-c-a.

Como la $I_{bca} = -I_{bc} = -I_{ba}$ entonces, $I_{ba}Z_{ba} + I_{bca}(Z_{bc} + Z_{ca}) = 0$ partiendo de que los voltajes de línea son iguales a cero y por lo tanto:

$$\frac{I_{ba}}{I_{bca}} = \frac{(Z_{bc} + Z_{ca})}{Z_{ba}} \dots\dots(4.6)$$

De la ecuación 4.6. se comprueba que las corrientes en las fases son inversamente proporcionales a sus impedancias y que la fase ba, o en su defecto el transformador A será el que lleve mayor intensidad de corriente que las otras dos juntas, en la mayoría de los casos es las dos terceras partes de la corriente total como se muestra en la figura 90.

Figura 90. Circulación de corrientes monofásicas en un banco delta-delta trifásico



4.7.4. Corrientes de secuencia cero

En el apartado siguiente se da una breve explicación sobre las corrientes de secuencia cero considerando las características del sistema de alimentación, del tipo de unidades transformadoras y de la configuración que se maneja con la finalidad de establecer la dirección de los flujos de dichas corrientes y algunos de los problemas que pueden traer consigo.

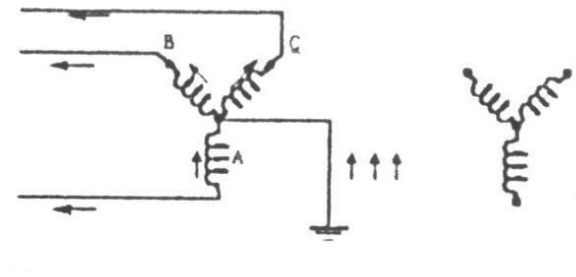
4.7.4.1. Bancos trifásicos de unidades monofásicas y unidades trifásicas

En el ámbito de la transformación de potencia trifásica se comenzó en un principio con los bancos trifásicos de unidades monofásicas que ahora se ha desplazado por unidades trifásicas (dado que todavía existe un sinnúmero de aplicaciones de las unidades monofásicas para las altas tensiones), cuyo uso ha ido en aumento.

Una de las grandes habilidades de las unidades de transformación trifásica es ya bien conocida por todos nosotros. En sus inicios se habló de una característica notable de este tipo de terminales, se decía que cualquier transformador trifásico de tres piernas aunque su conexión fuese Y - Y se comportaba como un embobinado delta, muchos creyeron que esta unidad contenía un devanado delta ficticio oculto (algo que no era totalmente, cierto), se equivocaron porque poco tiempo después se descubrió que en realidad la parte que cumplía las funciones de un embobinado delta característico era el tanque, el cual , es un embobinado delta acoplado libremente en la unidad transformadora que como resultado en un transformador Y - Y disminuía el voltaje de tercera armónica a un 2% o menos si se comparaba con el voltaje de 60% a 65% de un banco Y - Y trifásico de unidades monofásicas; partiendo de aquí, se estableció que la construcción de un núcleo trifásico de tres piernas reducía drásticamente la impedancia de magnetización de secuencia cero en un banco Y - Y.

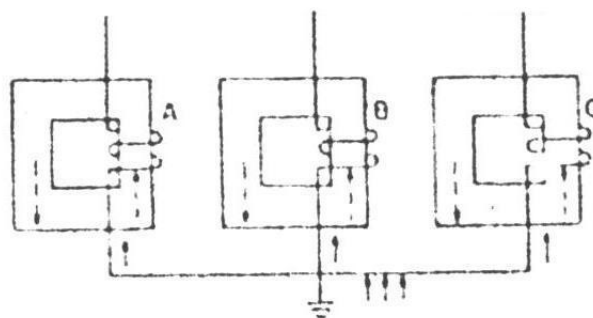
En la figura 91 tenemos un transformador trifásico de tres piernas que presenta una comente con un regreso a través del neutro y como en un sistema normal balanceado las comentes de fase de secuencia positiva y negativa no fluyen en el neutro, entonces, podemos identificar a la corriente de secuencia cero en magnitud y ángulo de fase igual como la tercera parte de la corrientes que circula por el neutro (del mismo modo, la comente cuya componente es la tercera armónica formaría un caso particular de esta comente)

Figura 91. Unidad trifásica con primario en estrella-neutro aterrizado



Ahora, tenemos la figura 92 en donde se observan más detalladamente la circulación de las corrientes de secuencia cero (líneas sólidas) y sus flujos (líneas punteadas) como se verían en el devanado primario de un banco trifásico de unidades monofásicas donde las corrientes se definen como corrientes de magnetización que actúan sobre los núcleos con la misma efectividad a operación normal

Figura 92. Corrientes y flujos de secuencia cero en un banco trifásico de unidades monofásicas



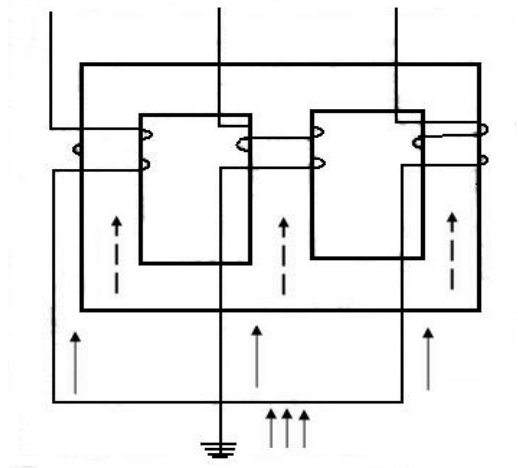
En la figura 92, se observa lo siguiente:

1. Los flujos de secuencia cero no afectan la reactancia ofrecida por cualquiera de los embobinados aunque sean de igual magnitud y estén en fase uno con respecto del otro, en contraparte al ángulo normal de 120° que presentan las magnitudes de secuencia positiva o negativa como se observa en la tabla 1. Por lo tanto, para los mismos valores de corriente, la impedancia ofrecida para estas corrientes es la impedancia normal de magnetización del transformador.
2. Como la impedancia de magnetización es recíproca a la corriente de magnetización en por unidad o por ciento del voltaje. Se tiene que para una unidad monofásica con una corriente de magnetización que varíe de 0.5% al 5%, la impedancia de magnetización será de 20000% a 2000% valores que serán más bajos para la zona de saturación.

Por otra parte, tenemos un transformador trifásico de tres piernas como el de la figura 93 en el que se muestran también las corrientes (líneas sólidas) y los flujos (líneas punteadas) de secuencia cero y se manejan las siguientes condiciones:

1. Las líneas de flujo magnético pasan a lo largo del camino que ofrece el núcleo en una de sus tres piernas sobre un circuito cerrado hasta que llegan a la parte superior del yugo en donde el camino finaliza, entonces, el flujo salta hacia el aire (toma el camino más corto) y regresa al yugo inferior en donde cierra el circuito.

Figura 93. Flujos de corrientes de secuencia cero en una unidad de transformación trifásica



2. En la figura anterior el camino del flujo fue a lo largo de todo el núcleo de hierro, en cuyo caso, el embobinado ofrece una reactancia alta. Por otra parte, la introducción de un gran entrehierro de aire dentro del camino del flujo de secuencia cero reduce considerablemente la reactancia de los embobinados para estas corrientes de valores que oscilan entre los 2000% a 20000%, hasta valores de 50% a 200%. Cabe resaltar que cuando las corrientes de tercera armónica son suprimidas, el voltaje de tercera armónica es directamente proporcional a la impedancia de secuencia cero del embobinado, y esto, para diseño de unidades de transformación trifásicas con embobinados en delta no-convencional sería bueno si comparamos los voltajes de 60%-65% manejados por los bancos trifásicos de unidades monofásicas.

4.7.5. Componentes armónicas debidas al tipo de conexión de transformadores

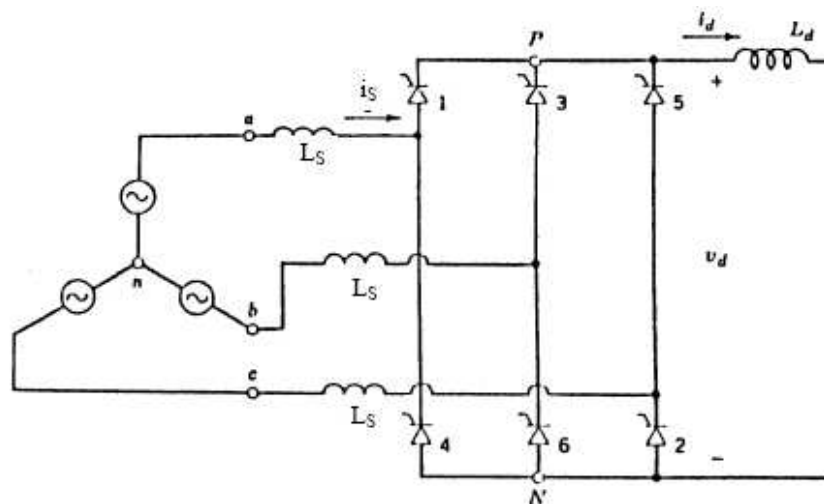
En este apartado se muestran las componentes armónicas que se presentan en algunas de las configuraciones más comunes considerando la-s aplicaciones en las que se encuentran involucradas.

4.7.5.1. Conexión estrella-estrella

Para un rectificador trifásico de 6-pulsos mostrado en la figura 94 que se encuentra alimentado por un transformador con una configuración Y - Y la contribución de las corrientes armónicas es la siguiente:

$$i_a(t) = I_{directa} \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \left[\cos wt - \frac{1}{5} \cos 5wt + \frac{1}{7} \cos 7wt - \frac{1}{11} \cos 11wt + \frac{1}{13} \cos 13wt \dots \right] \dots (a)$$

Figura 94. Rectificación trifásico de 6 pulsos en conexión estrella-estrella



Fuente: C. Heydt, S. Melioupulos, **Armónicas en sistemas eléctricos de potencia**. Pág. 27

Lo que nos indica que tenemos los siguientes porcentajes de componentes armónicas:

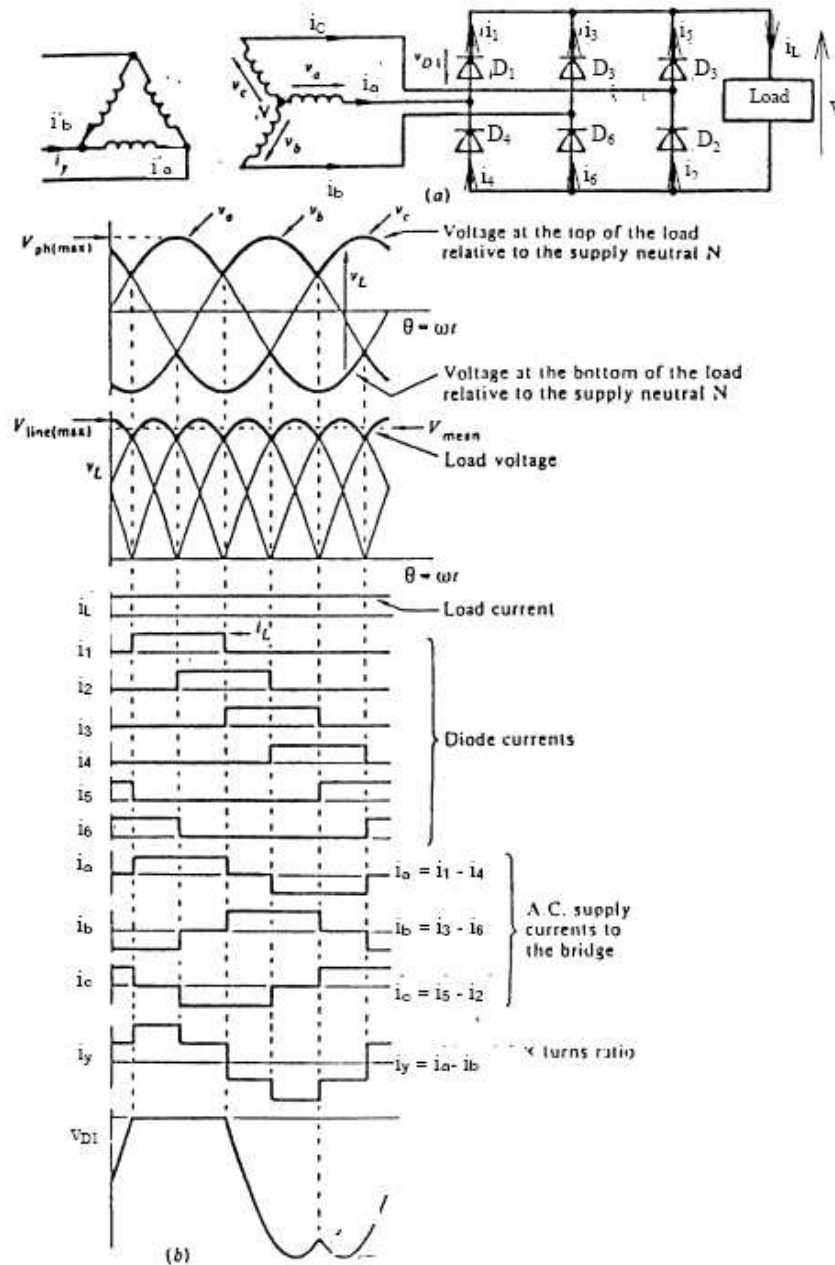
- 20 % de 5ª armónica (360 Hz)
- 14.3 % de 7ª armónica (420 Hz)
- 9.1 % de 11ª armónica (660 Hz), y así sucesivamente.

4.7.5.2. Conexión delta-estrella

En este tipo de conexión se tiene que la contribución armónica en las corrientes de entrada (corrientes de la red) del rectificador de 6 pulsos con la configuración A - Y mostrado en la figura 95 con sus correspondientes corrientes y voltajes es la siguiente:

$$i_a(t) = I_{directa} \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \left[\cos wt - \frac{1}{5} \cos 5wt + \frac{1}{7} \cos 7wt - \frac{1}{11} \cos 11wt + \frac{1}{13} \cos 13wt \dots \right] \dots (b)$$

Figura 95. a) Circuito de un rectificador con alimentación en conexión delta-delta, b) voltajes de los elementos del rectificador, voltaje entregado a la carga, corrientes de los diodos y corrientes de entrada (de red) en C.A



Fuente: C. Heydt, S. Melioupulos, **Armónicas en sistemas eléctricos de potencia**. Pág. 29

5. METODOLOGÍA PARA LA DETERMINACIÓN DE LA CAPACIDAD MÁXIMA DE LOS TRANSFORMADORES CONECTADOS A CARGAS NO-SINUSOIDALES

En la actualidad, los investigadores, ingenieros de servicio y clientes entre otros, se ven involucrados en un problema interesante cuando diseñan un transformador, o, cuando van a elegirlo para una aplicación determinada. Hoy día, la selección de la capacidad de placa de un transformador depende de un sinnúmero de factores entre los cuales la distorsión de las formas de onda de voltaje y de corriente que incrementan los niveles de temperatura e influyen sobre medida en la pérdida de vida del equipo eléctrico son los efectos más importantes.

El objetivo del capítulo presente es utilizar el espectro del contenido armónico de la forma de onda distorsionada por la existencia de cargas electrónicas para determinar de manera general, el grado al que debe disminuir la capacidad de placa de un transformador ya instalado en un sistema de alimentación o, en su defecto, para realizar el cálculo aproximado de un equipo de alimentación a instalarse en una red eléctrica para un grupo de cargas nuevas.

El nivel previamente especificado del contenido armónico a través de analizadores de onda con memoria interna de almacenamiento será requerido para un equipo de alimentación ya instalado, o para especificar un equipo nuevo; de otra manera, se puede hacer uso de métodos analíticos desarrollados partiendo de la experiencia de empresas especializadas en el ramo para establecer valores aproximados de la disminución de la capacidad de placa.

Como principio, se lleva a cabo un breve resumen de los estándares predispuestos que limitan el contenido armónico y, por consiguiente, el nivel de distorsión de las formas de onda no-sinusoidales dentro del sistema eléctrico de potencia.

En el apartado siguiente se desarrolla el método para el cálculo de la disminución de la capacidad de placa de un transformador partiendo del estándar IEEE - C57.110-1998. Finalmente se lleva a cabo un desarrollo para el cálculo de Factores K para transformadores y caigas utilizado por la Federal Pacific el cual es diferente al factor de pérdidas por dispersión que se maneja en el estándar.

5.1 Estándares

Para el desarrollo del capítulo actual, se consideran los estándares tratados por la IEEE que son parte esencial" de las reglas a seguir en el cálculo y determinación de la capacidad de placa de un transformador.

Las normas estadounidenses con respecto a los armónicos han sido agrupadas por la IEEE en la norma 519: IEEE Recomendaciones Prácticas y Requerimientos para el Control de armónicas en Sistemas Eléctricos de Potencia. Existe un efecto combinado de todas las cargas no lineales sobre el sistema de distribución la cual tienen una capacidad limitada para absorber corrientes armónicas.

Adicionalmente, las compañías de distribución tienen la responsabilidad de proveer alta calidad de abastecimiento en lo que respecta al nivel del voltaje y su forma de onda. IEEE 519 hace referencia no solo al nivel absoluto de armónicos producido por una fuente individual sino también a su magnitud con respecto a la red de abastecimiento.

Se debe tomar en cuenta que la IEEE 519 esta limitada por tratarse de una colección de recomendaciones prácticas que sirven como guía tanto a consumidores como a distribuidores de energía eléctrica. Donde existan problemas, a causa de la inyección excesiva de corriente armónica o distorsión del voltaje, es obligatorio para el suministrador y el consumidor, resolver estos problemas.

El propósito de la IEEE 519 es el de recomendar límites en la distorsión armónica según dos criterios distintos, específicamente:

1. Existe una limitación sobre la cantidad de corriente armónica que un consumidor puede inyectar en la red de distribución eléctrica.
2. Se establece una limitación en el nivel de voltaje armónico que una compañía de distribución de electricidad puede suministrar al consumidor

La evaluación de los límites de corriente armónica involucrados se llevan a cabo para clientes individuales, y, la evaluación de los límites de voltaje armónicos para todo el sistema. Estos límites son típicamente evaluados en el Punto de Acoplamiento Común entre el punto de alimentación y la carga del cliente. A continuación se definen los límites de distorsión armónicos tanto para las formas de onda de voltaje como para las de corriente y por ende, su Índice de distorsión.

5.1.1. Límites de distorsión de voltaje

La empresa suministradora de energía es la responsable de la calidad del voltaje sobre todo el sistema En la tabla V se muestran los lineamientos de distorsión para diferentes niveles de voltaje del sistema.

La tabla V. Límites de distorsión de Voltaje según IEEE 519

Para condiciones con más de una hora de duración. Períodos más cortos aumentan su límite en un 50%.

Voltaje de barra en el punto de acoplamiento común	Distorsión individual de Voltaje (%)	Distorsión total del voltaje THD (%)
Hasta 69 KV	3.0	5.0
De 69 KV a 137.9 KV	1.5	2.5
138 KV y mas	1.0	1.5

Nota: Los sistemas de alto voltaje pueden llegar hasta un 2.0% en THD cuando lo que causa es un alto voltaje terminal DC, el cual podría ser atenuado.

Como es común, los límites se imponen sobre componentes individuales y sobre la distorsión total para la combinación de todos los voltajes armónicos (THD). Lo diferente en esta tabla V, sin embargo, es que se muestran tres límites diferentes. Ellos representan tres clases de voltaje; hasta 69 KV, de 69 a 161 KV, y por encima de 161 KV. Observe que los límites disminuyen cuando el voltaje aumenta, al igual que para los límites de corrientes.

El índice de Distorsión Armónica Total de Voltaje THD_V se expresa de la siguiente forma:

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{n=50} V_h^2}}{V_n} \times 100\% \dots (5.1)$$

Donde:

V_h = es la magnitud rms de las componentes armónicas individuales.

h = es el orden de la componente armónica.

V_n = es el voltaje rms nominal del sistema.

Note que en la ecuación 5.1 se maneja la magnitud del voltaje nominal a frecuencia fundamental para facilitar un poco más la evaluación de la distorsión de voltaje para los límites manejados en la tabla V

Nuevamente los límites armónicos impares son los únicos que se muestran en la tabla V. La generación de armónicos pares se restringe más debido a que la resultante DC puede ocasionar saturación en motores y transformadores. La corriente de secuencia negativa puede ocasionar calentamiento en generadores. Los armónicos pares individuales se limitan a un 25% de los límites armónicas impares, al igual que sucede con las corrientes.

Es muy común que los alimentadores de las compañías de electricidad alimenten a más de un consumidor. Los límites de distorsión de voltaje mostrados en la tabla V no deberían excederse mientras todos los consumidores conectados no superen los límites de inyección de corriente. Cualquier consumidor que degrade el voltaje en el punto de acoplamiento común deberá corregir el problema.

Sin embargo, el problema de distorsión de voltaje es uno para la comunidad entera de consumidores y la utilidad. Los consumidores muy grandes pueden buscar un compromiso con la compañía de distribución sobre la resolución de un problema específico, y ambos pueden contribuir a su solución.

5.1.2. Límites de distorsión de corriente

Las componentes armónicas de la forma de onda de la corriente no-sinusoidal de un cliente son evaluadas también en el Punto de Acoplamiento Común donde la empresa suministradora de energía puede alimentar a otros clientes. Los límites, por lo tanto, dependen de la carga del cliente con respecto de la capacidad de corto circuito en el Punto de Acoplamiento Común. Donde los límites de corriente son expresados como un porcentaje de la corriente de carga de demanda máxima promedio I_L .

Tabla VI. IEEE 519 Límites en la distorsión de la corriente.

Para condiciones con duración superior a una hora. Para períodos más cortos el límite aumenta un 50% .

Límites de Corriente Armónica para Carga no lineal en el Punto Común de acoplamiento con Otras Cargas, para voltajes entre 120 - 69,000 volts.						
Máxima Distorsión Armónica Impar de la Corriente, en % del Armónico fundamental						
ISC/IL	<11	11≤h<17	17≤h<23	23≤h<35	35≤h	TDD
<20*	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20<50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50<100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100<1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0
Límites de Corriente Armónica para Carga no lineal en el Punto Común de acoplamiento con Otras Cargas, para voltajes entre 69,000 - 161,000 volts.						
Máxima Distorsión Armónica Impar de la Corriente, en % del Armónico fundamental						
ISC/IL	<11	11≤h<17	17≤h<23	23≤h<35	35≤h	TDD
<20*	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
20<50	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4.0
50<100	5.0	2.25	2.0	0.75	0.35	6.0
100<1000	6.0	2.75	2.5	1.0	0.5	7.5
>1000	7.5	3.5	3.0	1.25	0.7	10.0
Límites de Corriente Armónica para Carga no lineal en el Punto Común de acoplamiento con Otras Cargas, para voltajes > 161,000 volts.						
Máxima Distorsión Armónica Impar de la Corriente, en % del Armónico fundamental						
ISC/IL	<11	11≤h<17	17≤h<23	23≤h<35	35≤h	TDD
<50	2.0	1.0	0.75	0.30	0.15	2.5
50	3.0	1.5	1.15	0.45	0.22	3.75
Los armónicos pares se limitan al 25% de los límites de los armónicos impares mostrados anteriormente						
* Todo equipo de generación se limita a estos valores independientemente del valor de Isc/Il que presente						
Donde ISC = corriente Máxima de cortocircuito en el punto de acoplamiento común.						
IL = Máxima demanda de la corriente de carga (a frecuencia fundamental) en el punto de acoplamiento común.						
TDD = Distorsión total de la demanda (RSS) en % de la demanda máxima .						

Nota 1: Todas las aplicaciones de los equipos de generación de potencia son limitadas a estos valores de la distorsión de corriente con respecto de la relación de corto circuito actual I_{SC} / I_L .

Nota 2: I_{SC} es la corriente de corto circuito en el punto de acoplamiento común en condiciones normales del sistema para una capacidad de corto circuito mínima.

Nota 3: I_L es la corriente de carga de demanda máxima promedio (es la componente a frecuencia fundamental) en el punto de acoplamiento común. Puede ser calculada como el promedio de la corriente de demanda mensual para los 12 meses anteriores o podría ser estimada; es decir, la información necesaria para este cálculo no se encuentra frecuentemente disponible (por ejemplo, un nuevo cliente). En estos casos, una estimación de la corriente de carga máxima debe ser usada basada en los perfiles de carga predecidos

Nota 4: Las tablas de los límites de componentes armónicas aplican a componentes impares. Donde las componentes armónicas pares son limitadas a! 25% de los límites en las tablas, aunque usualmente no es necesario este limite a menos que la aplicación de filtros armónicos resulte en resonancias que magnifiquen una de las componentes armónicas pares y causen niveles de distorsión de voltaje inaceptables.

Nota 5: La distorsión de corriente que resulta en un offset en CD no se encuentra permitida.

La distorsión de demanda total de corriente se encuentra definida como:

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_L} \times 100\% \dots (5.2)$$

Donde:

I_h = magnitud de las componentes armónicas en amperes.

h = orden de la componente armónica.

I_L = corriente rms de carga de la demanda máxima promedio en amperes.

Nota 6: Si las cargas productoras de armónicas consisten en convertidores de potencia con número de pulsos más altos que 6, entonces, los límites indicados en la tabla VI son incrementados por un factor de $\sqrt{\frac{q}{6}}$ para evitar que las armónicas no características sean mayores al 25% de los límites especificados en la tabla VI.

Los límites de duración.

Los límites de distorsión especificados por IEEE 519 están para condiciones "normales" que duran períodos mayores de hora. Para períodos más cortos, durante arranques o condiciones inusitadas, los límites pueden ser excedidos hasta un 50%. Algún equipo, tal como una fuente de alimentación estática puede ser sensible a la distorsión armónica de corta duración, pero la mayoría de los efectos armónicos tales como interferencias de telefónicas, en transformadores y el calentamiento de motores, son exclusivos de los armónicos de larga duración o repetitivos.

Las directivas de fabricante

IEEE 519 no contiene ninguna directivas para el voltaje en un cliente a la salida o en barra de voltaje. IEEE 519 únicamente aplica a la conexión entre un cliente y la utilidad. La distorsión armónica puede ser más grande aguas abajo del punto de acoplamiento común. Por lo tanto, el fabricante no tiene ningunos lineamientos reales con respecto a la distorsión armónica máxima en el voltaje a la que un equipo puede someterse.

5.2. Disminución de la capacidad de un transformador

El objetivo del estándar es establecer métodos uniformes para el estudio de la capacidad de los transformadores cuando se encuentran sometidos a formas de onda de comente no-lineales sin que por esto la expectativa de vida de los mismos, disminuya.

El método desarrollado en este capítulo para determinar la capacidad de placa de un transformador cuando alimenta comentes de carga no-sinusoidal se divide en dos:

- El primero se encuentra dirigido para ingenieros de diseño y fabricación el cual requiere los datos de la distribución de la densidad de pérdidas máxima en los devanados del transformador.
- Y el segundo va dirigido a los ingenieros de operación y mantenimiento y requiere los datos certificados de los reportes de prueba del transformador.

5.2.1 Pérdidas en el transformador

En la actualidad las industrias manufactureras han avanzado considerablemente tanto en las áreas de fabricación de materiales dieléctricos, como en la de conductores y materiales ferromagnéticos haciendo posible que los equipos mejorados sean de tamaños reducidos y eficiencias muy altas.

Una de las grandes ventajas de los materiales fabricados con nuevas tecnologías es conseguir niveles de densidad de flujo magnético superiores para la construcción de núcleos ferromagnéticos, aunque cabe resaltar que los materiales utilizados para la construcción de los equipos de potencia eléctrica así como los mismos equipos (máquinas rotatorias y estáticas) son probados y sus expectativas de operación se encuentran previstas para respuestas a formas de onda puramente sinusoidales dentro y fuera del laboratorio, pero como actualmente las cargas y equipos que se usan en la red eléctrica generan y demandan formas de onda no-sinusoidales, esto incrementará el nivel de pérdidas ya existentes en los equipos de alimentación conectados al sistema.

El aumento del efecto producido por equipos que utilizan tecnología de estado sólido se ha visto reflejado de manera preponderante en las características funcionales de los transformadores que son el punto de conexión entre el cliente y el sistema de suministro de energía. En la actualidad el suministro se lleva a cabo para una carga instalada con un rango de capacidad determinada, pero es claro que el sistema que alimenta la carga no tiene control sobre ella y los equipos que la conforman producen una demanda de energía extra que aumenta las pérdidas tanto en los cables de alimentación como en el mismo transformador.

Las pérdidas extra generadas principalmente en los devanados produciendo el envejecimiento acelerado del aislamiento y por tanto, la reducción de la expectativa de vida del transformador. Sabemos que las cargas que se encuentran conectadas actualmente a la red de suministro en su mayoría, son cargas que generan formas de onda no-sinusoidales que contribuyen a la deformación de la onda producida por los equipos de alimentación ocasionando que los parámetros que afectan las pérdidas del equipo cambien en un momento dado y por ende, incrementen las pérdidas.

A continuación en esta sección se aboca primordialmente en definir estos parámetros y en determinar las variaciones de las pérdidas tanto del núcleo como del embobinado de un transformador.

5.2.1.1 Pérdidas en el núcleo

Las pérdidas en el núcleo de un equipo eléctrico dependen principalmente de:

- a) Las características físicas del material magnético: generalmente se utilizan materiales blandos para la construcción de transformadores y máquinas rotativas debido a que ofrecen niveles de saturación mayores para intensidades de campo menores H que evitan el manejo de potencias mayores para la operación del material disminuyendo así, las pérdidas a lo largo de la curva de histéresis. Los materiales que con más frecuencia se utilizan en la actualidad, son aleaciones de hierro al silicio, manganeso, cobalto o níquel (u otros). Puesto que su resistividad eléctrica es muy baja: se usan en laminaciones de 0.1 a 1 mm de espesor lo cual dificulta la creación de corrientes parásitas.

- b) De la geometría del circuito magnético: Define la sección de área transversal disponible para la trayectoria del flujo a lo largo del núcleo; es decir, mientras mayor sea la sección transversal del núcleo, mayor serán las pérdidas originadas por el paso del flujo, como lo muestra la figura 96.

Figura 96. Sección transversal de un transformador



A partir de las pérdidas por corrientes de Eddy y por histéresis se define la calidad del núcleo del transformador para aplicaciones en CA y se determinan idealmente de la siguiente manera.

$$P_H = \alpha f (B_{\max})^2 \dots\dots(5.3)$$

$$P_E = \beta f^2 B_{ef}^2 \dots\dots(5.4)$$

Donde:

α y β : son constantes que dependen del tipo de material y del espesor del laminado del núcleo.

B_{\max} : es la densidad de flujo máximo en Teslas [T].

B_{ef} : es la densidad de flujo eficaz en Teslas [T].

f : es la frecuencia fundamental en Hertz.

P_H : Pérdidas debidas al lazo de histéresis en [W/Kg].

P_E : Pérdidas por corrientes de Eddy en [W/Kg].

Las expresiones 5.3 y 5.4 definen las pérdidas del núcleo debidas a la existencia de una señal sinusoidal no distorsionada. Cuando la forma de onda resulta ser no-sinusoidal las pérdidas se incrementan generalmente como la onda de voltaje y de corrientes es diferente a una senoide en los equipos probados su análisis directo es más complicado, por lo tanto, se considera el análisis de Fourier como un procedimiento más sencillo para la obtención de resultados.

A partir de Fourier se definen las pérdidas totales del núcleo como la suma de las pérdidas a la frecuencia fundamental más las pérdidas generadas por cada componente armónico; es decir, si tenemos que:

$$P_{NL} = P_H + P_E \text{ (a frecuencia fundamental).....(5.5)}$$

$$P_{Ntot} = \sum_{h=1}^{h \max} P_{Hh} + \sum_{h=1}^{h \max} P_{Eh} \text{ (para la frecuencia fundamental y sus n-armónicas)..(5.6)}$$

Donde:

h: es un número entero que define el orden armónico.

Para una onda de características no-sinusoidales se tiene una onda de voltaje que se define de la siguiente manera a partir de sus valores rms:

$$v(\omega t) = \sum \sqrt{2}V_h \text{sen}(h\omega t + \theta_h); \quad v(0) = 0 \quad \text{y} \quad v(\pi) = 0 \text{..(5.7)}$$

Que produce una densidad de flujo magnético:

$$B(\omega t) = \frac{-1}{NA_w} \sum \frac{\sqrt{2}}{h} V_h \cos(h\omega t + \theta_h) \text{.....(5.8)}$$

Donde:

N: es el número de vueltas.

A: es el área de la sección transversal del núcleo.

w: es la frecuencia angular $2\pi f$.

h: es el orden armónico.

Con una amplitud para $wt = 0$

$$B = \frac{-1}{NAw} \sum \frac{\sqrt{2}}{h} V_h \cos \theta_h \dots (5.9)$$

5.2.1.1.1. Pérdidas debidas al lazo de histéresis

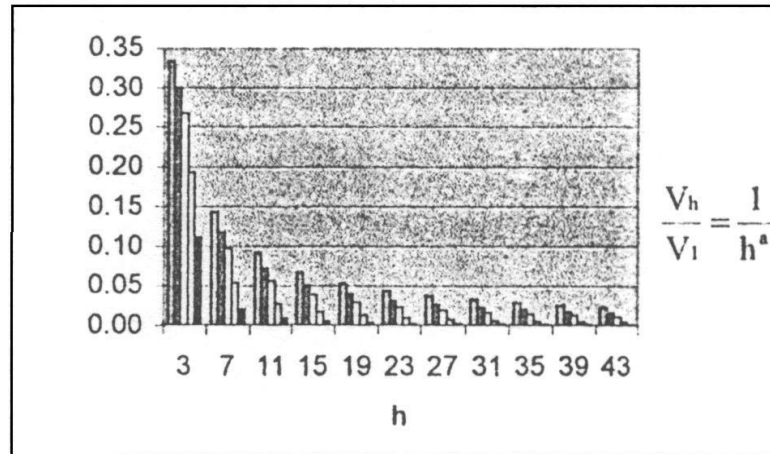
Las pérdidas debidas al lazo de histéresis se pueden definir para una variación en la forma de onda de voltaje V que matemáticamente se puede expresar sustituyendo la ecuación 5.9 y 5.3 resultando:

$$P_{Hh} = \alpha f \left[\frac{\sqrt{2}}{NAw} \sum_{h=1}^{h_{\max}} \frac{1}{h} \frac{Vh}{h} \cos(\theta_h) \right]^S \dots (5.10)$$

Y para expresar las pérdidas normalizadas se puede dividir 5.8 con respecto a las pérdidas a voltaje sinusoidal donde $B \approx V$:

$$P_{Hh} = \frac{P_{Hh}}{P_H} = \left[\sum_{h=1}^{h_{\max}} \frac{1}{h} \frac{Vh}{V} \cos(\theta_h) \right]^S \dots (5.11)$$

Figura 97. Espectro armónico utilizado por Alexander Eigeles



a	1	1.1	1.2	1.5	2	
THD(%)	47.8	40.6	34.8	22.7	12.1	IMPAR
	79.7	69.8	61.8	44.9	28.7	PAR-IMPAR

Fuente. **Worcester Polytechnic Institute**

En la figura 97 se muestra un espectro armónico utilizado por Alexander Eigeles del Worcester Polytechnic Institute para determinar el efecto de la distorsión de voltaje, sobre las pérdidas de histéresis.

Por lo tanto, para llegar a definir las pérdidas en función de la distorsión del voltaje en el núcleo se llevan a cabo las siguientes consideraciones:

1. Se maneja un valor $0_h = 0$ para las pérdidas máximas.
2. $\frac{V_h}{V_1} = \frac{1}{h^a}$ de la figura 97.
3. El valor rms de una onda no-sinusoidal es igual al valor rms de una forma de onda sinusoidal.

Entonces:

$$V = \sqrt{\sum_{h=1}^{h \max} V_h^2} = V_1 \sqrt{\sum_{h=1}^{h \max} \left(\frac{V_h}{V_1}\right)^2} = V_1 \sqrt{\sum_{h=1}^{h \max} \frac{1}{h^{2a}}} \dots(5.12)$$

Sustituyendo 5.13 en 5.12 tenemos:

$$P_{HU} = \left(\frac{1}{\sqrt{\frac{2}{h^{2a}}}} \sum_{h=1}^{h \max} \frac{1}{h^{a+1}} \right)^S = \left(\frac{1}{1 + THD^2} \sum_{h=1}^{h \max} \frac{1}{h^{a+1}} \right)^S \dots(5.13)$$

Donde: $THD = \sqrt{\sum_{h=1}^{h \max} \left(\frac{V_h}{V_1}\right)^2}$ y es la distorsión armónica total de

voltaje

5.2.1.1.2. Pérdidas debidas a las corrientes de Eddy.

Bajo condiciones de flujo no-sinusoidal se puede aplicar la ecuación 5.2 para una onda no-lineal por separado; es decir, se descompone en una fundamental y sus armónicas, se analiza cada una y posteriormente se suman sus contribuciones a la forma de onda no-lineal.

Es preciso señalar que el uso de la ecuación 5.4 no es aplicable para el análisis de las pérdidas por corrientes de Eddy en el núcleo, debido a que para ondas características a frecuencias muy altas se produce un efecto reactivo que crea una disminución significativa de la densidad del flujo magnético dentro del material y por ende, de las pérdidas por corrientes de Eddy, por lo cual, la variación definida anteriormente ya no es la misma y por lo tanto, se considera un factor de corrección que se expresa de la manera siguiente:

$$kr_h = \frac{3}{Z_h} \frac{\sinh Z_h - \cosh Z_h}{\cosh Z_h - \cos Z_h} \dots(5.14)$$

Donde:

$$Z_h = \Delta \sqrt{\pi \mu \gamma f h}$$

Δ = es el espesor de cada una de las laminas que forman el núcleo en metros.

$$\mu = 4\pi \times 10^{-7} \mu_r \text{ (}\Omega\text{s/m)}.$$

μ_r = es la permeabilidad relativa del material que compone el núcleo.

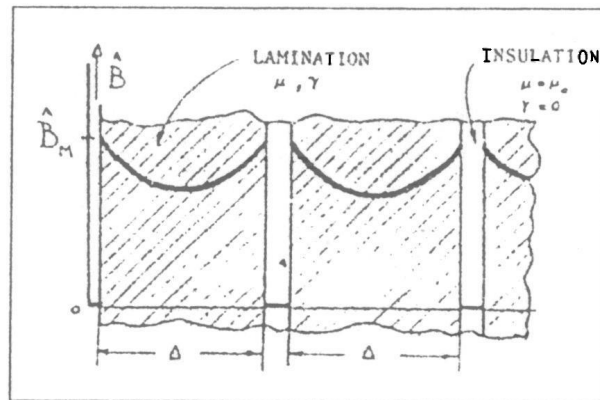
γ = es la conductividad del material en (1/ Ω m).

f = es la frecuencia nominal en (Hz)

h = es el orden armónico.

En la figura 98 se observa como es menor la distribución del flujo magnético en el centro en comparación con los extremos del núcleo laminado a consecuencia de la reacción debida al flujo generado por las corrientes de Eddy. De la misma forma, si usamos como punto de partida la ec. 5.12 y 5.13 tendremos que a medida que se aumente la frecuencia y por consiguiente, el orden armónico, el factor de reducción de pérdidas será mayor. Por ejemplo, se tiene que el espesor de las laminaciones es usualmente del orden de $5 \cdot 10^{-4}$ m o menor y con una conductividad que oscila entre valores de 10^6 y 10^7 mhos; por lo tanto, para un orden de frecuencia mínimo o nominal se tiene que Z_1 es menor a 2 y entonces el factor de reducción será aproximadamente igual a 1. Pero, si se tiene una forma de onda no-sinusoidal con componentes armónicos de frecuencia altas, Z_h cambia a valores aproximados de $Z_h = Z_1 \sqrt{h}$ y el factor k_{rh} decrece drásticamente.

Figura 98. Distribución de la densidad de flujo magnético en laminaciones de acero de máquinas eléctricas



Fuente. IEEE Tutorial Course “ **Power System Harmonics**”, Page 106.

Por lo tanto, la ecuación 5.4 la podemos describir en función del factor de reducción y del orden armónico teniendo como resultado la siguiente expresión:

$$P_{Eh} = \beta f^2 \sum_{h=1}^{h \max} h^2 B_h^2 k_{rh} \dots (5.15)$$

Si manejamos las consideraciones como en el caso anterior para las pérdidas por histéresis tenemos que:

1. Obteniendo las pérdidas por corrientes de Eddy en por unidad de las P_E para una forma de onda no-sinusoidal.

$$P_{EhU} = \frac{P_{Eh}}{P_E} = \sum_{h=1}^k \frac{h^2 B_h^2 k_{rh}}{B^2 k_1} \dots (5.16)$$

2. Existe una proporcionalidad entre la densidad de flujo magnético y el voltaje, es decir, $B_h \approx V_h$ y el valor rms del voltaje de una forma de onda no-sinusoidal es igual al valor rms de una sinusoidal.

$$P_{EhU} = V_1^2 \sum_{h=1}^{h_{\max}} \frac{h^2 \left(\frac{V_h}{V_1} \right)^2 k_{rh}}{V^2 k_{r1}} \dots (5.17)$$

3. Y del espectro armónico asumido finalmente.

$$P_{EhU} = \sum_{h=1}^{h_{\max}} \frac{h^2 \left(\frac{V_h}{V_1} \right)^2 k_{rh}}{(1 + THD^2) k_{r1}} = \sum_{h=1}^{h_{\max}} \frac{h^2 \left(\frac{k_{rh}}{n^{2a}} \right)}{(1 + THD^2) k_{r1}} \dots (5.18)$$

Donde THD es la distorsión armónica total de la forma de onda de voltaje escrita en el apartado anterior.

5.2.1.2 Pérdidas en los devanados.

Las pérdidas en los devanados se deben principalmente a las corrientes de Eddy, y se pueden definir a partir de la siguiente expresión:

$$P_E = \frac{\left(\pi \rho h_0 \hat{H}_x f \right)^2 \gamma}{6} \dots (5.19)$$

La ecuación 5.19 determina las pérdidas promedio por unidad de volumen desarrolladas por un conductor de sección transversal rectangular . que es solo una aproximación y necesita un factor de corrección debido al flujo por corrientes de Eddy dentro del conductor que crea una intensidad de campo magnético reaccionante \hat{H}_x que produce finalmente una intensidad de campo magnético resultante \hat{H}_{xT} no-uniforme.

El efecto del campo resultante será mayor en los extremos del conductor con respecto al campo inicial n-perturbado y será menor al mismo en su parte central. Por lo tanto, el factor de corrección es parecido al aplicado en las pérdidas por corrientes de Eddy e el núcleo del transformador.

$$C_{hx} = \frac{6}{X_h^3} \frac{\sinh X_h - \cosh X_h}{\cosh X_h - \cos X_h} \dots (5.20)$$

Donde:

$$X_h = a \sqrt{\pi \mu_0 f \gamma' h}$$

$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ (Ωs/m); la permeabilidad magnética en vacío.

$\gamma' = \frac{\gamma a}{(a + e)}$; se corrige la conductividad por el espacio entre los conductores.

Es preciso señalar que par ala intensidad de campo definida en la ecuación 5.21 se considero la intensidad \hat{H}_x en dirección radial; pero, en realidad los conductores se encuentran expuestos tanto al campo radial como al axial \hat{H}_y , y la relación matemática finalmente es la siguiente:

$$P_{Eh} = \frac{(\pi h \mu_0 h f)^2 \left[\left(h \hat{H}_{xh} \right)^2 C_{hx} + \left(b \hat{H}_{yh} \right)^2 C_{hy} \right] \gamma}{6} \dots (5.21)$$

Nota: El factor de corrección C_{hy} es idéntico al C_{hx} salvo que para el primero se realiza una sustitución de b por a y e por c.

La ecuación 5.21 se puede describir para cada una de las intensidades en pu de la intensidad para una forma de onda sinusoidal:

$$P_{EhUx} = \sum h^2 \left(\frac{\hat{H}_{xh}}{\hat{H}_x} \right)^2 \frac{C_{hx}}{C_x} \dots (5.22)$$

$$P_{EhUy} = \sum h^2 \left(\frac{\hat{H}_{yh}}{\hat{H}_y} \right)^2 \frac{C_{hy}}{C_y} \dots (5.23)$$

Si se maneja una relación entre las intensidades de campo de las h-frecuencias armónicas \hat{H}_{xh} , \hat{H}_{yh} y la intensidad para la onda sinusoidal \hat{H} , se puede llegar a

$$\frac{\hat{H}_{xh}}{\hat{H}_x} = \frac{\hat{H}_{yh}}{\hat{H}_y} = \frac{I_h}{I} \dots (5.24)$$

Entonces las ecuaciones 5.22 y 5.23 se pueden expresar en función de 5.24 como

$$P_{EhUx} = \sum h^2 \left(\frac{I_h}{I} \right)^2 \frac{C_{hx}}{C_x} \dots (5.25)$$

$$P_{EhUy} = \sum h^2 \left(\frac{I_h}{I} \right)^2 \frac{C_{hy}}{C_y} \dots (5.26)$$

Considerando el valor rms de la onda sinusoidal igual al valor rms de la onda no-sinusoidal:

$$I = \sqrt{\sum I_h^2} = I_1 \sqrt{\sum \left(\frac{I_h}{I_1}\right)^2} \dots(5.27)$$

Sustituimos 5.27 en 5.25 y 5.26 y realizando un manejo algebraico tenemos que:

$$P_{EhUx} = \frac{1}{1 + \sum_{h=1}^{h \max} \left(\frac{I_h}{I_1}\right)^2} \sum_{h=1}^{h \max} h^2 \left(\frac{I_h}{I_1}\right)^2 \frac{C_{hx}}{C_x} \dots(5.28)$$

$$P_{EhUy} = \frac{1}{1 + \sum_{h=1}^{h \max} \left(\frac{I_h}{I_1}\right)^2} \sum_{h=1}^{h \max} h^2 \left(\frac{I_h}{I_1}\right)^2 \frac{C_{hy}}{C_y} \dots(5.29)$$

Donde:

$$THD_I = \sqrt{\sum_{h=1}^{h \max} \left(\frac{I_h}{I_1}\right)^2} ; \text{ es el factor de Distorsión Armónica Total}$$

de Corriente.

En la mayoría de las publicaciones no se considera la relación de los factores de corrección, pero es preciso señalar que la relación puede ofrecer resultados más conservadores para devanados con sección transversal rectangular.

En la mayoría de los transformadores el campo axial es más uniforme a lo largo de los devanados que el campo radial, debido a que el campo radial varía significativamente a lo largo de los devanados y muestra un máximo en sus extremos de los devanados.

Para el cálculo de las pérdidas por carga en un transformador se toman en cuenta tanto las pérdidas debidas al efecto Joule (I^2R) como las pérdidas debidas al flujo de dispersión considerando más significativas, las pérdidas por corrientes de Eddy que se verán afectadas en mayor medida por la distorsión de corriente cuya contribución al flujo de dispersión incrementará los niveles de temperatura de los puntos calientes y el riesgo de daño o falla por el envejecimiento acelerado del aislamiento. Las pérdidas por carga (o impedancia) se definen de la manera siguiente:

$$P_L = P_{CD} + P_E = P_{CD}(1+F_{PDISP}) \dots\dots(5.30)$$

Si utilizamos la densidad de corriente para definir las pérdidas I^2R tenemos que la ecuación 5.30 se describe como:

$$P_L = \frac{j^2}{\gamma} (1 + F_{PDISP}) \dots\dots(5.31)$$

Donde:

$\frac{j^2}{\gamma}$; son las pérdidas en CD en (W/m³)

j = es la densidad de corriente.

$F_{PDISP} = \frac{P_E}{P_{CD}}$; es el factor de pérdidas debidas al flujo de dispersión.

Cuando el valor rms de la corriente nominal es afectado por la distorsión de su forma de onda, entonces la densidad de corriente se puede describir como sigue:

$$j_b^2 = j_1^2 \sum_{h=1}^{h \max} \left(\frac{I_h}{I_1} \right)^2 \dots (5.32)$$

Y las pérdidas totales son:

$$P_{Lh} = j_1^2 \sum_{h=1}^{h \max} \left(\frac{I_h}{I_1} \right)^2 \left[\frac{1 + F_{PDISP} \frac{\sum_{h=1}^{h \max} h^2 \left(\frac{I_h}{I_1} \right)^2 \frac{C_h}{C_1}}{\sum_{h=1}^{h \max} \left(\frac{I_h}{I_1} \right)^2}}{\gamma} \right] \dots (5.33)$$

Ahora, rescribiendo la ecuación 5.33 en pu de las pérdidas para una forma de onda sinusoidal y considerando que $j_h = j$:

$$P_{Lh} = \frac{\left[1 + F_{PDISP} \frac{\sum_{h=1}^{h \max} h^2 \left(\frac{I_h}{I_1} \right)^2 \frac{C_h}{C_1}}{\sum_{h=1}^{h \max} \left(\frac{I_h}{I_1} \right)^2} \right]}{(1 + F_{PDISP})} \dots (5.34)$$

A partir de la ecuación 5.34 se pueden obtener el incremento de las pérdidas en los devanados del equipo para una distorsión y un factor de pérdidas por dispersión previamente establecidos. Para distorsión de voltaje no mayor al 5% las pérdidas en el núcleo se mantendrán en valores que no serán significativos para las pérdidas totales en el equipo.

En la mayoría de los casos se considera que el efecto armónico es más importante en las pérdidas de los devanados que son las pérdidas I^2R más las pérdidas por corrientes de Eddy, en donde se tiene que para factores de pérdidas por dispersión pequeños, el embobinado diseñado será menos susceptible al efecto del flujo de dispersión (en un buen diseño se manejan conductores redondos o conductores rectangulares de sección transversal pequeña); para enrollados largo y delgados se mantendrá el factor F_{PDISP} y las pérdidas estables.

Al contrario, para factores de pérdidas por dispersión suficientemente grandes, cualquier cambio pequeño en la P_E puede incrementar significativamente las pérdidas totales en el equipo y disminuir la expectativa de vida del mismo si no se toman las medidas adecuadas.

5.2.1.3 Pérdidas con carga:

Pérdidas originadas por la corriente que demanda la carga; se conocen también con el nombre de pérdidas de impedancia. Estas pérdidas se componen por las pérdidas I^2R debidas al efecto Joule, y las pérdidas por dispersión de flujo magnético (o pérdidas spray) que son obtenidas de la sustracción entre las pérdidas FR y la medición de las pérdidas debidas a la carga y se deben a la circulación del flujo magnético disperso en los devanados, núcleo, yugo, tanque, paredes, etc., donde las pérdidas en los devanados son producidas por las corrientes parásitas (de Eddy) provocadas por la circulación de las corrientes entre filamentos o circuitos en paralelo del devanado

5.2.1.4 Pérdidas totales:

Son las pérdidas de impedancia. Y se definen en función de las pérdidas I^2R más las pérdidas stray por corrientes de eddy en los devanados, más las pérdidas stray en el núcleo y partes estructurales del transformador; es decir:

$$P_T = I^2R + P_{CE} + P_{OPD} \dots(5.35)$$

Donde:

P_T = son las pérdidas totales de la carga en (Watts)

P_{CE} = son las pérdidas debidas a las corrientes de Eddy en los devanados en (Watts).

P_{OPD} = son otras pérdidas por dispersión (stray) en el núcleo, tanque, paredes, en (Watts).

5.2.2. Efectos de la adición de componentes armónicas de corriente en las pérdidas del transformador.

En la sección 5.2.1 se establece una manera muy analítica para obtener resultados bastante conservadores en las pérdidas de un transformador debido a los efectos de las componentes armónicas de una forma de onda no-sinusoidal. A continuación solo se dan algunos aspectos generales y representativos de su efecto en las pérdidas.

a) Pérdidas I^2R : Cuando el valor rms de la corriente de la carga es incrementado por componentes armónicas, entonces, las pérdidas I^2R serán incrementadas

b) Pérdidas por Corrientes de Eddy (P_{CE}): Las pérdidas por corrientes de Eddy en los devanados para un espectro de frecuencia de potencia son proporcionales al cuadrado de la corriente de la carga y al cuadrado de la frecuencia

c) Pérdidas por dispersión (P_{OPD}): Es conocido que existen otras pérdidas por dispersión fuera de los devanados y estas son en el núcleo, abrazaderas y panes estructurales que también se incrementan en proporción al cuadrado de la corriente de la carga. Estudios realizados por fabricantes y otros investigadores especializados en la materia han demostrado que las pérdidas por corrientes de Eddy en conexiones y partes estructurales aumentan en un exponente armónico de factor igual o menor a 0.8 donde se muestra que la elevación de estas pérdidas será menos crítica para transformadores tipo seco que para transformadores inmersos en aceite.

d) Efecto en la elevación de la temperatura del aceite: Para transformadores inmersos en aceite la elevación de la temperatura (θ_{A-N}) con respecto a las pérdidas totales de la carga, incrementará de acuerdo, con el nivel de carga armónica

5.2.3. Capacidad equivalente del transformador

1.a capacidad equivalente (de placa) que es manejada en la Norma IEEE Std C57.1 10-1998 parte de las siguientes consideraciones:

a) Sin tener en cuenta el contenido armónico de la corriente de carga demandada, un transformador debe operar de acuerdo con las "Condiciones Usuales de Servicio" establecidas en el estándar IEEE Std C57.12.00-1993 o, el IEEE Std C57 12.01 -1998.

- b) El transformador debe ser capaz de suministrar una corriente de carga con un contenido armónico determinado sin que por ello, su expectativa de vida normal se reduzca; es decir, que sus pérdidas totales no sobrepasen la capacidad equivalente del transformadora plena carga en condiciones de frecuencia nominal

5.3. Determinación de los parámetros para el cálculo de la disminución de capacidad de un transformador

A continuación se expone el procedimiento inicial que define la manera a considerar los parámetros que van a entrar dentro del cálculo de la capacidad equivalente del transformador.

Las consideraciones son las siguientes:

- a) El fabricante debe proporcionar información del transformador relacionada con la magnitud de la densidad de pérdidas por corrientes de Eddy en los devanados.
- b) En su defecto si no se cuenta con esta información, el fabricante debe proporcionar las pérdidas totales del transformador.
- c) El fabricante debe proporcionar datos certificados también, del reporte de pruebas relacionados con las pérdidas I^2R .
- d) Las corrientes de carga no-sinusoidales deben de ser definidas en términos de la magnitud rms de la componente a frecuencia fundamental o de la magnitud de la comente rms total y sus respectivas, componentes a frecuencias armónicas definidas de acuerdo con las medidas en el sistema eléctrico de potencia.

e) Debido a que la mayor preocupación con la introducción de las cargas que generan formas de onda no-sinusoidales será el sobrecalentamiento de los devanados del transformador, es conveniente considerar la densidad de pérdidas en base por unidad donde la corriente base es la corriente nominal I y la densidad de -pérdidas base es la densidad de pérdidas $I^2 R$ a corriente nominal.

De esta manera, las pérdidas totales en función de la consideración anterior y de la ecuación 5.35 se definen como sigue:

$$P_{T-N(pu)} = 1 + P_{CE-N(pu)} + P_{OPD-N(pu)} \dots \dots \dots (5.36)$$

Donde:

$P_{T-N(pu)}$ = son las pérdidas totales de la carga en p.u. de la densidad de pérdidas $I^2 R$ bajo condiciones nominales.

$P_{CE-N(pu)}$ = son las pérdidas por corrientes de Eddy en los devanados en p.u. de la densidad de pérdidas $I^2 R$ bajo condiciones nominales.

$P_{OPD-N(pu)}$ = son las pérdidas en el núcleo, tanque, yugo, en p.u. de la densidad de pérdidas $I^2 R$ bajo condiciones nominales.

Donde las pérdidas por corrientes de Eddy para cualquier corriente de carga no-sinusoidal definida son expresadas como:

$$P_{CE} = P_{CE-N} \sum_{h=1}^{h_{max}} \left(\frac{I_h}{I_R} \right)^2 h^2 \dots \dots (5.37)$$

Donde:

h_{max} = es un número entero límite de h orden armónico máximo definido.

P_{CE} = Pérdidas por corrientes de Eddy en los devanados para una carga no-lineal en (Watts).

P_{CE-N} = Pérdidas por corrientes de Eddy bajo condiciones nominales en (Watts).

I_R = Corriente rms fundamental bajo condiciones de carga y frecuencia nominales en (A).

I_h = Corriente rms a una frecuencia armónica determinada en (A).

Y en p.u. de la densidad de pérdidas I^2R es:

$$P_{CE(pu)} = P_{CE-N(pu)} \sum_{h=1}^{h \max} (I_{h(pu)})^2 h^2 \dots (5.38)$$

La densidad de pérdidas debidas al flujo de dispersión en el núcleo, tanque, yugo, es:

$$P_{OPD(pu)} = P_{OPD-N(pu)} \sum_{h=1}^{h \max} (I_{h(pu)})^2 h^{0.8} \dots (5.39)$$

La densidad de pérdidas I^2R a carga nominal se considera en p.u. por definición 1, pero cambia para comentes de carga no sinusoidales; por lo tanto, el valor rms de la corriente demandada por la carga es:

$$I = \left[\sqrt{\sum_{h=1}^{h \max} (I_h)^2} \right] Amps \dots (5.40)$$

En p.u. 5.40 resulta en:

$$I_{(pu)} = \left[\sqrt{\sum_{h=1}^{h \max} (I_{h(pu)})^2} \right] Amps \dots (5.40)$$

Donde se tiene que:

- a) Como las pérdidas de eddy son función de la corriente en los conductores, cualquier ecuación para definir las pérdidas puede ser expresada en términos de la corriente rms de la carga, I.
- b) Y la superposición de las pérdidas de Eddy aplica, la cual permite la adición directa de las pérdidas de Eddy debido a las componentes armónicas.

Entonces, la ecuación 5.38 es redefinida como:

$$P_{CE} = P_{CE-N} \sum_{h=1}^{h \max} \left(\frac{I_h}{I} \right)^2 h^2 \dots(5.42)$$

Donde el valor rms de la corriente de la carga no-sinusoidal es definido por la ecuación 5.40 y la ecuación 5.42 queda de la manera siguiente:

$$P_{CE} = P_{CE-N} \frac{\sum_{h=1}^{h \max} I_h^2 h^2}{\sum_{h=1}^{h \max} I_h^2} \dots(5.43)$$

5.3.1. Factor de pérdidas armónicas para corrientes de Eddy en el devanado

El F_{PE} es ese factor que se define de la manera siguiente:

- Es un factor de proporcionalidad aplicado a las pérdidas por corrientes de Eddy.
- Es un factor que representa el calentamiento efectivo como resultado de las corrientes armónicas de la carga.

Esto quiere decir que:

$$F_{PE} = \frac{\sum_{h=1}^{h \max} I_h^2 h^2}{\sum_{h=1}^{h \max} I_h^2} \dots(5.44)$$

Pero como algunos dispositivos miden la relación de las corrientes armónicas con respecto de su corriente fundamental, entonces el factor de distorsión armónica F_{PE} se puede redefinir de la forma siguiente:

$$F_{PE} = \frac{\sum_{h=1}^{h \max} \left(\frac{I_h}{I_1} \right)^2 h^2}{\sum_{h=1}^{h \max} \left(\frac{I_h}{I_1} \right)^2} \dots(5.45)$$

O se puede determinar a partir de la corriente rms total de la carga:

$$F_{PE} = \frac{\sum_{h=1}^{h \max} \left(\frac{I_h}{I} \right)^2 h^2}{\sum_{h=1}^{h \max} \left(\frac{I_h}{I} \right)^2} \dots(5.46)$$

Donde I_1 es la corriente rms fundamental de la carga y F_{PE} mantiene el mismo valor debido a que es solo función de la distribución de corriente armónica y no de su magnitud.

5.3.2. Factor de pérdidas armónicas para otras pérdidas por dispersión

El calentamiento producido por las otras pérdidas de dispersión no es generalmente un factor importante en las pérdidas de los transformadores tipo seco; pero, puede tener efectos sustanciales en los transformadores inmersos en aceite y se define de la manera siguiente:

$$F_{PD-O} = \frac{\sum_{h=1}^{h \max} \left(\frac{I_h}{I_1} \right)^2 h^{0.8}}{\sum_{h=1}^{h \max} \left(\frac{I_h}{I_1} \right)^2} \dots (5.47)$$

O se puede determinar a partir de la corriente rms de la carga:

$$F_{PD-O} = \frac{\sum_{h=1}^{h \max} \left(\frac{I_h}{I} \right)^2 h^{0.8}}{\sum_{h=1}^{h \max} \left(\frac{I_h}{I} \right)^2} \dots (5.48)$$

5.4. Cálculo de la disminución de la capacidad de un transformador considerando los datos de diseño de la densidad de pérdidas por corrientes de Eddy

Se consideran las pérdidas por corrientes de Eddy en por unidad en la región de la densidad de pérdidas mayor definida para una operación del equipo a frecuencia y corriente nominales donde las otras pérdidas por dispersión son cero en términos de la ecuación 5.36 (este cálculo viene de fábrica). Para recalculer la densidad de pérdidas en por unidad en la región de pérdidas por corrientes de Eddy más altas para una corriente de carga no-sinusoidal definida se puede partir de las ecuaciones 5.36, 5.38 y 5.41 obteniendo:

$$P_{T(pu)} = I_{pu}^2 \left[1 + F_{PE} (P_{CE-N(pu)}) \right] \dots (5.49)$$

Para transformadores inmersos en aceite el calentamiento debido a otras pérdidas por dispersión también afecta las elevaciones de temperatura de los devanados.

5.4.1 Transformadores tipo seco

Partiendo del IEEE Std C57.110-1998 las pérdidas por dispersión debidas a cargas no-lineales se establece que son mucho menores que las pérdidas por dispersión debidas a las corrientes de Eddy en los devanados del transformador y como la densidad de pérdidas por corrientes de Eddy en la región de mayores pérdidas la puede proporcionar el fabricante para condiciones de operación a frecuencia y comente nominales, se tiene que para una carga no-sinusoidal con espectro armónico y una densidad de pérdidas en la región de mayores pérdidas definidas, la corriente máxima permisible en por unidad en función de la ecuación 5.49 es:

$$I_{MAX(pu)} = \sqrt{\frac{P_{T-N(pu)}}{1 + (F_{PE})(P_{CE-N(pu)})}} \dots(5.50)$$

Y se tiene que la corriente para la carga actual es:

$$I_{MAX} = I_{MAX(pu)} * I_{N(DATO)} \dots(5.51)$$

Donde:

I_{MAX} = es la corriente rms máxima de la carga no-sinusoidal.

$I_{N(DATO)}$ = es la corriente rms nominal a plena carga.

5.4.2. Transformadores inmersos en aceite

Los procedimientos de cálculo para la capacidad son similares a los de tipo seco salvo que para un estudio completo de los transformadores inmersos en aceite se consideran también los efectos de las otras pérdidas por dispersión P_{OPD} como es indicado por las ecuaciones en la IEEE Std C57.12..01-1995 para transformadores con enfriamiento propio tipo ONAN, donde la elevación de la temperatura del aceite máxima es proporcional a las pérdidas para un valor exponencial igual a 0.8 y puede ser estimado para pérdidas debidas a cargas no - sinusoidales sobre pérdidas nominales como se muestra a continuación:

$$\Delta\theta_{A-N} = \theta_{A-N} \left(\frac{P_T + P_V}{P_{T-N} + P_V} \right)^{0.8} \dots(5.52)$$

Donde:

P_T = Pérdidas totales corregidas en base a las componentes armónicas pérdidas con carga armónica.

P_V = Pérdidas sin carga (en vacío).

P_{T-N} = Pérdidas con carga bajo condiciones nominales.

$\Delta\theta_{A-N}$ = Elevación máxima de la temperatura del aceite.

θ_{A-N} = Elevación de la temperatura del aceite con respecto de la temperatura ambiente.

Y

$$P_T = I^2R + F_{CE} * P_{CE} + F_{PD-O} * P_{OPD} \dots\dots(5.53)$$

Se tiene que la elevación del punto caliente en el conductor también es proporcional a las pérdidas con carga, y es la diferencia entre la elevación del punto caliente y la especificada del aceite y se calcula de la forma siguiente:

$$\Delta O_{C-N} = (O_{C-N} - O_{A-N}) * \left(\frac{P_{T(pu)}}{P_{T-N(pu)}} \right)^{0.8} \dots(5.54)$$

Donde:

$\Delta\theta_{C-N}$ = Es la variación de la temperatura máxima del punto más caliente en (°C).

5.5. Cálculo de la disminución de la capacidad de un transformador considerando los datos disponibles de los reportes de prueba certificados.

En el orden de llevar acabo cálculos con datos limitados, ciertas suposiciones han sido hechas las cuales son consideradas conservadoras.

a) Las pruebas certificadas requeridas se incluyen en los apéndices de los Estándares IEEE C57.12.90-1993, IEEE C57.12.91-1995 todo depende del tipo de transformador (si es seco o inmerso en aceite).

b) Los factores siguientes son supuestos para las pérdidas por corrientes de eddy con la finalidad de realizar cálculos conservadores.

- 67% de las pérdidas de dispersión total se consideran pérdidas por corrientes de Eddy en transformadores tipo seco.
- 33% de las pérdidas de dispersión total se consideran pérdidas por corrientes de Eddy en transformadores inmersos en aceite.

c) Se considera que las pérdidas I^2R se encuentran uniformemente distribuidas en cada devanado.

d) La distribución de las pérdidas por corrientes de Eddy en los devanados externos e internos se establece de la manera siguiente:

Tabla VII. Según IEEE C57.12.00-1993 Distribución de las pérdidas por corrientes de Eddy para enfriamiento natural.

No. CASO	% DE PÉRDIDAS POR CORRIENTES DE EDDY		CORRIENTE NOMINAL I_{RMS} % (A)	RELACIÓN DE VUELTAS
	DEVANADO EXTERNO	DEVANADO INTERNO		
D1	60	40	< 1000
D2	60	40	≤ 4:1
D3	70	40	> 1000	> 4:1

NOTA: para el primer caso, el porcentaje de pérdidas es independiente de la relación de vueltas.

e) La distribución de pérdidas en cada uno de los devanados del transformador se asume que puede no ser uniforme, definiendo de esta manera, la densidad máxima de pérdidas por corrientes de Eddy como 400 % del promedio de dicha densidad en los puntos más calientes.

Este método define a la componente de las pérdidas por dispersión de las pérdidas de carga es como:

$$P_{DT-N} = P_{T-N} - k \left[(I_{1-N})^2 * R_1 + (I_{2-N})^2 * R_2 \right] \dots (5.55)$$

Donde:

P_{DT-N} = Es la densidad de pérdidas por dispersión totales bajo condiciones nominales.

$k = 1$ para transformadores monofásicos y 1.5 para trifásicos (IEEE C57.12.91-1979, 9.2.5.1).

I_{1-N} = Es la corriente rms de línea de onda senoidal bajo condiciones de carga y frecuencia nominales en el lado de alta tensión.

I_{2-N} = Es la corriente rms de línea de onda senoidal bajo condiciones de carga y frecuencia nominales en el lado de baja tensión.

R_1 = Es la resistencia de CD medida entre las dos terminales de alta tensión.

R_2 = Es la resistencia de CD medida entre las dos terminales de baja tensión.

Del inciso b), un porcentaje de las pérdidas por dispersión total es considerado para las pérdidas por corrientes de Eddy:

- Para transformadores tipo seco se tiene

$$P_{CE-N} = P_{DT-N} * 0.67 \dots(5.56)$$

- Para transformadores inmersos en aceite

$$P_{CE-N} = P_{DT-N} * 0.33 \dots(5.57)$$

- Para otras pérdidas por dispersión

$$P_{DSL-N} = P_{DT-N} - P_{CE-N} \dots(5.58)$$

Ahora, teniendo en cuenta que en la mayoría de los casos los reportes de prueba para transformadores trifásicos presentan los resultados de la resistencia de las tres fases en serie Se considera que las resistencias en el lado de alta R_1 y en el lado de baja R_2 se pueden obtener como:

- **Para devanados en delta:** $R_1 = R_2 = \frac{2}{9} R_{serie}$ **(de las 3 fases)(A)**

- **Para devanados en estrella:** $R_1 = R_2 = \frac{2}{3} R_{serie}$ **(de las 3 fases) ...(B)**

Como se observa en la tabla 5.3, el porcentaje de pérdidas por corrientes de Eddy muestra un nivel mayor en los devanados de baja tensión (los devanados internos) que en los de alta, entonces, podemos determinar las $P_{CE-N(pu)}$ con respecto a las pérdidas base $(I_{2-N})^2 R_2$ si partimos de la ecuación 5.55 para niveles de P_{CE-N} de 60% y 70% considerando la corriente nominal y la relación de vueltas del transformador.

Por lo tanto, las pérdidas por corrientes de Eddy en p.u de las pérdidas $I^2 R$ en el lado de baja tensión se determinan de la manera siguiente:

- Para un devanado interno con 60% de P_{CE-N} :

$$P_{CE-N(pu)} = \frac{0.6 * P_{CE-N}}{k(I_{2-N})^2 * R_2} \text{ (pu).....(5.59)}$$

- Para un devanado interno con 70% de P_{CE-N} :

$$P_{CE-N(pu)} = \frac{0.7 * P_{CE-N}}{k(I_{2-N})^2 * R_2} \text{ (pu).....(5.60)}$$

Pero si consideramos también el inciso (e) para definir las pérdidas máximas por P_{CE-N} en la zona de los puntos más calientes llegamos a:

- Para un devanado interno con 60% de P_{CE-N} :

$$P_{CE-N(pu)} = \frac{0.6 * 4 * P_{CE-N}}{k(I_{2-N})^2 * R_2} \text{ (pu)} = \frac{2.4 * P_{CE-N}}{k(I_{2-N})^2 * R_2} \text{ (pu)} \dots\dots(5.61)$$

- Para un devanado interno con 70% de P_{CE-N} :

$$P_{CE-N(pu)} = \frac{0.7 * 4 * P_{CE-N}}{k(I_{2-N})^2 * R_2} \text{ (pu)} = \frac{2.8 * P_{CE-N}}{k(I_{2-N})^2 * R_2} \text{ (pu)} \dots\dots(5.62)$$

5.6 Selección de la capacidad de un transformadores de acuerdo con el tipo de carga (factor K)

Con la presencia de las cargas electrónicas en el sistema eléctrico y por ende, el incremento de la utilización de tecnologías de conversión de potencia de estado sólido cuya tecnología es llamada Sistemas de Potencia Tipo Switch (SMPS) que consiste de varios tipos de elementos de switcheo de estado sólido. Surgen los transformadores Tipo-K cuyo valor "K" define la capacidad de un transformador para alimentar una carga con contenido armónico definido sin pérdida de su expectativa de vida normal en donde se consideran las armónicas impares para el cálculo del factor "K".

El nivel del contenido armónico determina el porcentaje de la carga no-lineal y los transformadores que podrían ser operados dentro de niveles de temperatura especificados mientras se encuentran alimentando 100 % de la carga lineal e frecuencia nominal (60 Hertz) más un por ciento de contenido armónico como se muestra a continuación.

a) Transformador Tipo K-4

Carga No-Lineal: 50%

Componente de corriente de 3^{era} armónica: 16.7 %

Componente de corriente de 5^a armónica: 10.0 %

Componente de comente de 7^a armónica: 7.1 %

Componente de comente de 9^a armónica 5.6 %

Nota: El índice K define la capacidad que tiene el transformador de alimentar cuatro veces las perdidas por comentos de Eddy en comparación con un transformador tipo K-1 que es el transformador convencional sin contenido armónico.

b) Transformador Tipo K-13

Carga No-Lineal: 100%

Componente de corriente de 3^{era} armónica: 33.3 %

Componente de comente de 5^a armónica 20.0 %

Componente de comente de 7^a armónica 14.3 %

Componente de comente de 9^a armónica 11.1 %

Nota: Este transformador puede soportar aproximadamente el 200 % de la carga armónica de un transformador K-4

c) Transformador Tipo K-20

Carga No-Lineal: 125%

Componente de corriente de 3^{era} armónica: 41.7%

Componente de corriente de 5^a armónica: 25.0%

Componente de corriente de 7^a armónica: 17.9%

Componente de corriente de 9^a armónica: 13.9%

d) Transformador Tipo K-30

Carga No-Lineal: 150%

Componente de corriente de 3^{era} armónica: 50.0%

Componente de corriente de 5^a armónica: 30.0%

Componente de corriente de 7^a armónica: 21.4%

Componente de corriente de 9^a armónica: 16.7%

Nota: Los Índices K también definen la capacidad que tiene el transformador de poder alimentar cierto nivel de contenido armónico sin presentarse sobrecalentamiento alguno.

5.6.1 Índice K de la carga propuesto por la Federal Pacific Company

En la mayoría de los casos, el diseñador o instalador debe tomar su propia decisión con respecto a que factor K asignar a una carga o grupo de cargas. El siguiente método intenta ayudar al interesado en la determinación presentando lo que nosotros creemos, es más realista y conservador, el factor K para un número de cargas o grupos de cargas basado en su capacidad de producción armónica.

Tabla VIII. Índice K de la carga propuesto por Federal Pacific Company, a) y b) índices del factor I_{LK} de acuerdo con el factor K de la carga.

K-factor	Index of Load K-ratings						
	K-1	K-4	K-9	K-13	K-20	K-30	K-40
I_{LK}	0.0	25.82	44.72	57.74	80.94	123.54	208.17

(a)

Load	K-Factor	I_{LK}
Incandescent Lighting	K-1	0.00
Electric Resistance Heating	K-1	0.00
Motors (without solid state drives)	K-1	0.00
Control Transformers/Electromagnetic Control Devices	K-1	0.00
Motor-Generators (without solid state drives)	K-1	0.00
Distribution Transformers	K-1	0.00
Electric-Discharge Lighting	K-4	25.82
UPS w/Optional Input Filter	K-4	25.82
Welders	K-4	25.82
Induction Heating Equipment	K-4	25.82
PLCs and Solid State Controls	K-4	25.82
Telecommunications Equipment (e.g. PBX)	K-13	57.74
Ups without Input Filtering	K-13	57.74
Multiwire Receptacle Circuits in General Care Areas of Health Care Facilities, Classrooms of Schools, etc	K-13	57.74
Multiwire Receptacle Circuits Supplying Inspection or Testing Equipment on an Assembly or Production Line	K-13	57.74
Main-Frame Computer Loads	K-20	80.94
Solid State Motor Drives (variable speed drives)	K-20	80.94
Multiwire Receptacle Circuits in Critical Care, Operating and Recovery Room Areas in Hospitals	K-20	80.94
Multiwire Receptacle Circuits in Industrial, Medical and Educational Laboratories	K-30	123.54
Multiwire Receptacle Circuits in Commercial Office Spaces	K-30	123.54
Small Main Frames (mini and micro)	K-30	123.54
Other Loads Identified as Producing Very High Amounts of Harmonics	K-40	208.17

(b)

5.6.2 Procedimiento de cálculo para el factor K de una carga

- Listar el valor de la capacidad de la carga o del grupo de cargas a ser alimentadas. Después, asignar un valor I_{LK} que corresponde al nivel relativo de las armónicas trazadas por cada tipo de carga de acuerdo con la tabla VIII (b).
- Multiplicar la capacidad de la carga por el índice I_{LK} que corresponde al factor K asignado, es decir:

$$KVA * I_{LK} = I_{LK-KVA}$$

- c) Tabular la capacidad de la carga total conectada a ser alimentada.
- d) Adicionar el índice I_{LK-KVA} para todas las cargas o grupos de cargas a ser alimentadas por el transformador.
- e) Dividir el valor índice total por la capacidad de la carga total a ser alimentada. Esto da un índice I_{LK} promedio para las cargas combinadas.

$$I_{LK_{PROM}} = \frac{I_{LK-KVA(TOT)}}{KVA_{TOT}}$$

- f) De la tabla VIII (a) encontrar el valor del factor K cuyo I_{LK} es igual o mayor que el $I_{LK_{PROM}}$ correspondiente a este $I_{LK_{PROM}}$ se tiene el factor K del transformador requerido.

En transformadores de alimentación para cargas no-lineales tipo seco FHK o similar, la Federal Pacific de acuerdo con el listado de la UL 1561 maneja los siguientes porcentajes de carga no-lineal de acuerdo con un valor del factor K especificado en la tabla IX.

Tabla IX. Porcentaje de cargas no-lineal para un factor K determinado, según Federal Pacific Company.

K-Factor Load Relationship			
K Factor	% Linear Load	Plus	% Non Linear Load
4	100%	+	50% (1/h)
13	100%	+	100% (1/h)
20	100%	+	125% (1/h)
30	100%	+	150% (1/h)

5.7 Ejemplos de cálculo de la disminución de transformadores considerando el estándar C57.110-1998

5.7.1 Factor de pérdidas armónicas debido a las corrientes de Eddy

1. Calcular el F_{PE} si se tiene una corriente rms de la carga no-sinusoidal igual a 1806 (A) que será definida como corriente nominal, con una carga descrita por la distribución armónica siguiente:

Tabla X. Distribución armónica para el ejemplo de factor de pérdidas por corrientes de Eddy

h	I_h	I_h / I_1
1	1764	1
5	308.5	0.175
7	194.9	0.110
11	79.39	0.045
13	50.52	0.029
17	27.06	0.015
19	17.68	0.010

Y de la tabulación manejada para la obtención de el F_{PE} :

Tabla XI. Tabulación para la obtención de el factor de pérdidas por corrientes de Eddy

H	I_h / I_1	$[I_h / I_1]^2$	h^2	$[I_h / I_1]^2 * h^2$
1	1	1	1	1
5	0.175	0.0306	25	0.7643
7	0.110	0.0122	49	0.5975
11	0.045	0.0020	121	0.2449
13	0.029	0.0008	169	0.1385
17	0.015	0.0002	289	0.0680
19	0.010	0.0001	361	0.0362
SUMA:	-----	1.0459	-----	2.8494

De la tabla XI se tiene que:

$$F_{PE} = \frac{\sum_{h=1}^{h \max} \left(\frac{I_h}{I_1} \right)^2 h^2}{\sum_{h=1}^{h \max} \left(\frac{I_h}{I_1} \right)^2} = \frac{2.8494}{1.0459} = 2.726$$

Donde el factor de pérdidas no depende más que de su distribución armónica y no de la magnitud relativa.

5.7.2 Factor de pérdidas armónicas debido a otras pérdidas por dispersión

Usando la distribución armónica del ejemplo del apartado anterior y considerando la corriente rms a la frecuencia fundamental I_1 tenemos que:

Tabla XII. Distribución armónica para el ejemplo del factor de pérdidas por dispersión

h	I_h / I_1	$[I_h / I_1]^2$	$h^{0.8}$	$[I_h / I_1]^2 * h^{0.8}$
1	1	1	1	1
5	0.175	0.0306	3.6239	0.11089
7	0.110	0.0122	4.7433	0.05787
11	0.045	0.0020	6.8095	0.01362
13	0.029	0.0008	7.7831	0.00623
17	0.015	0.0002	9.6463	0.00193
19	0.010	0.0001	10.5439	0.00105
SUMA:	-----	1.0459	-----	1.1916

De la tabla XII tenemos que el factor de pérdidas armónicas por otras dispersiones resulta:

$$F_{PD-O} = \frac{\sum_{h=1}^{h \max} \left(\frac{I_h}{I_1} \right)^2 h^{0.8}}{\sum_{h=1}^{h \max} \left(\frac{I_h}{I_1} \right)^2} = \frac{1.1916}{1.0459} = 1.14$$

5.7.3 Cálculos de la disminución de la capacidad de transformadores tipo seco considerando los tipo de diseño de la densidad de pérdidas por corrientes de Eddy

1. Se da una corriente de carga no-sinusoidal con la distribución armónica mostrada en la tabla XIII. Determinar la corriente de carga máxima que puede soportar (bajo las condiciones normales) un transformador que tiene una corriente de plena carga nominal de 1350 (A) y, cuyas pérdidas por corrientes de Eddy en los devanados bajo condiciones nominales en el punto de densidad de pérdidas máxima es de 18 % de las pérdidas I^2R .

Tabla XIII. Distribución armónica para el ejemplo de transformadores tipo seco

h	I_h / I_1
1	1
5	0.26
7	0.15
11	0.050
13	0.032
17	0.018
19	0.011

Tabla XIV. Tabulación armónica para la obtención del calculo para el ejemplo de transformadores tipo seco

H	I_h / I_1	$[I_h / I_1]^2$	h^2	$[I_h / I_1]^2 * h^2$
1	1	1	1	1
5	0.26	0.0676	25	1.69
7	0.15	0.0225	49	1.1025
11	0.050	0.0025	121	0.3025
13	0.032	0.001024	169	0.173056
17	0.018	0.000324	289	0.093636
19	0.011	0.000121	361	0.043681
SUMA:	-----	1.094069	-----	4.405373

De la ecuación 5.49 se tiene que la intensidad de pérdidas para la corriente de carga no-sinusoidal es:

$$P_{T(pu)} = 1.094069 * [1 + 4.4054 * (0.18)] = 1.9616$$

Y la corriente de carga no-sinusoidal máxima con respecto a la distribución armónica dada es de la ecuación 5.50.

$$I_{MAX(pu)} = \sqrt{\frac{1.18}{1 + (4.4054)(0.18)}} = 0.811pu$$

Es decir:

$$I_{MAX} = 0.811 * 1350 = 1095 \text{ (A)}.$$

Esto quiere decir que la capacidad del transformador se reduce aproximadamente al 81.1 % de la capacidad de corriente sinusoidal debido a la componente armónica de la corriente de la carga no-sinusoidal.

5.7.4 Cálculos de la disminución de la capacidad de transformadores inmersos en aceite considerando los datos de diseño

1. Se tiene una elevación de un devanado promedio de 65°C para una elevación de un punto caliente de 80°C, un transformador inmerso en aceite fue diseñado par un contenido de corriente armónica especificada. Después de la instalación las corrientes armónicas actuales fueron medidas y el espectro de corriente fue proporcionado por el fabricante con el principal objetivo de checar la elevación de la temperatura.

A carga nominal y frecuencia de 60 Hz las pérdidas medidas fueron:

- Sin carga: 4072 (watts)
- I^2R : 27821 (watts)
- Pérdidas de Eddy y otras por dispersión: 40060 (watts)
- Pérdidas totales: 35953 (watts)

Las elevaciones de las temperaturas medidas sobre la temperatura ambiente fueron:

- Elevación promedio Alto Voltaje: 48.1 (°C)
- Elevación promedio en Bajo Voltaje: 47.6 (°C)
- Elevación máxima del aceite: 47.2 (°C)
- Elevación del punto caliente en el conductor: 55.3 (°C)

La distribución armónica fue determinada en una carga., la cual fue aproximadamente del 100 % de la magnitud de la corriente fundamental. La distribución normalizada a la corriente rms fundamental, fue alimentada como sigue:

Tabla XV. Distribución armónica para el ejemplo de transformadores inmersos en aceite, considerando los datos de diseño

h	I_h / I_1	h	I_h / I_1
1	1	13	0.0512
3	0.351	15	0.0425
5	0.169	17	0.0402
7	0.121	19	0.0387
9	0.0915	23	0.0321
11	0.0712	25	0.0286

Y los cálculos para determinar los factores de pérdidas armónicas por corrientes de Eddy en los devanados y pérdidas de dispersión son los siguientes:

Tabla XVI. Tabulación armónica para el ejemplo de transformadores inmersos en aceite, considerando los datos de diseño

h	I_h / I_1	$[I_h / I_1]^2$	h^2	$[I_h / I_1]^2 * h^2$	$h^{0.8}$	$[I_h / I_1]^2 * h^{0.8}$
1	1	1	1	1	1	1
3	0.351	0.123201	9	1.108809	2.408225	0.296696
5	0.169	0.028561	25	0.714025	3.623898	0.103502
7	0.121	0.014641	49	0.717409	4.743276	0.069446
9	0.0915	0.008372	81	0.678152	5.799546	0.048555
11	0.0712	0.005069	121	0.613402	6.809483	0.034520
13	0.0512	0.002621	169	0.443023	7.783137	0.020403
15	0.0425	0.001806	225	0.406406	8.727161	0.015763
17	0.0402	0.001616	289	0.467036	9.646264	0.015589
19	0.0387	0.001498	361	0.540666	10.54394	0.015792
23	0.0321	0.001030	529	0.545087	12.28520	0.012659
25	0.0286	0.000818	625	0.511225	13.13264	0.010742
SUMA	-----	1.189234	-----	7.745241	-----	1.643667

De la tabla XVI tenemos que el valor de la corriente rms resultante de la sumatoria es p.u. es:

$$I_{(pu)} = \sqrt{1.189234} = 1.09 pu$$

El factor de pérdidas por corrientes de Eddy:

$$F_{PE} = 6.51$$

Y el factor de pérdidas armónicas por otras pérdidas de dispersión es:

$$F_{PD} = 1.38$$

Un análisis de ingeniería indico que la división de las pérdidas por corrientes de Eddy y por otras pérdidas armónicas fue:

- **Pérdidas por corrientes de Eddy: 316 (watts)**
- **Otras pérdidas por dispersión: 3744 (watts)**
- **Pérdidas por dispersión totales: 4060 (watts)**

Para determinar la elevación máxima del aceite, las pérdidas totales deben de ser corregidas para mostrar la corriente rms más alta sobre la corriente nominal y también los efectos de la distribución armónica; es decir:

$$P_{T(\text{pu})} = P_{T-N(\text{pu})} * 1.09^2$$

En base a la ecuación 5.53 desarrollamos la tabla XVII:

Tabla XVII. Tabulación de las pérdidas totales para transformadores inmersos en aceite

Tipos de Pérdidas	Pérdidas Nominales (watts)	Pérdidas de la carga (huata)	Factor de Multiplicación armónico	Pérdidas corregidas
Sin Carga	4072	4072		4072
I ² R	27821	33054		33054
De Eddy en Devanados	316	375	6.51	2441
Otras pérdidas por dispersión	3744	4448	1.38	6138
Pérdidas totales	35953	41949	-----	45705

Y las pérdidas para las condiciones de la carga especificada pueden ahora calcularse de la ecuación 5.52 como sigue:

$$\Delta\theta_{A-N} = 47.2 * \left(\frac{45705 + 4072}{35953} \right)^{0.8} = 61.23 \text{ (}^\circ\text{C)}$$

La elevación del punto caliente sobre la temperatura máxima del aceite puede ser calculada por la ecuación 5.54 en p.u.

$$\Delta\theta_{C-N} = (55.3 - 47.2) * \left(\frac{1 + 6.51 * 0.08}{1 + 0.08} * 1.189 \right)^{0.8} = 12.23 \text{ (}^\circ\text{C)}$$

Y la elevación de la temperatura del punto caliente en el conductor sobre la temperatura ambiente resulta ser:

$$61.23 \text{ }^\circ\text{C} - 12.23 \text{ }^\circ\text{C} = 73.46 \text{ }^\circ\text{C}$$

5.7.5 Cálculos de la disminución de la capacidad de transformadores tipo seco considerando los datos disponibles del reporte de pruebas certificado

Dada la corriente de carga no-sinusoidal con la siguiente distribución armónica:

Tabla XVIII. Distribución armónica para el ejemplo de transformadores tipo seco, considerando los datos del reporte de pruebas certificados

H	I_h / I_1	h	I_h / I_1
1	1	8	0.010
2	0.044	9	0.018
3	0.092	10	0.015
4	0.022	11	0.016
5	0.412	12	0.010
6	0.018	13	0.048
7	0.199	--	--

Determinar la máxima corriente de la carga que puede trazar continuamente de un transformador tipo seco IEEE Std C57.12.01-1998 con las características siguientes tomadas del reporte de pruebas certificado.

- Devanado de alto voltaje:
13800 V Delta
Resistencia = 2.0679 Ω a 100 °C
- Devanado de bajo voltaje:
480 V Estrella
Resistencia = 0.000589 Ω a 100 °C
- Capacidad nominal:
2500 KVA, trifásico, 80 °C de elevación
Tipo AA
- Pérdidas con carga a 100 °C = 15723 (watts)

SOLUCIÓN

- ✓ Las resistencias R_1 y R_2 son determinadas de la definición (A) y (B) de la página 219.

$$R_1 = 0.4595 \Omega \quad \text{y} \quad R_2 = 0.000393 \Omega$$

- ✓ Los valores de I_{1-N} e I_{2-N} son calculadas de los KVA y voltajes nominales:

$$I_{1-N} = 104.6 \text{ (A)} \quad \text{e} \quad I_{2-N} = 3007 \text{ (A)}$$

- ✓ Las pérdidas por dispersión pueden ser calculadas de la ecuación 5.56 como sigue:

$$P_{T-N} = 15723 - (1.5) \left[(104.6)^2 (0.4595) + (3007)^2 (0.000393) \right]$$

$$P_{T-N} = 2851 \text{ (watts)}$$

- ✓ De las pérdidas de Eddy para transformadores tipo seco se tiene que:

$$P_{CE-N} = (2851)(0.67) = 1910 \text{ (watts)}$$

- ✓ Como la relación de vueltas es mayor a 4:1 y la corriente del secundario excede los 1000 (A), las pérdidas por corrientes de Eddy en el devanado de bajo voltaje son 0.7 veces las P_{CE-N} y las máximas pérdidas por corrientes de Eddy en pu pueden ser determinadas de la ecuación 5.62.

$$P_{CE-NMAX(pu)} = \frac{2.8 * 1910}{1.5 * 3554} = 1.003$$

Como en ejemplos anteriores se tabulan los valores para $I_{h(pu)}^2$, h^2 e $I_{h(pu)}^2 h^2$ para obtener pérdidas totales $P_{T(pu)}$ de la ecuación 5.49.

Tabla XIX. Tabulación armónica para el ejemplo de transformadores tipo seco, considerando los datos del reporte de pruebas certificados

h	I_h / I_1	$[I_h / I_1]^2$	h^2	$[I_h / I_1]^2 * h^2$
1	1	1	1	1
2	0.044	0.00194	4	0.00776
3	0.092	0.00846	9	0.07614
4	0.022	0.00048	16	0.00765
5	0.412	0.16974	25	4.24350
6	0.018	0.00032	36	0.01152
7	0.199	0.03960	49	1.9400.
8	0.010	0.00010	64	0.0064
9	0.018	0.00032	81	0.02592
10	0.015	0.00023	100	0.02300
11	0.046	0.00212	121	0.25652
12	0.010	0.00010	144	0.01440
13	0.048	0.00230	169	0.38870
SUMA	-----	1.226	----	8.002

En la tercera columna el valor rms de la corriente de la carga no-sinusoidal es de 1.107. De la ecuación 5.49 la densidad de pérdidas producidas por la corriente de carga no-sinusoidal en la región de pérdidas más altas por corrientes de Eddy es:

$$P_{T(pu)} = 1.226 * [1 + 1.003 * 6.528] = 9.253 \text{ pu}$$

Y el valor de la corriente no-sinusoidal máxima permisible para una distribución armónica dada es:

$$I_{MAX(pu)} = \sqrt{\frac{2.003}{1 + (6.528)(1.003)}} = 0.515 \text{ pu}$$

O puede ser en (A):

$$I_{MAX} = 0.515 * 3007 = 1549 \text{ (A)}$$

Lo cual nos indica que la capacidad del transformador con la distribución dada de la corriente de la carga no-sinusoidal es aproximadamente el 52 % de la capacidad a la corriente de carga sinusoidal.

5.7.6 Cálculos de la disminución de la capacidad de transformadores inmersos en aceite considerando los datos disponibles del reporte de pruebas certificados

Este ejemplo ilustra los cálculos de la elevación de temperatura corregida para transformadores en aceite IEEE Std C57.12.00-1993 con las características siguientes tomadas del reporte de pruebas certificado.

- Devanado de alto voltaje:
34500 V Delta
Resistencia = 18.207 Ω a 75 °C

- Devanado de bajo voltaje:
2400 V Estrella
Resistencia = 0.02491 Ω a 75 °C

- Capacidad nominal:
2500 KVA, trifásico, 55 °C de elevación del devanado
promedio 65 °C de elevación del punto caliente
Tipo OA

- Pérdidas sin carga a 75 °C = 5100 (watts)

- Pérdidas con carga a 75 °C = 21941 (watts)

SOLUCIÓN

- ✓ Las resistencias R_1 y R_2 son determinadas de la definición (A) y (B) de la página 219.

$$R_1 = 4.046 \Omega \quad \text{y} \quad R_2 = 0.01661 \Omega$$

- ✓ Los valores de I_{1-N} e I_{2-N} son calculadas de los KVA y voltajes nominales:

$$I_{1-N} = 41.8 \text{ (A)} \quad \text{e} \quad I_{2-N} = 601.4 \text{ (A)}$$

- ✓ Las pérdidas por dispersión pueden ser calculadas de la ecuación 5.56 como sigue:

$$P_{T-N} = 21941 - (1.5) \left[(41.8)^2 (4.046) + (601.4)^2 (0.01661) \right]$$
$$P_{T-N} = 2326 \text{ (watts)}$$

- ✓ De las pérdidas de Eddy para transformadores tipo seco se tiene que:

$$P_{CE-N} = (2326)(0.33) = 767 \text{ (watts)}$$

- ✓ Por la ecuación 5.58, las otras pérdidas por dispersión son:

$$P_{OSL-N} = 2326 - 767 = 1559 \text{ (watts)}$$

Donde tenemos que los datos de las pérdidas las podemos tabular de la manera siguiente:

- **Sin carga: 5100 (watts)**
- **I²R: 19615 (watts)**
- **Pérdidas de Eddy y otras por dispersión: 2326 (watts)**
- **Pérdidas totales: 27041 (watts)**

Y las elevaciones de la temperatura asumida sobre la temperatura ambiente como:

- **Elevación promedio en Bajo Voltaje y Alto Voltaje: 55 (°C)**
- **Elevación máxima del aceite: 55 (°C)**
- **Elevación del punto caliente del conductor: 65 (°C)**

En donde la distribución armónica fue determinada a una carga la cual fue aproximadamente el 75 % de la magnitud de la corriente fundamental. La distribución, normalizada a la fundamental; fue proporcionada como sigue:

Tabla XX. Distribución armónica para el ejemplo de transformadores inmersos en aceite, considerando los datos de reporte de pruebas certificados

h	I_h / I_1	H	I_h / I_1
1	1	11	0.0712
3	0.453	13	0.0512
5	0.267	15	0.0425
7	0.186	17	0.0402
9	0.0915	19	0.0387

Para determinar los factores por pérdidas armónicas para corrientes de Eddy y otras pérdidas por dispersión se tiene la tabla XXI:

Tabla XXI. Tabulación armónica para el ejemplo de los transformadores inmersos en aceite, considerando los datos de reporte de pruebas certificados

h	I_h / I_1	$[I_h / I_1]^2$	h^2	$[I_h / I_1]^2 * h^2$	$h^{0.8}$	$[I_h / I_1]^2 * h^{0.8}$
1	1	1	1	1	1	1
3	0.453	0.205209	9	1.846881	2.408225	0.494189
5	0.267	0.071289	25	1.782225	3.623898	0.258344
7	0.186	0.034596	49	1.695204	4.743276	0.164098
9	0.0915	0.008372	81	0.678152	5.799546	0.048555
11	0.0712	0.005069	121	0.613402	6.809483	0.034520
13	0.0512	0.002621	169	0.443023	7.783137	0.020403
15	0.0425	0.001806	225	0.406406	8.727161	0.015763
17	0.0402	0.001616	289	0.467036	9.646264	0.015589
19	0.0387	0.001498	361	0.540666	10.54394	0.015792
SUMA	-----	1.332077	-----	9.472996	-----	2.067254

Donde la sumatoria de la tercera columna resulta en el valor rms de la corriente en por unidad igual a 1.15. Y la sumatoria de la quinta columna resulta en un factor de pérdidas armónicas por corrientes de Eddy de 7.11 y la sumatoria de la séptima columna resulta en un valor de 1.55 para otras pérdidas por dispersión. De la división de las pérdidas por corrientes de Eddy se tiene:

- **Pérdidas por corrientes de Eddy: 767 (watts)**
- **Otras pérdidas por dispersión : 1559 (watts)**
- **Pérdidas por dispersión totales: 2326 (watts)**

Para determinar la elevación máxima del aceite, las pérdidas totales deben de ser corregidas para mostrar la corriente rms más baja debajo de la corriente nominal y también los efectos de la distribución armónica.

La corriente rms corregida para el 75 % de la carga resulta en el factor siguiente para determinar las pérdidas a las condiciones de carga especificadas.

$$P_{T(pu)} = (1.15 * 0.75)^2 = 0.744 \text{ pu}$$

En base a la ecuación 5.53 desarrollamos la tabla XXII:

Tabla XXII. Tabulación de las pérdidas totales para transformadores inmersos en aceite

Tipos de Pérdidas	Pérdidas Nominales (watts)	Pérdidas de la carga (huata)	Factor de Multiplicación armónico	Pérdidas corregidas
Sin Carga	5100	5100		5100
I ² R	19615	14592		14592
De Eddy en Devanados	767	571	7.11	4060
Otras pérdidas por dispersión	1559	1160	1.55	1798
Pérdidas totales	27041	21423		25550

La elevación máxima del aceite puede ser ahora calculada por la ecuación 5.52

$$\Delta\theta_{A-N} = 55 * \left(\frac{25550 + 5100}{27041} \right)^{0.8} = 60.80 (^{\circ}\text{C})$$

Y las pérdidas en el devanado de bajo voltaje son calculadas de la manera siguiente:

$$I_{2-N}^2 * R = 1.5 * 601.4^2 * 0.01661 = 9011 \text{ (watts)}$$

Donde las pérdidas bajo las condiciones de carga especificada son (para un 75 %):

$$I_{2-N}^2 * R = 9011 * (1.15 * 0.75)^2 = 6704 \text{ (watts)}$$

Como las corrientes son menores que 1000 (A), se asume que el 60 % de las pérdidas por corrientes de Eddy en el devanado se encuentran en el embobinado de bajo voltaje. Las pérdidas por corrientes de Eddy máximas en la región del punto caliente se asume que son cuatro veces las pérdidas por Eddy promedio. La elevación del punto caliente del conductor por encima de la temperatura máxima del aceite puede ser calculada utilizando la ecuación 5.54 como se muestra a continuación:

$$\Delta\theta_{C-N} = (65 - 55) * \left(\frac{67044 + 406082.4}{9011 + 767 * 2.4} \right)^{0.8} = 13.9 \text{ (}^\circ\text{C)}$$

En donde la elevación de la temperatura del punto caliente del conductor por encima de la temperatura ambiente resulta ser:

$$60.80 \text{ }^\circ\text{C} - 13.9 \text{ }^\circ\text{C} = 74.7 \text{ }^\circ\text{C}$$

Se observa que excede el límite de la temperatura del punto caliente.

5.7.7 Ejemplos de cálculo del factor K partiendo del método utilizado por la Federal Pacific Company

Ejemplo No. 1. Calcular el factor K para varias cargas No-Lineales mostradas a continuación:

Donde:

$$I_{LK-KVA} + (\text{Carga total en KVA}) * I_{LK}(\text{para cada carga})$$

Tabla XXIII. Tabulación para cargas No-lineales para el factor K del ejemplo de la Federal Pacific Company

Tipo de carga	Capacidad (KVA)	Índice I_{LK} (Adim.)	Índice I_{LK-KVA}
Alumbrado d descarga	7.0	25.82	180.74
Receptáculo de circ.	2.0	123.54	247.08
Computadora Central	5.0	80.94	404.70
Motor c/control estado sólido	0.5	80.94	40.47
Motor s/control estado sólido	1.5	0.0	0.0
TOTALES:	16.0		872.99

Y como:

$$I_{LKPROM} = \frac{I_{LK-KVA(TOT)}}{KVA_{tot}}$$

Entonces:

$$I_{LKPROM} = \frac{872.99[KVA]}{16.0[KVA]_{TOT}} = 54.56$$

De la tabla IX 2(b) observamos que el factor K cercano más grande o igual para el I_{LKPROM} de 54.56 es K-13 con una I_{LK} de 57.74.

Ejemplo No.2. Calcular la capacidad adicional de una carga K-30 que puede ser manejada por un transformador de K-13 de 25(KVA) con 9(KVA) de capacidad disponible.

- a. Primero se determina la capacidad disponible I_{LK_KVA} para el factor K-13, usando el I_{LK} que corresponde al valor del factor K de la tabla 5.4 (a).

$$I_{LK_KVA}(\text{dis.}) = KVA(\text{disk.}) * I_{LK}$$

$$I_{LK_KVA}(\text{dis.}) = 9(\text{KVA}) * 57.74 = 519.66 (\text{KVA})$$

- b. Segundo, dividir I_{LK_KVA} disponible por el índice del valor K de la carga para la carga a ser alimentada donde el I_{LK} para una carga con K-30 es:

$$I_{LK} = 123.54$$

Por lo tanto:

$$KVA_{(\text{Adicional-Maximo})} = \frac{I_{LK_KVA}}{I_{LK(\text{NUEVA} > \text{CARGA} _ K-30)}} = \frac{519.66}{123.54} = 4.2 (\text{KVA})$$

- c. Como resultado tenemos que una carga de 4.2 (KVA) podría ser adicionada a este transformador.

6. EVALUACIÓN DE LAS PÉRDIDAS DEBIDAS A CARGAS NO-SINUSOIDALES

El objetivo de capítulo es el de dar a conocer las penalizaciones que existen en Guatemala debidas a la Distorsión Armónica, Factor de Potencia, al Flicker del voltaje tanto para el distribuidor como para el usuario, basándonos en las norma Normas Técnicas Del Servicio de Distribución – NTSD- Resolución CNEEN No. –09-99. Guatemala, 7 de abril de 1999.

6.1 Normas Técnicas del Servicio de Distribución

6.1.1 Distorsión Armónica de la Tensión Generada por el Distribuidor.

Artículo 31. Índice de Calidad de la Distorsión Armónica de la Tensión. El índice está dado por la Distorsión Armónica de la Tensión, expresado como un porcentaje, y se calcula utilizando las fórmulas indicadas a continuación:

$$DATT (\%) = \left(\sqrt{\frac{\sum Vi^2}{V1^2}} \right) \times 100$$

$$DAIT (\%) = (Vi / V1)$$

En donde:

DATT: Distorsión Armónica Total de Tensión.

DAIT: Distorsión Armónica Individual de Tensión.

Vi : Componente de tensión de la armónica de orden i.

V1: Componente de tensión de la frecuencia fundamental (60 Hz).

Artículo 32. Tolerancias para la Distorsión Armónica de Tensión. Se considera que la energía eléctrica es de mala calidad cuando, en un lapso de tiempo mayor al cinco por ciento del correspondiente al Período de Medición, las mediciones muestran que la Distorsión Armónica de Tensión ha excedido el rango de tolerancias establecidas.

Una medición de Distorsión Armónica de Tensión es considerada fuera de las tolerancias establecidas, si se excede el valor de la Distorsión Armónica Individual o el valor de la Distorsión Armónica Total. Para propósitos de evaluación de estas Normas se considerará, inclusive, hasta la armónica de orden 40.

Tabla XXIV. Tolerancias para la Distorsión Armónica de Tensión

ORDEN DE LA ARMÓNICA (n)	DISTORSIÓN ARMONICA INDIVIDUAL DE TENSION, DAIT [%]	
	BAJA Y MEDIA TENSION $V \leq 60$ kV	ALTA TENSION $60 \text{ kV} < V \leq 230$ kV
IMPARES NO MULTIPLOS DE 3		
5	6.0	2.0
7	5.0	2.0
11	3.5	1.5
13	3.0	1.5
17	2.0	1.0
19	1.5	1.0
23	1.5	0.7
25	1.5	0.7
> 25	$0.2 + 1.3^{*}25/n$	$0.1 + 0.6^{*}25/n$
IMPARES MULTIPLOS DE 3		
3	5.0	2.0
9	1.5	1.0
15	0.3	0.3
21	0.2	0.2
> 21	0.2	0.2
PARES		
2	2.0	2.0
4	1.0	1.0
6	0.5	0.5
8	0.5	0.4
10	0.5	0.4
12	0.2	0.2
> 12	0.2	0.2
DISTORSION ARMONICA TOTAL DE TENSION, DATT, EN %	8	3

Artículo 33. Control para la Distorsión Armónica de la Tensión. El control se realiza a través de cuatro mediciones mensuales, realizadas en los bornes de Baja Tensión de los transformadores Media/Baja Tensión. Los puntos deberán ser propuestos a la Comisión, tres meses antes de realizarse la medición, y la Comisión podrá modificar los puntos si lo considera conveniente. De acuerdo con la Norma IEC 1000-4-7, deberán ser tomadas mediciones de la Distorsión Armónica Total de Tensión y de la Distorsión Armónica Individual de Tensión.

La medición de armónicas comenzará a partir del inicio de la Etapa de Transición. De los resultados obtenidos durante los dos primeros años de medición, se determinará si es necesario alguna modificación para evaluar la Distorsión Armónica en la Tensión.

Artículo 34. Indemnización por Distorsión Armónica de la Tensión. Los Distribuidores deberán Indemnizar a sus Usuarios por aquellos servicios en los que se compruebe que las condiciones de Distorsión Armónica han excedido las tolerancias establecidas en el Artículo 32 de estas Normas y se mantendrá hasta que se compruebe, en forma fehaciente, que el problema ha sido resuelto.

La Indemnización esta basada en función de las desviaciones por encima de las tolerancias establecidas para los índices o indicadores DAIT y DATT, y la energía suministrada en esas condiciones.

Se define como (DPAk) a la Distorsión Armónica encontrada en cada Intervalo de Medición k, por encima de las tolerancias establecidas, según la siguiente expresión:

$$DPAk(\%) = \text{Max} \left[0, \frac{DATT_{(k)} - DATT}{DATT} \right] + \frac{1}{3} \sum \text{Max} \left[0, \frac{DAIT_{i(k)} - DAIT_i}{DAIT_i} \right]$$

Donde:

DPAk: es la Distorsión Penalizable de Armónicas para cada Intervalo de Medición k.

DATT(k): es la Distorsión Armónica Total de Tensión, registrada en el Intervalo de Medición k .

DATT: es la tolerancia para la Distorsión Armónica Total de Tensión, establecida en el Artículo 32 de estas Normas.

DAITi(k): es la Distorsión Armónica Individual de Tensión i, registrada en el Intervalo de Medición k.

DAITi: es la tolerancia para la Distorsión Armónica Individual de Tensión i, establecida en el Artículo 32 de estas Normas.

En cada Intervalo de medición (k) registrado con energía suministrada en malas condiciones de calidad (intervalos con DPA mayor que cero), se utilizará el siguiente criterio para la valorización de la energía suministrada en condiciones inadecuadas (Q/kWh) para el cálculo de la Indemnización:

$$0 < DPAk \leq 1 \text{ CENS} * (DPAk)^2 \text{ Q/kWh}$$

$$1 < DPAk \text{ CENS} \quad \text{Q/kWh}$$

La Indemnización se determina como:

$$Indenización(Q) = \sum_{k:DPA_k \leq 1} CENS * (DPA_k)^2 * E_{(K)} + \sum_{K:DPA_k > 1} CENS * E_{(K)}$$

Donde:

E(k): Energía registrada en cada Intervalo de Medición k.

CENS: Costo de Energía no Suministrada (Q/kWh).

Artículo 35. Elegibilidad para la Indemnización por Distorsión Armónica en la Tensión. Solamente los Usuarios afectados conectados al punto de medición donde se excedan las tolerancias por Distorsión Armónica serán indemnizados, a excepción de aquellos que sean los que están generando los armónicos del problema y que superen las tolerancias establecidas en estas Normas.

6.1.2 Flicker generado por el distribuidor.

Artículo 36. Índice de Calidad de Flicker en la Tensión. El Flicker deberá ser medido por el índice de severidad de corto plazo Pst, definido por la Norma IEC 1000-3-7.

Artículo 37. Tolerancia para Flicker en la Tensión. El índice de tolerancia máxima para el Flicker está dado por:

$$Pst \leq 1.$$

Donde:

Pst: Índice de severidad de Flicker de corto plazo.

Se considera que la energía eléctrica es de mala calidad cuando en un lapso de tiempo mayor al cinco por ciento, del empleado en las mediciones en el Período de Medición, dichas mediciones muestran que el Flicker ha excedido el rango de tolerancias establecidas.

Artículo 38. Control para el Flicker en la Tensión. El control se realizará a través de cuatro mediciones mensuales en los bornes de Baja Tensión de Transformadores Media/Baja Tensión. Los puntos deberán ser propuestos la Comisión, tres meses antes de realizarse la medición, y la Comisión podrá modificar los puntos si lo considera conveniente. Las mediciones deberán ser tomadas con un medidor de Flicker, de acuerdo con la Norma IEC 868.

La medición de Flicker comenzará a partir del inicio de la Etapa Transición. De los resultados obtenidos durante los dos primeros años de medición, se determinará si es necesaria alguna modificación para evaluar el Flicker en la Tensión.

Artículo 39. Indemnización por Flicker en la Tensión. Los Distribuidores deberán indemnizar a sus Usuarios por aquellos servicios en los que se compruebe que las mediciones de Flicker han excedido la tolerancia establecidas en el Artículo 37. La Indemnización esta basada en función de las desviaciones por encima de la tolerancia establecida para el índice o indicador de severidad, y la energía suministrada en esas condiciones.

Se define como Distorsión Penalizable de Flicker (DPFk) al valor de distorsión por fluctuaciones rápidas de tensión encontrado en cada Intervalo de Medición k, por encima de la tolerancia establecida, y se determina según la siguiente expresión:

$$DPF_k = \text{Max} \left[0, \frac{P_{ST}(k) - P_{ST}}{P_{ST}} \right]$$

Donde:

DPFk: es la Distorsión Penalizable de Flicker para cada Intervalo de Medición k.

Pst(k): es el índice de severidad de Flicker de corto plazo, registrado en el Intervalo de Medición k.

Pst: es la tolerancia establecida para el índice de severidad de corto plazo.

En el caso anterior, en cada intervalo (k) registrado con energía suministrada en malas condiciones de calidad (intervalos con DPF mayor que cero), se utilizará el siguiente criterio para la valorización de la energía suministrada en condiciones inadecuadas (Q/kWh) para el cálculo de la Indemnización:

$0 < DPF_k \leq 1$	$CENS * (DPF_k)^2$	[Q/kWh]
$1 < DPF_k$	CENS	[Q/kWh]

La Indemnización se calcula según la siguiente expresión:

$$\text{Indemnización}(Q) = \sum_{k: DPF_k \leq 1} CENS * (DPF_k)^2 * E_{(k)} + \sum_{k: DPF_k > 1} CENS * E_{(k)}$$

La Indemnización deberá ser pagada por Los Distribuidores a los Usuarios afectados por el Flicker, una vez que se haya detectado el disturbio, y hasta que el mismo haya sido resuelto.

Artículo 40. Elegibilidad para la Indemnización por Flicker en la Tensión. Solamente los Usuarios afectados conectados al punto de medición donde se exceda la tolerancia de Flicker, serán indemnizados, a excepción de aquellos que sean los que están generando el Flicker y superen las tolerancias establecidas en estas Normas.

6.1.3 Distorsión armónica de la tensión generada por el usuario.

Artículo 41. Índice de Calidad de la Distorsión Armónica de la Corriente de Carga. El índice está dado por la Distorsión Armónica de la Corriente de Carga medida en el punto de conexión.

Para tensiones mayores de 1 kV y potencias de carga mayores de 10 kW, se utiliza:

$$\text{DATI} = \left(\sqrt{\frac{\sum I_i^2}{I_{12}}} \right) \times 100$$

$$\text{DAII} = (I_i / I_1) \times 100$$

En donde:

DATI: Distorsión Armónica Total de Corriente.

DAII: Distorsión Armónica Individual de Corriente.

I_i : Componente de la intensidad de corriente de la armónica orden i .

I_1 : Componente de la intensidad de corriente de la frecuencia fundamental (60 Hz).

Para tensiones menores de 1 kV y potencias de carga menores de 10 kW, se utiliza:

$$\Delta I_i = (I_i \text{ carga} - I_i \text{ límite})$$

Donde:

I_i límite: límite de tolerancia establecida para la intensidad armónica.

Artículo 42. Tolerancias para la Distorsión Armónica de la Corriente de Carga. La distorsión armónica de tensión producida por una fuente de corriente armónica dependerá de la potencia del Usuario, del nivel de tensión al cual se encuentra conectado, y del orden de la armónica, por lo que en la Tabla siguiente se establecen las tolerancias de corrientes armónicas individuales para distintos niveles de tensión, potencia máxima demandada y orden de armónica.

Tabla XXV. Tolerancias para la Distorsión Armónica de Corriente de Carga

ORDEN DE LA ARMÓNICA (n)	P ≤ 10 kW V ≤ 1kV	P > 10Kw 1kV < V ≤ 60kV	P > 50kW v > 60kV
	INTENSIDAD ARMONICA MAXIMA (AMP)	DISTORSION ARMONICA INDIVIDUAL DE CORRIENTE DAII, EN %	
IMPARES NO MULTIPLOS DE 3			
5	2.28	12.0	6.0
7	1.54	8.5	5.1
11	0.66	4.3	2.9
13	0.42	3.0	2.2
17	0.26	2.7	1.8
19	0.24	1.9	1.7
23	0.20	1.6	1.1
25	0.18	1.6	1.1
> 25	4.5/n	0.2 + 0.8*25/n	0.4
IMPARES MULTIPLOS DE 3			
3	4.60	16.6	7.5
9	0.80	2.2	2.2
15	0.30	0.6	0.8
21	0.21	0.4	0.4
> 21	4.5/n	0.3	0.4
PARES			
2	2.16	10.0	10.0
4	0.86	2.5	3.8
6	0.60	1.0	1.5
8	0.46	0.8	0.5
10	0.37	0.8	0.5
12	0.31	0.4	0.5
> 12	3.68/n	0.3	0.5
DISTORSION ARMONICA TOTAL DE CORRIENTE DATI, EN %	--	20	12

Se considerará que la energía eléctrica es de mala calidad cuando en un lapso de tiempo mayor al cinco por ciento, del empleado en las mediciones en el Período de Medición, dichas mediciones muestran que la Distorsión Armónica de la Corriente de Carga ha excedido el rango de tolerancias establecidas.

Artículo 43. Control para la Distorsión Armónica de la Corriente de Carga. El control de la generación de armónicas por los Usuarios será responsabilidad de los Distribuidores, así como también el desarrollo de las acciones necesarias para que se dé solución al problema, realizando mediciones en los puntos que considere necesarios.

Las mediciones deberán ser realizadas de acuerdo con la Norma IEC 1000-4-7 registrando la Distorsión Armónica Total Corriente de Carga conjuntamente con la Distorsión Armónica Individual de Corriente de Carga, así como de la corriente de carga. En aquellos casos donde se decida realizar mediciones sin carga o carga mínima, para referencia, deberán ser tomadas por cinco horas.

La medición de la Distorsión Armónica comenzará a partir del inicio de la Etapa de Transición. De los resultados obtenidos durante los dos primeros años de medición, se determinará si es necesaria alguna modificación para medir la Distorsión Armónica en la Corriente. Podrán utilizarse los mismos puntos donde se mida la Distorsión Armónica de Tensión.

Artículo 44. Indemnización por Distorsión Armónica de la Corriente de Carga. En los casos en que los Distribuidores verifiquen que alguno de sus Usuarios ha excedido las tolerancias establecidas en el Artículo 42 de estas Normas para la Distorsión Armónica de la Corriente de Carga, el Usuario deberá pagar al Distribuidor una Indemnización determinada en función a la Distorsión Penalizable Individual de Armónicas.

Se define como Distorsión Penalizable Individual de Armónicas (DPIAk) a la Distorsión Armónica de la Corriente de Carga, registrada en cada Intervalo de Medición k, que supere las tolerancias establecidas, según la siguiente expresión:

$$DPIAk(\%) = \text{Max} \left[0, \frac{DATI_{(k)} - DATI}{DATI} \right] + \frac{1}{3} \sum \text{Max} \left[0, \frac{DAII_{i(k)} - DAII_i}{DAII_i} \right]$$

Donde:

DPIAk: es la Distorsión Penalizable Individual de Armónicas para cada Intervalo de Medición k.

DATI(k): es la Distorsión Armónica Total de la Corriente de Carga, registrada en el intervalo de medición k, referida a la potencia Contratada por el Usuario.

DATI: es la tolerancia para la Distorsión Armónica Total de la Corriente de Carga.

DAIIi(k): es la Distorsión Armónica Individual de Corriente de Carga i, registrada en el Intervalo de Medición k, que inyecta el Usuario en la red. Las corrientes y las distorsiones medidas deben ser expresados en valores absolutos de corrientes o en valores porcentuales con respecto a la intensidad de carga correspondiente con la potencia contratada por el Usuario, según corresponda.

DAIIi: es la tolerancia para Distorsión Armónica Individual de la Corriente de Carga i.

En el caso anterior, en cada intervalo (k) en donde se verifique un valor de DPIA mayor que cero, se utilizará el siguiente criterio para la valorización de la energía consumida en condiciones inadecuadas (Q/kWh) para el cálculo de la Indemnización:

$0 < \text{DPIA}_k \leq 1$	$\text{CENS} * \text{DPIA}_k^2$	Q/kWh
$1 < \text{DPIA}_k$	CENS	Q/kWh

La Indemnización se determina como:

$$\text{Indemnización}(Q) = \sum_{k:\text{DPIA } k \leq 1} \text{CENS} * (\text{DPIA}_k)^2 * E_{(k)} + \sum_{k:\text{DPIA } k > 1} \text{CENS} * E_{(k)}$$

6.1.4 Flicker generado por el usuario.

Artículo 45. Índice de Flicker Generado por el Usuario. El índice de Flicker generado por el Usuario se determina por el Índice de severidad de Flicker de corto plazo (Pst) medido sobre la impedancia de referencia fijada por la Norma IEC 1000-3-3.

Artículo 46. Tolerancias para el Flicker generado por el Usuario.

Tabla XXVI. Tolerancias para el Flicker generado por el Usuario

Carga (SI) kW	Pst
Tensión: (≤ 1 kV)	
$SI \leq 20$	1.00
$20 < SI \leq 30$	1.26
$30 < SI \leq 50$	1.58
$SI > 50$	1.86
Tensión: ($1\text{kV} < V \leq 230$ kV)	
$SI / S_{cc} \leq 0.005$	0.37
$0.005 < SI / S_{cc} \leq 0.02$	0.58
$0.02 < SI / S_{cc} \leq 0.04$	0.74
$SI / S_{cc} > 0.04$	0.80

S_{cc}: Capacidad de corto circuito del sistema en el punto de medición del Flicker [kVA]

Se considera que la energía eléctrica es de mala calidad cuando en un lapso de tiempo mayor al cinco por ciento, del empleado en las mediciones en el Período de Medición, dichas mediciones muestran que el Flicker ha excedido el rango de tolerancias establecidas.

Artículo 47. Control para el Flicker Generado por el Usuario. El control del Flicker generado por los Usuarios será responsabilidad de los Distribuidores, así como también el desarrollo de las acciones necesarias para que se dé solución al problema, realizando mediciones en los puntos que considere necesarios.

Las mediciones deberán realizarse usando un medidor de Flicker, según establece la norma IEC 868. Para cargas de baja tensión, la medición debe ser hecha sobre una impedancia de referencia fijada por la Norma IEC 1000-3-3 con las siguientes características:

$$Z_{ph} = 0.24 + j0.15 \text{ ohms}$$

$$Z_n = 0.16 + j0.10 \text{ ohms}$$

La impedancia de referencia de neutro (Z_n) será utilizada solamente para aquellos Usuarios cuya alimentación es monofásica.

Para cargas en media tensión, las mediciones de Flicker deben ser realizadas sobre la impedancia de la red o sobre una impedancia que no cause que la tensión de estado estacionario caiga más del tres por ciento. Las mediciones sin carga o carga mínima, para referencia, deberán ser tomadas durante cinco horas.

La medición de Flicker comenzará a partir del inicio de la Etapa de Transición. De los resultados obtenidos durante los dos primeros años de medición, se determinará si es necesaria alguna modificación para evaluar el Flicker generado por el Usuario. Podrán utilizarse los mismos puntos donde se mida el Flicker en la Tensión.

Artículo 48. Indemnización por Flicker Generado por el Usuario.

En los casos en que los Distribuidores verifiquen que alguno de sus Usuarios ha excedido las tolerancias de Flicker establecidas en el Artículo 46 de estas Normas, el usuario deberá pagar al distribuidor una indemnización en función a la distorsión penalizable individual de Flicker.

Se define como Distorsión Penalizable Individual de Flicker (DPIF_k) al valor de distorsión por fluctuaciones rápidas de tensión detectado en cada Intervalo de Medición k.

La Distorsión Penalizable Individual de Flicker, en el Intervalo de Medición k, se define como:

$$DPIF_k = \text{Max} \left[0, \frac{P_{stm}(k) - P_{sti}}{P_{sti}} \right]$$

Donde:

DPIF_k: es la Distorsión Penalizable Individual de Flicker, en el Intervalo de Medición k.

P_{stm}(k): es el índice de severidad de Flícker de corto plazo, registrado en el Intervalo de Medición k, según la carga del Usuario.

P_{sti}: es la tolerancia para el índice de severidad de Flicker de corto Plazo, según la carga del Usuario.

En el caso anterior, en cada Intervalo de Medición (k) registrado, donde se verifique un valor DPIFk mayor que cero, se utilizará el siguiente criterio para la valorización de la energía consumida en condiciones inadecuadas (Q/kWh) para el cálculo de la Indemnización:

$0 < \text{DPIF}_k \leq 1$	$\text{CENS} * (\text{DPIF}_k)^2$	Q/kWh
$1 < \text{DPIF}_k$	CENS	Q/kWh

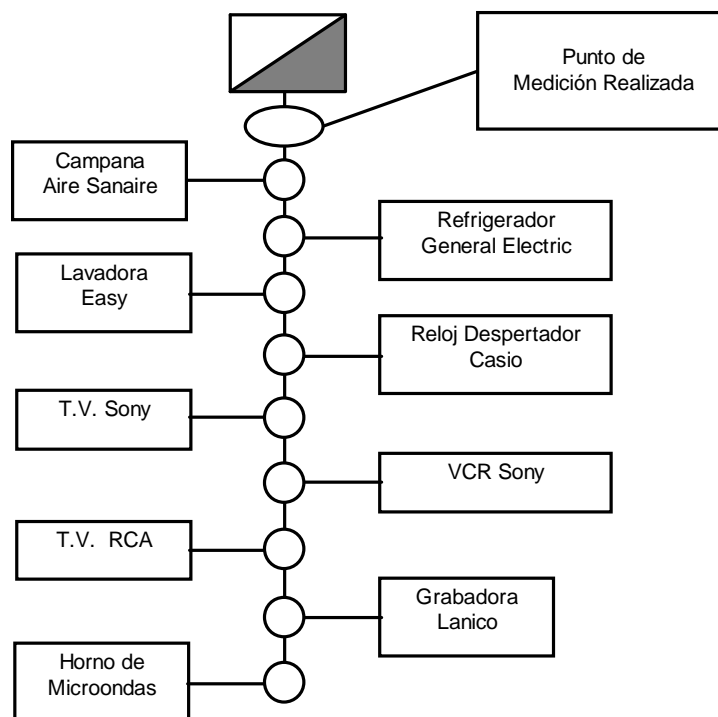
La Indemnización se determina como:

$$\text{Indemnización}(Q) = \sum_{k:\text{DPIF } k \leq 1} \text{CENS} * (\text{DPIF}_k)^2 * E_{(k)} + \sum_{k:\text{DPIF } k > 1} \text{CENS} * E_{(k)}$$

6.2 Pérdidas por armónicas en casas habitación

La figura 99 muestra un diagrama de varios equipos comunes que se encuentran en una casa habitación, estos equipos producen armónicas las cuales pueden producir errores en la medición así como pérdidas por transmisión.

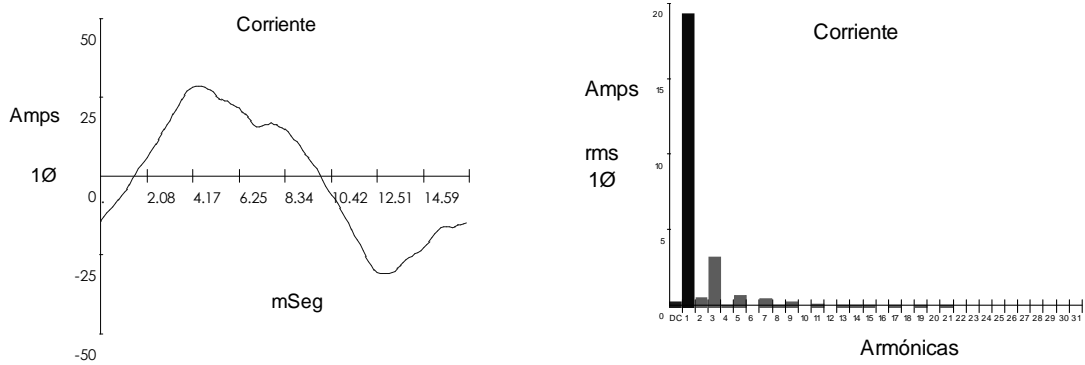
Figura 99. Diagrama unifilar de casa habitación



Fuente: Dr. Manuel Madrigal, **Análisis Armónico en Sistemas Eléctricos**. Pág. 69

La corriente medida total de la figura 99 esta dada en la figura100 y tablas XXVII y XXVIII.

Figura 100. Forma de onda de corriente armónica



Fuente: Dr. Manuel Madrigal, **Análisis Armónico en Sistemas Eléctricos**. Pág. 70

Tabla XXVII. Valores de corriente armónica para una casa de habitación.

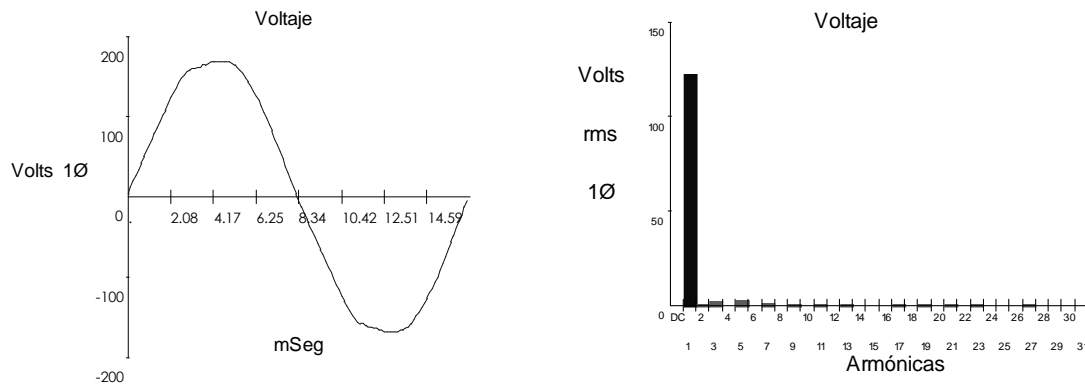
			Voltaje	Corriente
Frecuencia	59.96	RMS	122.31	19.57
KW (P)	2.09	Pico	167.80	30.47
KVA (S)	2.39	DC Offset	-0.07	-0.29
KVAR(Q)	1.06	Pico/Rms	1.37	1.56
KVAR(D)	0.46	THD Rms	2.84	17.30
Pico P(t)	5.33	THD Fund	2.84	17.57
Fase	27° (-)	HRMS	3.47	3.39
Total FP	0.87	Factor K		1.34
D FP	0.89			

Tabla XXVIII. Armónicas de la corriente para una casa de habitación.

Armónicas	I Mag	%I RMS	I Ø°
DC	0.29	1.50	0
1	19.28	98.54	-27
2	0.64	3.29	57
3	3.17	16.23	-170
4	0.09	0.48	-161
5	0.76	3.86	-53
6	0.04	0.19	14
7	0.43	2.20	-131
8	0.08	0.42	169
9	0.36	1.85	-15
10	0.01	0.06	-75
11	0.17	0.89	31
12	0.03	0.16	7
13	0.08	0.38	102

Y el voltaje de alimentación de esta casa habitación esta dado en la figura 101 y tabla XXIX.

Figura 101. Forma de onda del voltaje armónica.



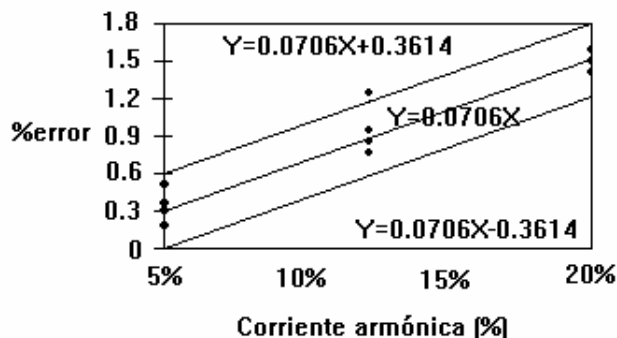
Fuente: Dr. Manuel Madrigal, **Análisis Armónico en Sistemas Eléctricos**. Pág. 71

Tabla XXIX. Armónicas del voltaje para una casa de habitación.

Armónicas	Frec.	V Mag	%V RMS	V Ø°
DC	0.00	0.07	0.06	0
1	59.96	122.28	99.98	0
2	119.92	0.16	0.13	-89
3	179.88	2.04	1.67	58
4	239.85	0.02	0.01	0
5	299.81	2.56	2.10	169
6	359.77	0.04	0.03	-180
7	419.73	0.98	0.80	53
8	479.69	0.02	0.01	-160
9	539.65	0.37	0.30	-127
10	599.62	0.02	0.01	-153
11	659.58	0.17	0.14	-136
12	719.54	0.02	0.01	172
13	779.50	0.28	0.23	42

Como se ha observado, las casas habitación contienen una contaminación armónica considerable, de esta manera estas armónicas viajarán a lo largo de los circuitos alimentadores, provocando pérdidas. Además de como estas casas habitación tienen wathhorímetros de inducción, entonces se tendrá un error adicional debido a la medición. Este error en la medición se puede calcular usando la figura 102, pues la distorsión en el voltaje es menor al 3%, donde para un *THD* igual al 17.57% en la corriente corresponde un error del 1.24% en la medición de la energía.

Figura 102. Error en los wathhorímetros de inducción debido a la distorsión de corriente.



Fuente: Dr. Manuel Madrigal, **Análisis Armónico en Sistemas Eléctricos**. Pág. 68

6.3 Pérdidas en los alimentadores (redes de distribución de baja tensión)

Debido a que los alimentadores son los que suministran la energía eléctrica a las cargas residenciales y comerciales, entonces estos alimentadores están expuestos a la propagación de las armónicas generadas por las cargas como se vio en el punto anterior. En este punto se tratará un circuito alimentador típico el cual alimenta a una gran cantidad de casas habitación las cuales tienen las características de la casa habitación anteriormente estudiada. Donde el objetivo de estudiar este alimentador es poder cuantificar las pérdidas debido a la transmisión como a las mediciones provocadas por las armónicas.

Los criterios para redes de distribución en baja tensión en México, debe considerar los siguientes puntos:

- La redes de baja tensión deben construirse con menor pérdidas, menos regulación, mejor continuidad y menores costos de operación y mantenimiento.
- Las pérdidas de potencia en demanda máxima no debe ser mayor a 2%.

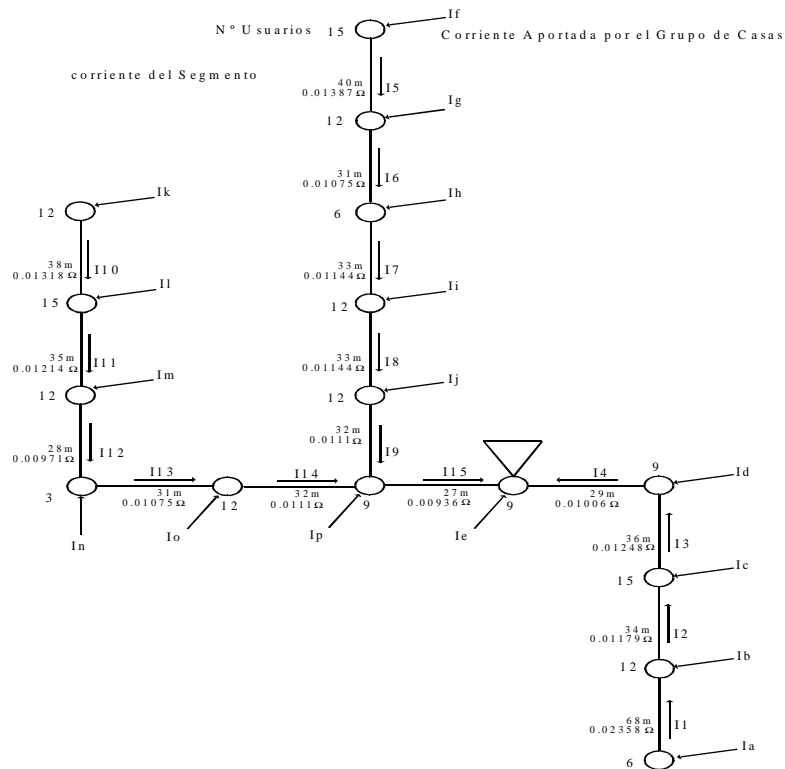
En la sección de procedimientos se encuentra:

- En la longitud de acometidas se utilizarán 35 metros en general y hasta 45 metros para nuevos fraccionamientos sin red secundaria, o para los postes donde termina la red secundaria de un transformador y cuando se utilicen postes de servicio.
- En calibres de conductor, se utiliza el aluminio 3/0 para conductores de fase y 1/0 para el conductor de neutro.

La norma MSE-05 de C.F.E. "Selección de Acometida, Alumbrado y Base de Enchufe en Servicio en Baja Tensión" el conductor para la acometida es un calibre 6 u 8 AWG de aluminio o cobre. Para este caso se toma el conductor de aluminio calibre 6 ya que ofrece una mayor vida promedio y es más resistente a esfuerzos mecánicos.

En la figura 103 se muestra como están distribuidas las casas que son alimentadas por un transformador de 112 KVA, se cuenta con 171 casas de servicio monofásico cuya potencia consumida es de 2.09 KWatts, *THD* de 17.53% y su corriente armónica se da en la tabla XXX.

Figura 103. Diagrama unifilar de las cargas.



Fuente: Dr. Manuel Madrigal, **Análisis Armónico en Sistemas Eléctricos**. Pág. 72

Tabla XXX. Tabla de corrientes más significativas para una casa habitación.

Corriente armónica	Magnitud de corriente en Amperes
1 ^a	19.28
3 ^a	3.17
5 ^a	0.76
7 ^a	0.43
9 ^a	0.36
11 ^a	0.17
13 ^a	0.08

El mismo diagrama unifilar cuenta con sus distancias interpostales que servirán para determinar la resistencia ohmica del conductor alimentador, se determinan las corrientes que se inyectan a cada bus o a cada poste al que están alimentadas, por la ley de corrientes de Kirchoff y siguiendo una trayectoria hacia el transformador se determinan la corriente que circula por cada uno de los segmentos.

Es importante mencionar que el conductor que esta conectado para el efecto de acometidas es el conductor calibre 6 de Aluminio, ya que es una instalación que se construyó hace poco tiempo, el conductor para la fase del alimentador es Aluminio calibre 3/0.

Ahora en base a todos los datos con los que se cuentan se pasa a calcular la resistencia del conductor en ohms por metro.

Conductor de aluminio calibre 6 para acometidas.

$$R_a = 356 \frac{\Omega}{Milla} * \frac{1}{\frac{1.609 Km}{1 Milla} * \frac{1000 Metros}{1 Km}} = 0.00221255 \frac{\Omega}{Metros}$$

Conductor de Aluminio calibre 3/0 para alimentador.

$$R_l = 0.556 \frac{\Omega}{Milla} * \frac{1}{\frac{1.609 Km}{1 Milla} * \frac{1000 Metros}{1 Km}} = 0.0003468 \frac{\Omega}{Metro}$$

Ahora ya que se cuenta con la resistencia en ohms por metro, se puede determinar la resistencia ohmica del conductor, la resistencia ohmica del conductor se determina multiplicando la resistencia por la longitud del conductor.

La corriente que aporta cada grupo de casas esta dado por (I_a, I_b, I_c, \dots) y se determina sumando la aportación de cada una de las casas conectadas a un bus común, y la corriente del segmento de la línea se determina sumando la del segmento anterior con la aportación de casas en ese bus.

Las pérdidas en conductor es influenciada por un factor de coincidencia F_C cuyos valores se presentan en la tabla XXXI., este factor es por lo general una cantidad menor o igual a la unidad y se obtiene como el recíproco del factor de diversidad F_D , que es el cociente de la suma de las demandas máximas individuales en las distintas partes del sistema DMI_k y la demanda máxima del sistema completo DMS .

$$F_D = \frac{\sum_{k=1}^n DMI_k}{DMS} \quad \text{por lo tanto} \quad F_C = \frac{DMS}{\sum_{k=1}^n DMI_k} \quad \text{para } k=1,2,3,4,5,,,\text{ (6.1)}$$

Para el análisis de este sistema es necesario el balancear las cargas en las tres fases que la alimentan, se necesita aplicar el factor de coincidencia para determinar las pérdidas tanto en las casas como en cada segmento de los conductores de fase.

Tabla XXXI. Factores de coincidencia para casa habitación

Número de Usuarios	F_C
1 a 4	1.00
5 a 9	0.78
10 a 14	0.63
15 a 19	0.53
20 a 24	0.49
25 a 29	0.46
30 a 34	0.44
35 a 39	0.42

En la ecuación (6.2) se determinan las pérdidas que se presentan en el conductor de fase o transmisión debido a la corriente de 60 Hz y a las corrientes armónicas:

$$P_F = (I_{Conductor} * N_{Usuarios}^o * FC)^2 * (0.0003468 \frac{\Omega}{Metro} * Distancia_{Metros}) * 3_{Fases} \quad \text{.....(6.2)}$$

En la ecuación (6.3) se determinan las pérdidas en los conductores de las acometidas debido a la corriente de 60 Hz y a las corrientes armónicas:

$$P_A = (I_{Conductor})^2 * (0.00221255 \frac{\Omega}{Metros} * Distancia_{Metros}) * (N_{Usuarios} * FC) * 3_{Fases} \dots(6.4)$$

Por ejemplo, la corriente que se inyecta, y que esta denominada por I_a , es $19.28_{Amperes} * 2_{Usuarios} * 3_{Fases} = 115.68$ Amperes de 60 Hz, por lo tanto la corriente en el segmento denominado I_1 es la misma, la suma de la corriente I_1 más la corriente que se inyecta en el nodo local I_b , dando una suma de corrientes que se nombra I_2 , y así sucesivamente hasta determinar todas las corrientes en los alimentadores y acometidas, de igual manera se desarrolla para visualizar la aportación de las corrientes armónicas que están presentes.

A continuación se muestran algunas corrientes calculadas, dichas corrientes son las más importantes, ya que son las que se encuentran más cerca del transformador y son la suma de todas las cargas a 60 Hz.

$$I_4 = 809.76 \text{ Amperes.}$$

$$I_9 = 1143.52 \text{ Amperes.}$$

$$I_{14} = 1041.12 \text{ Amperes.}$$

$$I_{15} = 1561.68 \text{ Amperes.}$$

Ahora para las corrientes armónicas se tiene la siguiente tabla XXXII.

Tabla XXXII. Tabla de corrientes significativas a diferentes armónicas.

Corriente (amps)	1ª	3ª	5ª	7ª	9ª	11ª	13ª
I_4	809.76	133.14	31.92	18.06	15.12	7.14	3.36
I_9	1098.96	63.23	43.32	24.51	20.52	9.69	4.56
I_{14}	1041.12	60.06	41.08	23.22	19.44	9.18	4.32
I_{15}	2140.08	120.29	84.36	47.73	39.96	18.87	8.88
I_e	520.56	85.59	20.52	11.61	9.72	4.59	2.16
I_{total}	3470.40	339.02	136.80	77.40	64.80	30.60	14.40

Por consiguiente la corriente total I_{total} es la suma de todas las corrientes que llegan al nodo del transformador más la corriente del bus local por lo tanto:

$$I_{total} = I_e + I_4 + I_{15} = 3470.40 \text{ Amperes de } 60 \text{ Hz}$$

La potencia de pérdidas en la acometida por el efecto de la carga conectada en él, se saca por la ecuación (5.5), por ejemplo las pérdidas por la corriente I_c a 60Hz es:

$$P_{Pé rdidas} = (19.28_{Amperes})^2 * (0.00221255 \frac{\Omega}{Metro} * 25_{Metros}) * (5_{Usuarios} * 0.78_{FC}) * 3_{Fases} = 240.5653$$

Watts.

Las pérdidas en cada segmento se determina de la misma manera pero por la ecuación (6.2), ahora se utiliza la resistencia del alimentador y la corriente que circula por él, por ejemplo las pérdidas en el segmento de I_4 a 60 Hz en donde la corriente ya es conocida:

$$P_{Pé rdidas} = (19.28_{Amperes} * 14_{Usuarios} * 0.63_{FC})^2 * (0.0003468 \frac{\Omega}{Metro} * 29_{Metros}) * 3_{Fases} = 872.4681$$

Watts

Ahora ya que se conoce la corriente en cada segmento y la resistencia ohmica se calcula de manera sencilla las pérdidas. La tabla XXXIII despliega una parte de estas pérdidas. Los valores que en esta tabla se muestran son la sumatoria de todas las pérdidas que se presentan en cada segmento y acometida del sistema, pero se separan dichos valores para su mejor comprensión.

Así pues para P_{I_4} , es la suma de las pérdidas aportadas por las mismas pérdidas individuales ($P_{I_a}+P_{I_1}+P_{I_b}+P_{I_2}+P_{I_c}+P_{I_3}+P_{I_d}+P_{I_4}$) de una parte del sistema, por lo tanto se debe de realizar el mismo procedimiento en todas las ramas del sistema, además de sumar las perdidas por efecto de acometidas (P_{I_e}) que se encuentran cercanas al transformador.

Tabla XXXIII. Pérdidas en los segmentos más cercanos al transformador.

Pérdidas (watts)	1 ^a	3 ^a	5 ^a	7 ^a	9 ^a	11 ^a	13 ^a
P_{I_4}	2729.993	73.8003	4.2405	1.3566	0.9453	0.2109	0.0462
P_{I_9}	4592.346	124.146	7.1244	2.2824	1.5996	0.3552	0.0777
P_{II_4}	4729.928	127.862	7.3479	2.3517	1.6473	0.3654	0.0765
P_{II_5}	10347.86	252.008	16.066	5.144	3.6044	0.800	0.1716
P_{I_e}	185.0502	5.0025	0.2874	0.0918	0.0645	0.0141	0.003
$P_{I_{total}}$	13262.91	330.811	20.594	6.5924	4.6142	1.025	0.2208

$$P_{TOTAL_{armónica}} = P_{I_{total}} = P_{I_e} + P_{I_4} + P_{I_{15}}$$

Ya que se cuenta con un total de 171 casas con las características mencionadas de carga y corriente, se tiene que la carga total instalada es:

$$P_c = (2.09 \text{ KWatts}) * (171 \text{ casas}) = 357.39 \text{ KWatts}$$

De esta manera se puede obtener lo siguiente.

Potencia de la carga.	357.39 KWatts.
Pérdidas a 60 Hz por Transmisión.	13.26 KWatts.
Pérdidas por medición debido a las armónicas. este caso	1.24% de la carga, para 4.42 KWatts.
Pérdidas por transmisión debido a las armónicas. a 60 Hz, para este caso	2.74 % de las pérdidas 363.85 Watts.

Lo anterior muestra que se hace necesario empezar a considerar a las armónicas para estudios de pérdidas, pues en las redes de alimentación no solamente se tienen casas habitación, sino que se tienen cargas que inyectan armónicas de mayor magnitud como son los centros comerciales, el alumbrado público y plantas industriales.

6.4 Factor de potencia

6.4.2 Penalización del factor de potencia

Artículo 49. Valor Mínimo para el Factor de Potencia. El valor mínimo admitido para el factor de potencia se discrimina de acuerdo a la potencia del Usuario, de la siguiente forma:

Usuarios con potencias de hasta 11 kW 0.85

Usuarios con potencias superiores a 11 kW 0.90

Artículo 50. Control para el Factor de Potencia. El control se realizará en el punto de medición o en la acometida del Usuario, en períodos mínimos de siete días, registrando datos de energía activa y reactiva. El factor de potencia se determinará, efectuando mediciones tanto en el período horario de punta como en el resto del día, de acuerdo a lo indicado a continuación:

$$F_{pot_p} = \frac{EnergActp}{\sqrt{(EnergActp^2 + Energ Re actp^2)}}$$

Donde:

Fpotp : Factor de Potencia para el período horario (p)

EnergActp : Energía activa registrada en el período de registro para el período horario (p)

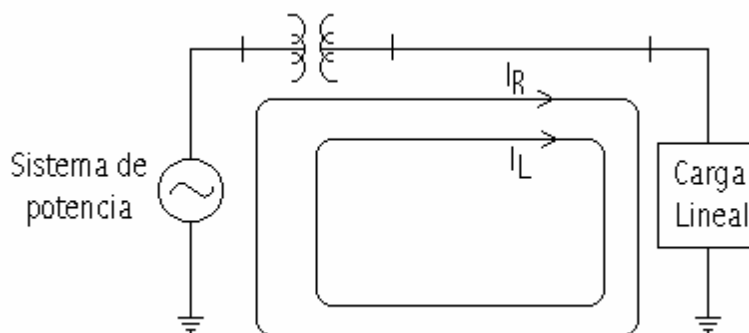
EnergReactp : Energía reactiva registrada en el período de registro para el período horario (p)

Artículo 51. Indemnización por bajo Factor de Potencia. Todo lo relativo a la Indemnización por bajo Factor de Potencia será incluido en el contrato entre el Distribuidor y el Usuario, considerando lo estipulado en los Pliegos Tarifarios fijados por la Comisión.

6.4.3 Corrección del factor de potencia en sistemas con armónicas

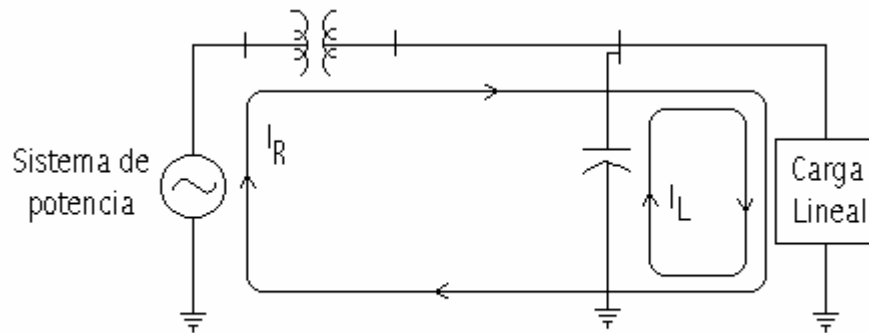
La corrección del factor de potencia se puede ilustrar mediante los siguientes esquemas, en la figura 104 se observa que el sistema esta entregando una corriente activa I_R y una corriente reactiva I_L la cual provoca un bajo factor de potencia. Prácticamente este efecto se observa en la facturación y en la medición de los KW y KVAR en el primario del transformador.

Figura 104. Sistema con bajo factor de potencia



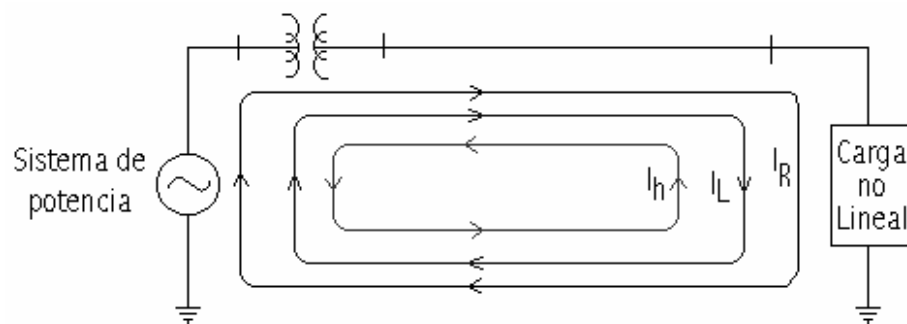
Para compensar este factor de potencia, basta con entregar la corriente reactiva de otro elemento en forma local, el cual puede ser de un banco de capacitores como se muestra en la figura 105.

Figura 105. Factor de potencia compensado con un banco de capacitores



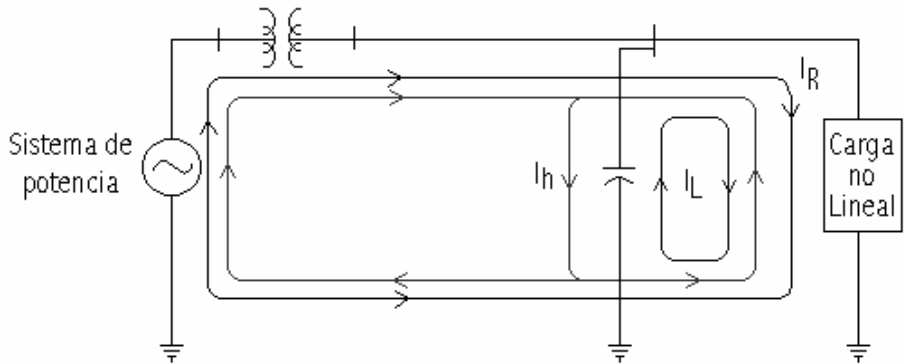
De esta manera se observa que el concepto de corregir el factor de potencia es simple. Pero que pasa cuando se tiene que la carga, además de las corrientes activas y reactivas que necesita para su operación, también es generador de una corriente armónica I_h , entonces esta pasando lo mostrado en la figura 106. Prácticamente se observaría un bajo factor de potencia en la facturación y también en los KW y KVAR medidos en el primario del transformador, pero la circulación de esta armónica no se conocería con estos aparatos.

Figura 106. Carga con bajo factor de potencia y circulación de corrientes armónicas



De esta manera lo primero que se tendría en este sistema es corregir el factor de potencia en la forma tradicional, como se muestra en la figura 107.

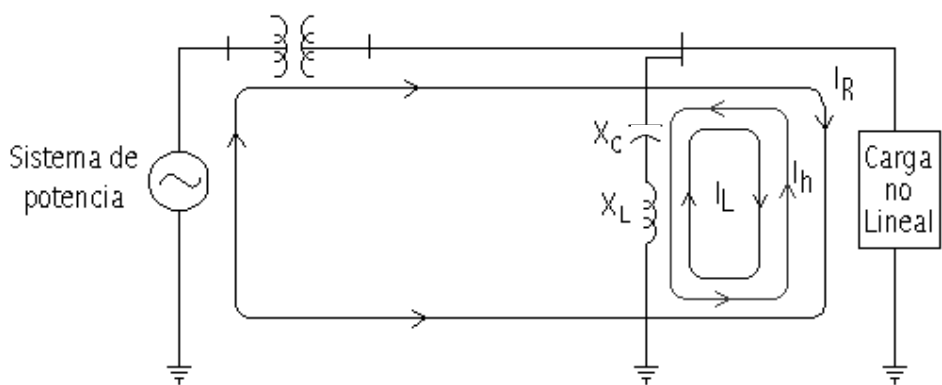
Figura 107. Efecto del capacitor en un sistema contaminado por armónicas



La figura 107 muestra que la corriente reactiva esta siendo suministrada en forma local a la carga por el capacitor, pero existe ahora la corriente armónica que ahora circula entre el sistema, el capacitor y la carga. La circulación de esta corriente provoca la excitación del circuito resonante sistema-capacitor, pudiendo llegar a destruir el banco.

Ahora se tiene que se hace necesario cambiar la trayectoria de esta corriente armónica, como se muestra en la figura 108, dando lugar a que el sistema solamente entrega la corriente activa, cumpliendo así con la corrección del factor de potencia y el control de armónicas.

Figura 108. Efecto de un filtro utilizado para compensar el factor de potencia



6.4.3.1. Consideraciones prácticas en la corrección del factor de potencia

Como se es sabido en todas las actividades de ingeniería, la teoría difiere un poco con la práctica, es por ello que la corrección del factor de potencia no se da tan simple como lo acabas de ver en el inciso anterior, ya que en ese se da la corrección sin considerar las implicaciones técnicas y practicas es por ello que a continuación analizaremos lo que ocurre en la vida real al momento de mejora el factor de potencia en un empresa, fabrica o industria.

Las consideraciones prácticas para la implementación de un filtro toman en cuenta los limitas para capacitores.

Tabla XXXIV. Límites para el capacitor

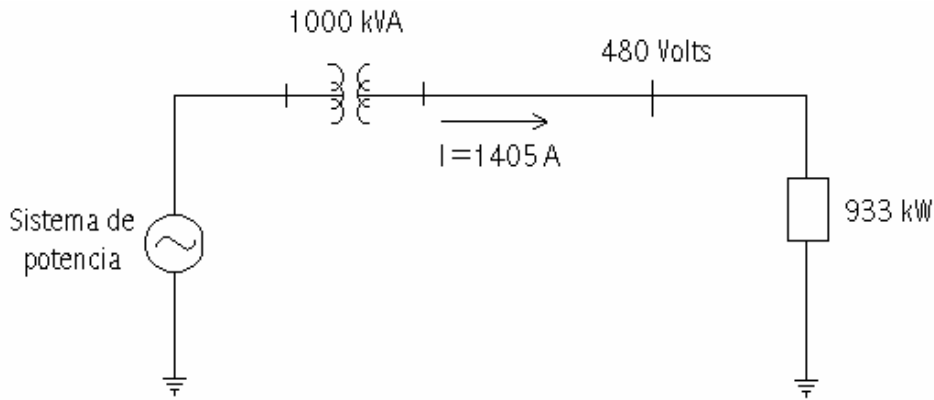
Valores incluyendo armónicas	LÍMITE en % del nominal
I_{RMS}	180
V_{RMS}	110
V_{PICO}	120
KVAr	135

La corrección de factor de potencia se hará mediante el siguiente ejemplo.

La fábrica de embazado de plástico (pachones) en la cual realice el estudio se ubica en la zona 8 de la ciudad capitalina, es una fábrica que se dedica a la elaboración de pachones que actualmente los esta regalando una empresa de Telefonía Móvil aquí en Guatemala. Y por razones administrativas de la empresa no puedo escribir su nombre ni su dirección exacta.

Esta empresa desea corregir el factor de potencia, en dicha empresa se tiene instalado un transformador de 1000 kVA con impedancia $Z=10\%$ y sirve una potencia de 933 kW, con una corriente de 1405 A a un voltaje de 480 Volts (ver figura 6.11). Como información adicional se tiene que la carga esta compuesta por, motores, equipo de refrigeración y rectificadores de 6 pulsos, dando lugar a una inyección de una corriente de 5ª armónica de magnitud igual al 30% de la corriente fundamental.

Figura 109. Esquema general del sistema eléctrico



Solución:

Para el esquema de la figura 109 se tiene que:

La potencia aparente entregada por el transformador es de:

$$S = \sqrt{3}VI = \sqrt{3}(0.480)(1.405) = 1168 \text{ kVA}$$

Entonces la potencia reactiva está dada por:

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} = \sqrt{(1168)^2 - (933)^2} = 702.82 \text{ kVAr}$$

Y el factor de potencia es:

$$fp = \frac{P}{S} = \frac{933}{1168} = 0.798$$

Se desea elevar el factor de potencia hasta un valor de 0.95 con el fin de poderle liberar carga al transformador ya que está entregando más carga de su capacidad nominal y además evitar cargos por penalización por bajo factor de potencia. Por lo tanto, la potencia de los capacitores debe ser de:

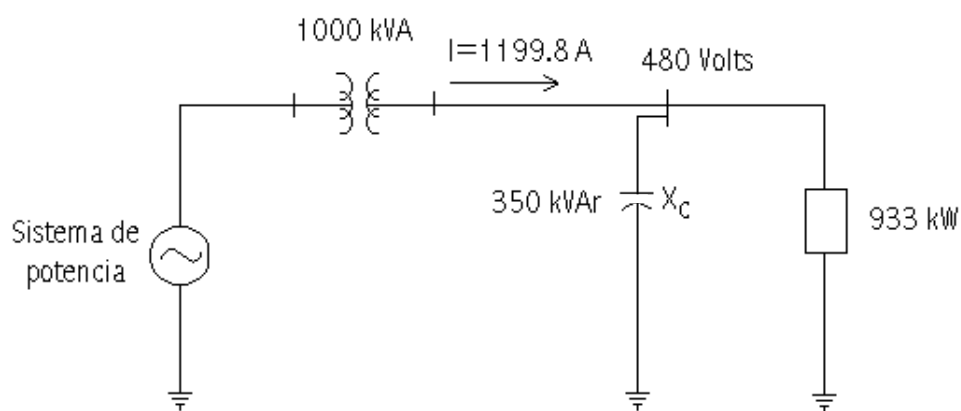
$$Q_C = P_{MED} (\text{tg } \theta_1 - \text{tg } \theta_2)$$

$$Q_C = 933(0.7552 - 0.32868) = 397.93 \text{ kVAr}$$

Se elige un valor de 350 kVAr debido a que es un tamaño de banco de capacitores comercial.

Después de instalar el banco de capacitores el sistema queda como se muestra en la figura 110.

Figura 110. Sistema eléctrico después de la instalación de los capacitores



Por lo tanto, la potencia reactiva tomada del transformador es de:

$$Q_L = 702.82 - 350 = 352.82 \text{ kVAr}$$

La potencia aparente entregada por el transformador es de:

$$S = \sqrt{933^2 + 352.82^2} = 997.5 \text{ kVA}$$

Y la corriente que entrega es de:

$$I = \frac{S}{\sqrt{3}V} = \frac{997.5 \text{ kVA}}{\sqrt{3}(0.48 \text{ kV})} = 1199.8 \text{ A}$$

Y el factor de potencia es de:

$$fp = \frac{933}{997.5} = 0.935$$

Analizando los resultados se encuentra que el factor de potencia nuevo es bonificable por la compañía suministradora de energía. Además también se reduce la sobrecarga en el transformador así como la corriente total en el circuito alimentador.

Pero como en esta caso se trata de una carga la cual genera armónicas, entonces es necesario hacer una serie de calculos antes de proceder a la adquisición del banco de capacitores.

Antes de hacer el cálculo del filtro para eliminar la 5ª armónica es necesario ver cual es la frecuencia de resonancia. Considerando que el sistema es robusto, entonces los MVAcc en el punto donde está conectado el capacitor depende solamente de la impedancia del transformador, esto es:

$$Z = \frac{Z\% \text{ kV}^2}{100 \text{ MVA}_f}$$

Y los MVAcc están dados por

$$\text{MVA}_{cc} = \frac{\text{kV}^2}{Z}$$

Entonces

$$\text{MVA}_{cc} = \frac{100 \text{ MVA}}{Z\%}$$

Que en éste caso se tiene:

$$\text{MVA}_{cc} = \frac{100(1)}{10} = 10 \text{ MVA}_{cc}$$

Ahora

$$h = \sqrt{\frac{\text{MVA}_{cc}}{\text{MVA} r_{CAP}}} = \sqrt{\frac{10}{0.35}} = 5.35$$

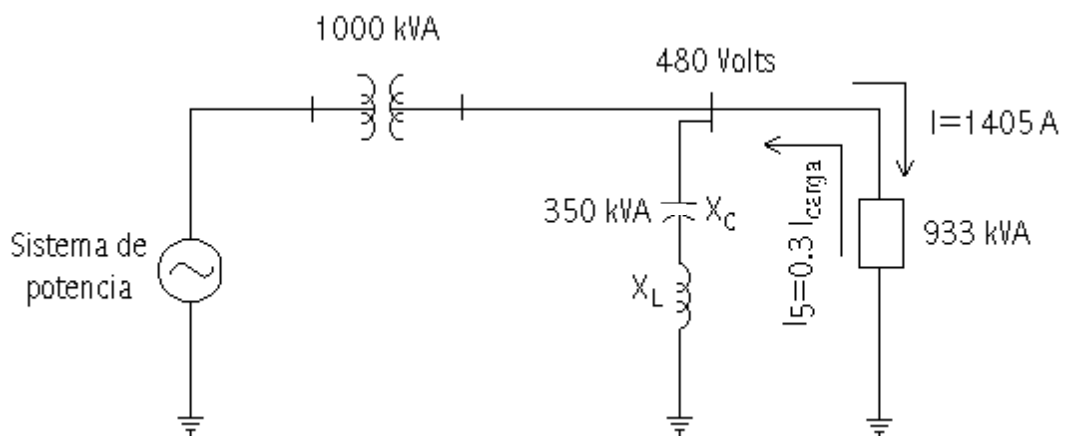
Y como la armónica es muy cercana a la 5ª que está en el sistema, entonces se hace necesario observar la relación SCR, esto es:

$$\frac{MVA_{cc}}{MW_{CARGA\ NO\ LINEAL}} = \frac{10}{0.993} = 10.72 < 20$$

Por tanto si se hace necesario el filtro de 5ª armónica. De lo contrario el banco de capacitores duraría no más de dos meses en operación.

De esta manera se tiene que hacer el cálculo del filtro como se muestra en la figura 111.

Figura 111. Esquema general del sistema eléctrico contaminado con 5ª armónica



Empezando por calcular la impedancia del banco se tiene:

$$X_c = \frac{kV^2}{MVA_r} = \frac{0.480^2}{0.35} = 0.6582 \Omega$$

Sintonizando el filtro a la 4.7ª armónica:

$$X_L = \frac{X_C}{h^2} = \frac{0.4608}{4.7^2} = 0.02980 \Omega$$

De esta manera los MVar's que entregará el filtro al sistema está dado por

$$MVar_f = \frac{kV^2}{X_C - X_L} = \frac{0.480^2}{(0.6582 - 0.02980)} = 366.6 \text{ kVar}$$

Esto muestra que el factor de potencia se mejorará aún más.

La corriente inicial en el banco de capacitores:

$$I_C = \frac{kVar}{\sqrt{3}kV} = \frac{350}{\sqrt{3}(0.480)} = 420.98 \text{ A}$$

La corriente en el filtro es:

$$I_F = \frac{kVar_f}{\sqrt{3}V_{bus}} = \frac{366.6}{\sqrt{3}(0.480)} = 440.95 \text{ A}$$

La corriente de 5ª armónica se obtiene como el 30% de la fundamental, esto es:

$$I_1 = \frac{kW}{\sqrt{3}kV} = \frac{933}{\sqrt{3}(0.48)} = 1122.22 \text{ A}$$

Entonces

$$I_5 = 30\% I_1 = 0.3(1122.22) = 336.67 \text{ A}$$

Por lo tanto, la corriente rms en el filtro es:

$$I_{RMS} = \sqrt{(336.67)^2 + (440.95)^2} = 554.74 \text{ A}$$

Y la corriente pico máxima que se puede presentar está dada por:

$$I_{PICO} = 336.67 + 440.95 = 777.62 \text{ A}$$

El voltaje en el capacitor es:

$$V_C = \sqrt{3}I_F X_C = \sqrt{3}(440.95)(0.6582) = 502.69 V$$

Y el voltaje armónico es:

$$V_{C_5} = \sqrt{3}I_5 \frac{X_C}{5} = \sqrt{3}(336.67) \left[\frac{0.6582}{5} \right] = 76.76 V$$

El voltaje rms es:

$$V_{CAP_{RMS}} = \sqrt{502.69^2 + 76.76^2} = 508.52 V$$

El voltaje pico en el capacitor está dado así;

$$V_{CAP_{PICO}} = 502.69 + 76.76 = 579.45 V$$

Ahora los kVAr que entrega al banco están dados por:

$$kVAr = \sqrt{3}VI = \sqrt{3}(508.52)(554.74) = 488.6 \text{ kVAr}$$

Los resultados se comparan con los límites standard para capacitores de la tabla XXXIV obteniéndose los resultados de la tabla XXXV.

Tabla XXXV. Resultados del filtro para el capacitor para un banco de capacitores de 350 kVA

	CÁLCULO (%)	LÍMITE (%)	EXCEDE LÍMITE
I _{RMS}	135.20	180	NO
V _{RMS}	106.1	110	NO
V _{PICO}	114.8	120	NO
kVAr	140	135	SI

Como el límite de sus kVAr se excedieron, entonces la opción es utilizar un banco más grande o dividir el banco en dos para hacer dos filtros. La opción más económica es utilizar un banco de 400 kVAr.

De ésta manera se repiten todos los cálculos,

$$h = \sqrt{\frac{10}{0.4}} = 5$$

Por tanto sigue teniendo problemas, entonces

$$X_C = \frac{0.480^2}{0.40} = 0.58 \Omega$$

$$X_L = \frac{0.58}{4.7^2} = 0.02608 \Omega$$

$$MVAr = \frac{0.48^2}{(0.58 - 0.02608)} = 415.94 \text{ kVAr}$$

$$I_C = \frac{400}{\sqrt{3}(0.480)} = 481.13 \text{ A}$$

$$I_F = \frac{415.94}{\sqrt{3}(0.480)} = 500.3 \text{ A}$$

$$I_{RMS} = \sqrt{(336.67)^2 + (500.3)^2} = 603.03 \text{ A}$$

$$I_{pico} = 336.67 + 500.3 = 836.97 \text{ A}$$

$$V_C = \sqrt{3}(500.3)(0.58) = 502.60 \text{ V}$$

$$V_{C_5} = \sqrt{3}(336.67)\left(\frac{0.58}{5}\right) = 67.64 \text{ V}$$

$$V_{cap_{RMS}} = \sqrt{502.6^2 + 67.4^2} = 507.13 \text{ V}$$

$$V_{cap_{PICO}} = 502.6 + 67.64 = 570.24 \text{ V}$$

$$kVAr_{CAP} = \sqrt{3}(603.03)(507.13) = 529.7 \text{ kVAr}$$

Ahora la nueva tabla XXXVI.

Tabla XXXVI. Resultados del filtro para el capacitor para un banco de capacitores de 400 kVA

	CÁLCULO (%)	LÍMITE (%)	EXCEDE LÍMITE
I _{RMS}	125	180	NO
V _{RMS}	106	110	NO
V _{PICO}	119	120	NO
kVAr	132	135	NO

De ésta manera el filtro quedará especificado con un banco de capacitores de 400 kVAr para 480 V. Un reactor de 26.08 mH a 60 Hz, para 480 V el cuál debe soportar una corriente de 5ª armónica de 336.67 amperes.

Como se puede observar ahora el filtro inyectará una potencia reactiva de 415.94 kVAr, esto significa corregir el factor de potencia.

La potencia que entrega el transformador es:

$$S = \sqrt{(933)^2 + (702.82 - 415.94)^2} = 976.11 \text{ kVA}$$

Por tanto el nuevo factor de potencia es:

$$f.p. = \frac{933}{976.11} = 0.96$$

Esto muestra que el factor de potencia se mejoró y además el banco de capacitores no tendrá problemas de resonancia por el hecho de formar parte de un filtro.

CONCLUSIONES

1. El método más conveniente para determinar que máxima corriente puede soportar nuestro transformador sin que este sufra un daño y su vida útil no disminuya será el del estándar del IEEE C57.110-1998, debido a que este se basa en los parámetros del transformador proporcionados por el fabricante o por los datos por el reporte de pruebas certificado de dicho transformador.
2. Los efectos de las armónicas en el sistema de potencia, las corrientes armónicas son el problema principal, ocasionando recalentamiento y pérdida de vida útil de los transformadores y motores. El impacto es peor cuando la resonancia de la red amplifica las corrientes armónicas, y pueden también interferir en la operación de relees y mediciones. Las fuentes más importantes de armónicas son las creadas por la nueva tecnología llamada ***Electrónica de Potencia***.
3. El método que se trabajó en el capítulo 5, define las pérdidas en función de las pérdidas por corrientes de Eddy en los devanados y otras pérdidas por dispersión en tanque, yugo y núcleo que son función de las corrientes armónicas de la carga.

4. Los parámetros para el cálculo de la disminución de la capacidad de placa de los transformadores tipo secos e inmersos son: el factor de pérdidas armónicas para corrientes de Eddy en el devanado, y el factor de pérdidas armónicas para otras pérdidas por dispersión; el primero es un factor de proporcionalidad aplicado a las pérdidas por corrientes de Eddy, que a su vez representa el calentamiento efectivo como resultado de las corrientes armónicas de la carga y el segundo generalmente es importante en las pérdidas de los transformadores tipo seco.

5. Es importante conocer el tipo de factor de carga (factor K) de los transformadores para poder saber que máxima corriente de contenido armónico pueden soportar y así poder escogerlo para una carga determinada. Los transformadores nuevos ya se están diseñando tomando en cuenta el nivel de distorsión armónica de la corriente de carga y del voltaje del sistema, información que es necesario determinar para que se proporcione en la especificación el factor K de la carga.

RECOMENDACIONES

1. Estamos conscientes que se seguirán incrementando las cargas no lineales y que mientras no se termine la vida útil de los muchos transformadores que las alimentan, se debe seguir de cerca su operación, supervisando principalmente el incremento en su temperatura para evitar que fallen antes de tiempo.
2. La experiencia he demostrado que los conductores de los devanados son los puntos más críticos para la determinación de una temperatura de operación aceptable, tal que es la meta el buscar una solución o un método para prevenir que las pérdidas en los conductores del devanado en condiciones armónicas no excedan las pérdidas bajo condiciones nominales.

BIBLIOGRAFÍA

1. Chapman, Stephen J, **Máquinas eléctricas**, 2da. Ed. Colombia: ..
Editorial McGraw-hill, 1998.
2. Hsu, Hwei P., **Análisis de Fourier**. Edit. Prentice Hall, 1998.
3. C. Heydt, S. Melioupulos, Apuntes del curso **Armónicas en sistemas eléctricos de potencia**. Santiago de Chile, 1990.
4. Dr. Madrigal Martínez, Manuel, Apuntes del curso **Análisis armónico en sistemas eléctricos**, Tecnológico de Morelia, México, 2005.
5. Cuevas Arteaga, Francisco, Apuntes del curso **Armónicas en los sistemas eléctricos**. Subestación Topilejo, México, 2004.
6. IEEE Std C57.12.00.1993. **Estándar IEEE Requisitos generales para Transformadores de Potencia, Distribución y Regulación Inmersos en Líquido**.
7. IEEE Std C57.12.01.1998. **Estándar IEEE Requisitos generales para Transformadores de Potencia, Tipo seco, incluyendo aquellos devanados tipo encapsulado de Resina**.
8. IEEE Std C57.110-1998. **Práctica recomendada para establecer la capacidad de un transformador cuando se encuentra alimentando corrientes de carga no-sinusoidal**.

9. Draft: **Guide for Aplying Harmonics Limited on Power System.** 4 de mayo de 1996.
10. ABB Power T&D Company Inc. **Tutorial sobre transformadores de distribución U.S.A.:**2001.
11. **Estudio completo de armónicos en conexión estrella- delta.**
Tecnológico de Monterrey.
12. INTECAP **Manual de trasformadores de potencia .**
13. <http://www.padmountransformer.com>. Fecha: 20/07/2005
14. <http://www.transformadorelectrico.com>. Fecha: 15/10/2005
15. <http://www.distributiontransformer.com>. Fecha: 22/01/2006
16. <http://www.drytransformers.com>: Fecha: 09/02/2006
17. <http://www.transformadores.com>. Fecha 19/02/2006

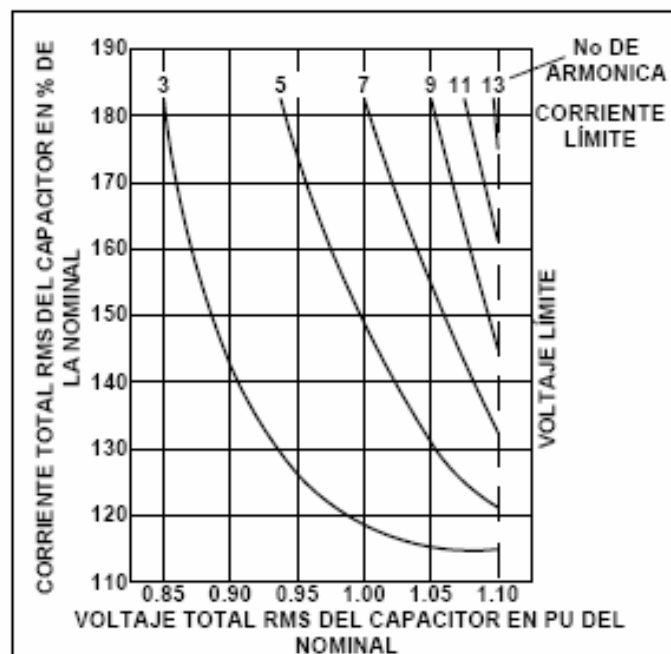
APÉNDICE 1. VALORES DE FACTORES DE INFLUENCIA TELEFÓNICA Y LÍMITES DE TOLERANCIA DE VOLTAJES Y CORRIENTES ARMÓNICAS EN EL CAPACITOR.

Tabla XXXVII. Valores de TIF a diferentes frecuencias

<u>Frec.</u>	<u>TIF</u>	<u>Frec.</u>	<u>TIF</u>	<u>Frec.</u>	<u>TIF</u>	<u>Frec.</u>	<u>TIF</u>
60	0.5	1020	5100	1860	7820	3000	9670
180	30	1080	5400	1980	8330	3180	8740
300	225	1140	5630	2100	8830	3300	8090
360	400	1260	6050	2160	9080	3540	6730
420	650	1380	6370	2220	9330	3660	6130
540	1320	1440	6650	2340	9840	3900	4400
660	2260	1500	6680	2460	10340	4020	3700
720	3360	1620	6970	2580	10600	4260	2750
780	4350	1740	7320	2820	10210	4380	2190
900	5000	1800	7570	2940	9820	5000	840
1000							

Fuente: IEEE Std-519

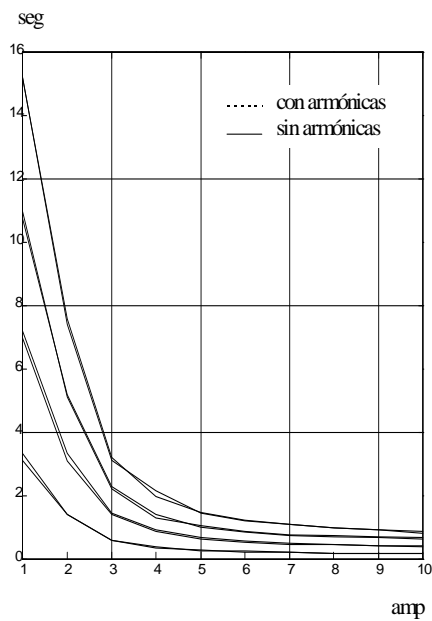
Figura 111. Límites de tolerancia de voltaje y corrientes armónicas en el capacitor.



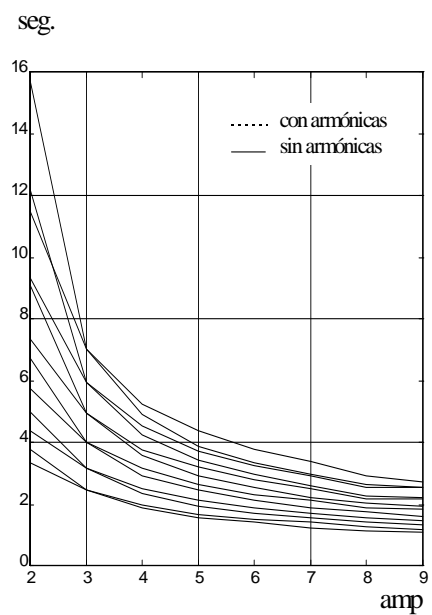
Fuente: IEEE Std-18-1980

APÉNDICE 2. CURVAS DE RELES ANTE LA PRESENCIA DE ARMÓNICOS

Figura 112. Curvas de tiempo inverso de un relé 51 de inducción en la presencia de armónicos



a) Relé Westinghouse



b) Relé General Electric 121AC51B806A

Fuente: Dr. Manuel Madrigal, **Análisis armónico en sistemas eléctricos.**

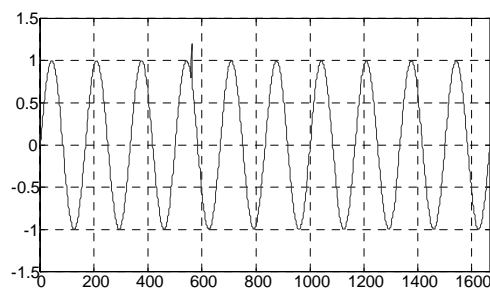
APÉNDICE 3. TERMINOLOGÍA PARA LA DESCRIPCIÓN DE DISTURBIOS

Los términos usados para describir los disturbios frecuentemente tienen diferente significado para diferentes usuarios. A continuación se da una breve descripción de algunos de los disturbios más comunes.

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.

Figura 113. Pico de voltaje

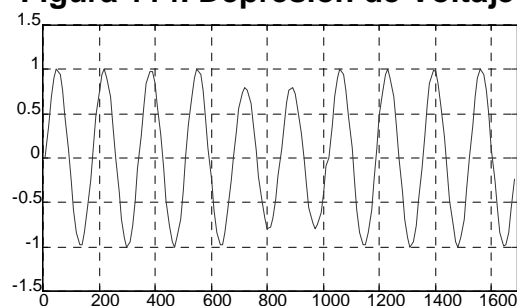


Fuente: Dr. Manuel Madrigal, **Análisis armónico en sistemas eléctricos**.

Depresión de voltaje (sags)

Es un decremento momentáneo (varios ciclos de duración) en el nivel de voltaje. Es debido a la conexión de grandes cargas, descargas atmosféricas y fallas en la red eléctrica.

Figura 114. Depresión de Voltaje

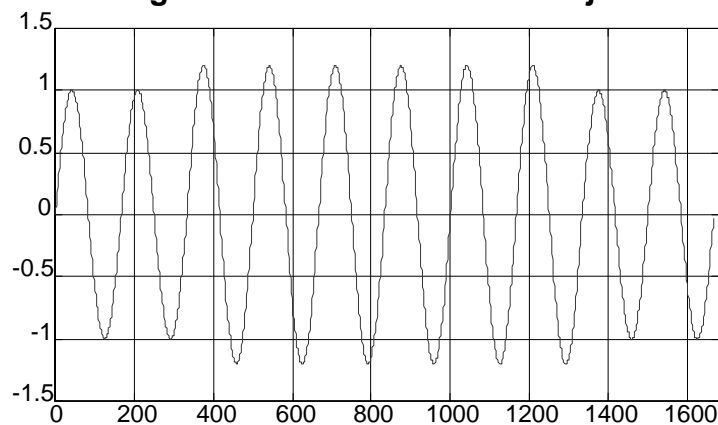


Fuente: Dr. Manuel Madrigal, **Análisis armónico en sistemas eléctricos**

Dilatación de voltaje (swell)

Es un incremento del voltaje de varios ciclos de duración. Es ocasionado por la desconexión de cargas grandes y no llega a ser un sobrevoltaje.

Figura 115. Dilatación de Voltaje.

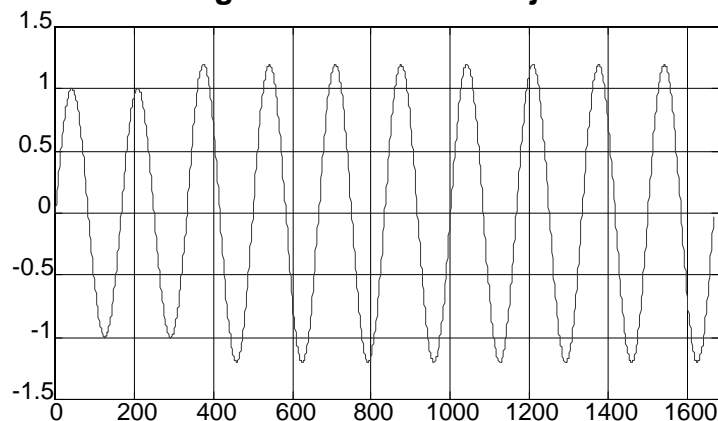


Fuente: Dr. Manuel Madrigal, **Análisis armónico en sistemas eléctricos.**

Sobrevoltaje

Es una condición de voltaje elevado (arriba del valor nominal) que a diferencia del swell de voltaje, dura mucho más tiempo. Es causado por una pobre regulación de voltaje.

Figura 116. Sobrevoltaje.

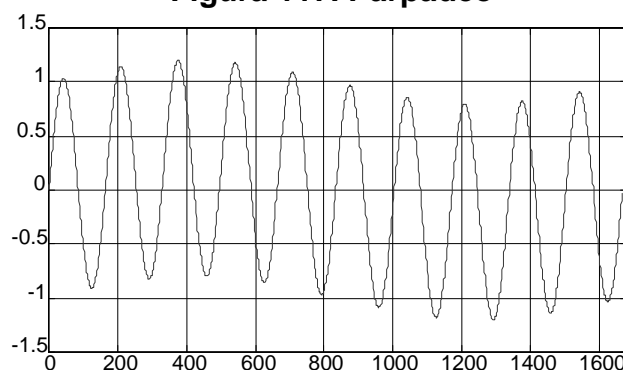


Fuente: Dr. Manuel Madrigal, **Análisis armónico en sistemas eléctricos.**

Parpadeo (flickers)

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 lámparas y ruido acelerado y desacelerado de motores.

Figura 117. Parpadeo

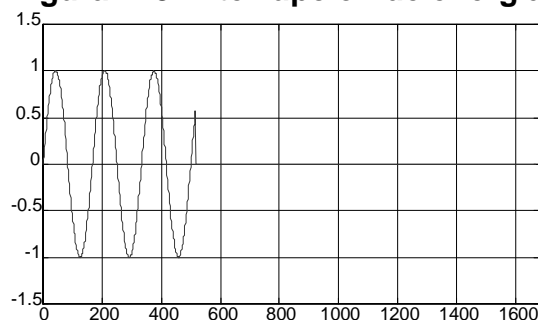


Fuente: Dr. Manuel Madrigal, **Análisis armónico en sistemas eléctricos.**

Interrupciones de energía

Es la pérdida total de potencia. Por lo general se considera interrupción cuando el voltaje ha decrecido a un 15 % del 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.

Figura 118. Interrupción de energía.

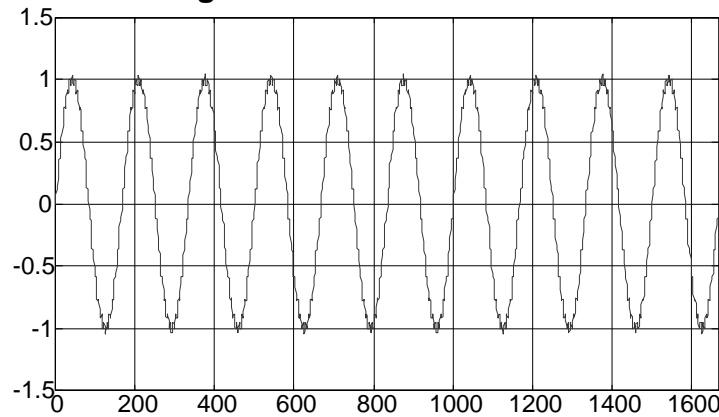


Fuente: Dr. Manuel Madrigal, **Análisis armónico en sistemas eléctricos.**

Ruido eléctrico

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

Figura 119. Ruido eléctrico.

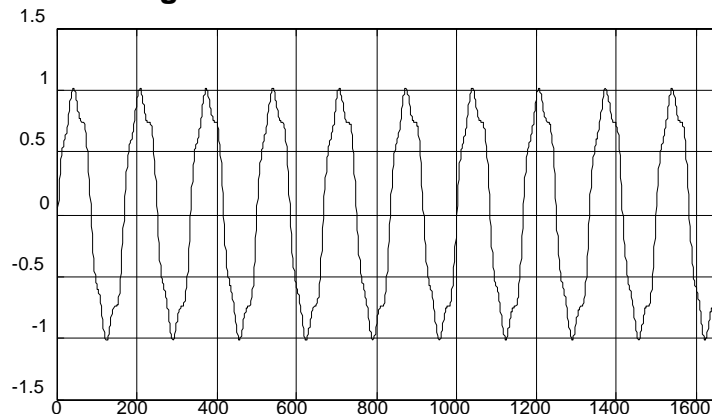


Fuente: Dr. Manuel Madrigal, **Análisis armónico en sistemas eléctricos.**

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.

Figura 120. Distorsión armónica



Fuente: Dr. Manuel Madrigal, **Análisis armónico en sistemas eléctricos.**

ANEXOS

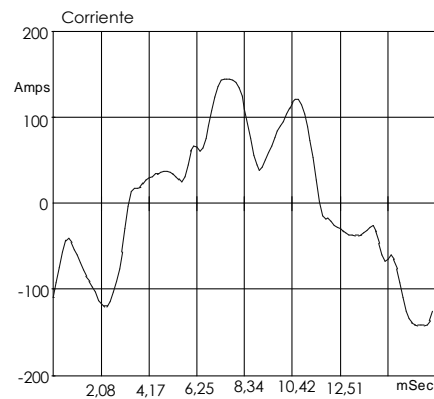
HORNOS DE INDUCCIÓN

Horno de inducción 1

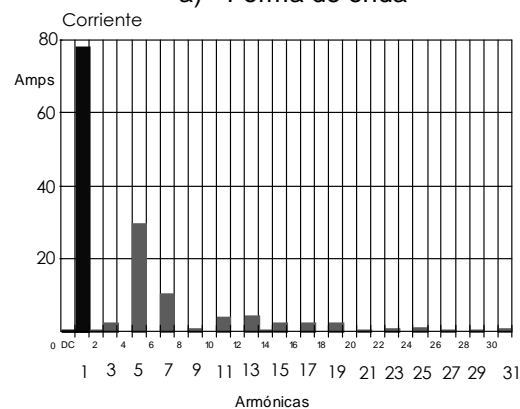
Tabla Características del horno de inducción, se midió en un cable de cuatro que tiene por fase

			Voltaje	Corriente
Frecuencia	59,98	RMS	481,2	84,62
Potencia		Pico	647,2	146,38
KW	1,2	DC Offset	-0,2	-0,24
KVA	40,7	Cresta	1,34	1,73
KVAR	37,5	THD Rms	8,88	38,15
KW pico	-67,9	THD Fund	8,92	41,27
Fase	87° lag	HRMS	42,7	32,28
PF total	0,03	KFactor		6,21
DPF	0,05			

Figura 122. Corriente en un horno de inducción 1



a) Forma de onda



b) Contenido armónico

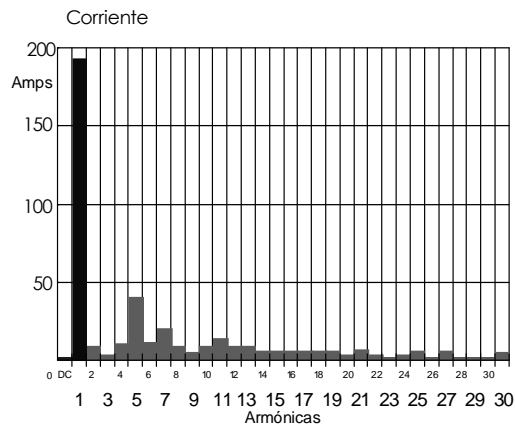
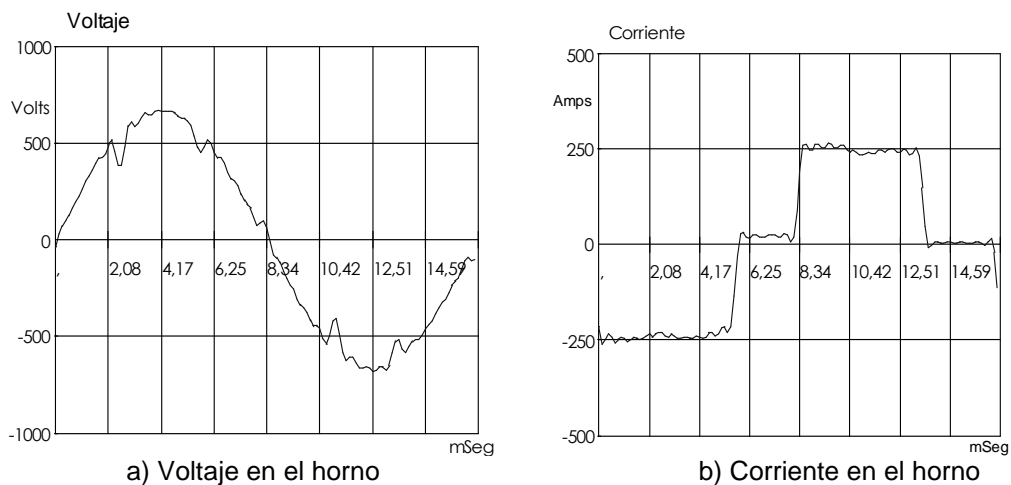
Fuente: Dr. Manuel Madrigal, **Análisis armónico en sistemas eléctricos.**

Horno de inducción 2

Tabla Características del horno de inducción, se midió en un solo conductor de cuatro que tienen por fase

			Voltaje	Corriente
Frecuencia	59,98	RMS	468,3	201,0
Potencia		Pico	693,6	268,3
KW	-74,1	DC Offset	0,3	-1,7
KVA	94,1	Cresta	1,48	1,33
KVAR	49,9	THD Rms	8,01	28,21
KW Pico	-177,2	THD Fund	8,03	29,40
Fase	146° lag	HRMS	37,5	56,6
PF total	-0,79	KFactor		7,91
DPF	-0,83			

Figura 123. Horno de inducción 2



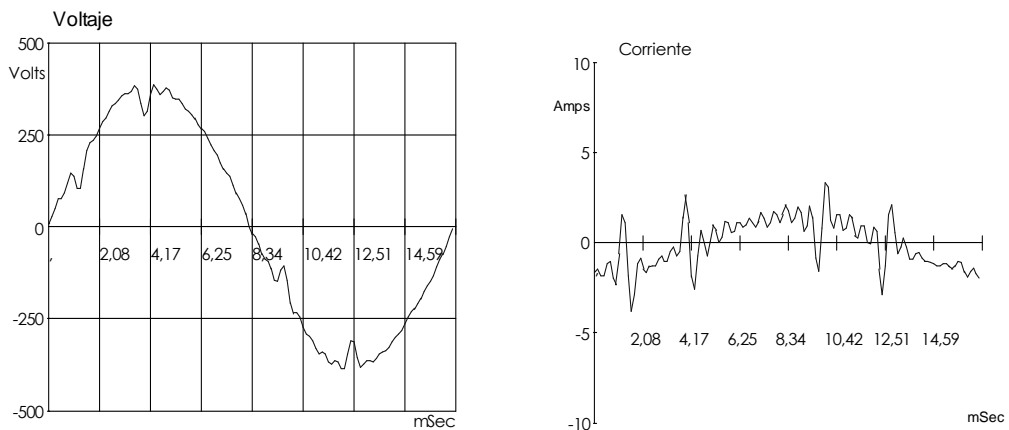
Fuente: Dr. Manuel Madrigal, **Análisis armónico en sistemas eléctricos.**

Horno de inducción 3

Tabla Características del horno de inducción

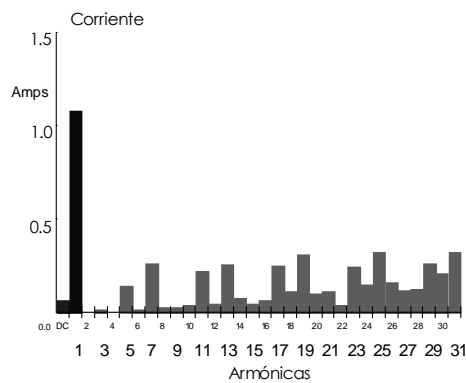
			Voltaje	Corriente
Frecuencia	59,98	RMS	271,1	1,53
Potencia		Pico	397,1	3,67
KW	-0,03	DC Offset	-0,2	-0,06
KVA	0,41	Cresta	1,46	2,41
KVAR	0,29	THD Rms	7,33	65,03
KW Pico	-1,04	THD Fund	7,35	85,61
Fase	94° lag	HRMS	19,9	0,92
PF total	-0,08	KFactor		**OL**
DPF	-0,07			

Figura 124. Horno de inducción 3



a) Voltaje en terminales

b) Corriente de línea



c) Contenido armónico de la corriente

Fuente: Dr. Manuel Madrigal, **Análisis armónico en sistemas eléctricos.**

LÁMPARAS FLUORESCENTES

Tabla Factor de potencia y THD_I para lámparas comerciales

Lámpara	Factor de potencia	THD _I (%)	Precio (£)
Phillips 23W (electronic choke)	0.6	113.6	12.99
Phillips 23W (reactor-type choke)	0.6	12.7	5.99
B&Q 9W (electronic choke)	0.5	141.5	4.99
Ring 9W (electronic choke)	0.5	153	9.99
Omega 60W (Tungsten)	1.0	2.5	0.13

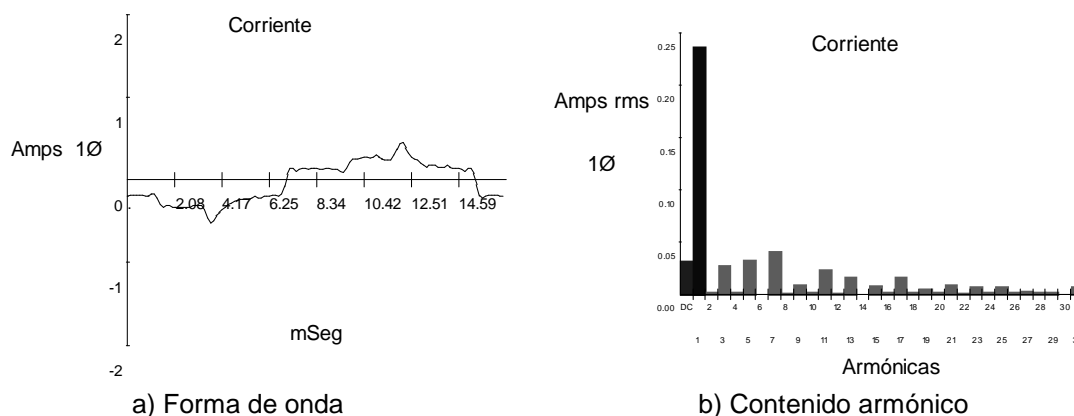
A continuación se presentan algunas características de lámparas muy utilizadas en el ahorro de energía.

Lámpara Lights of America

Tabla Datos de lámpara ahorradora Lights of America, 27 watts f.p. 0.95, THD 23

			Voltaje	Corriente
Frecuencia	59.96	RMS	134.32	0.25
Watts (P)	28.10	Pico/Rms	1.4	1.98
VA (S)	33.15	THD Fund	0.74	29.74
VAr (Q)	13.01	Factor K		8.98
VAd (D)	11.83			
Total FP	0.85			
D FP	0.90			

Figura 125. Corriente armónica de lámpara Lights of América



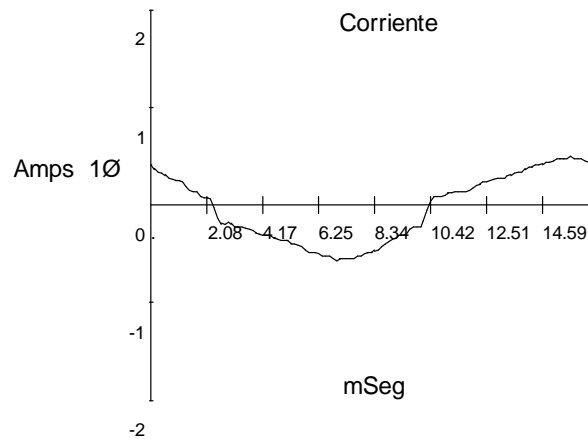
Fuente: Dr. Manuel Madrigal, **Análisis armónico en sistemas eléctricos.**

Lámpara Philips

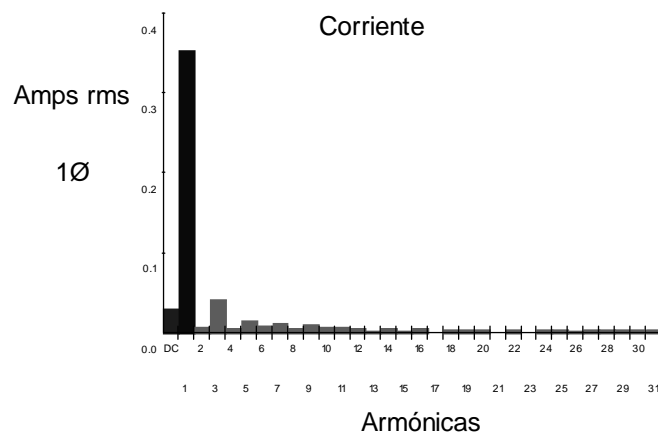
Tabla Datos de lámpara ahorradora Philips, 13 watts, 300 mAmps

			Voltaje	Corriente
Frecuencia	59.96	RMS	134.55	0.36
Watts (P)	28.10	Pico/Rms	1.4	1.50
VA (S)	48.15	THD Fund	0.73	14.67
VAr (Q)	37.01	Factor K		2.20
VAd (D)	12.61			
FP	0.59			
Fdesp	0.61			

Figura 126. Corriente armónica de lámpara Philips de 13 watts



a) Forma de onda



b) Contenido armónico

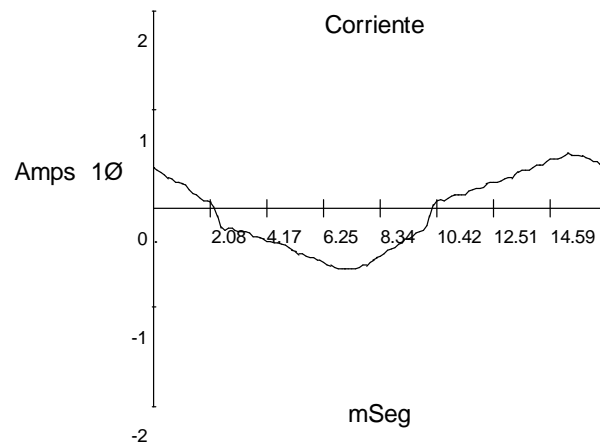
Fuente: Dr. Manuel Madrigal, **Análisis armónico en sistemas eléctricos.**

Lámpara Solar

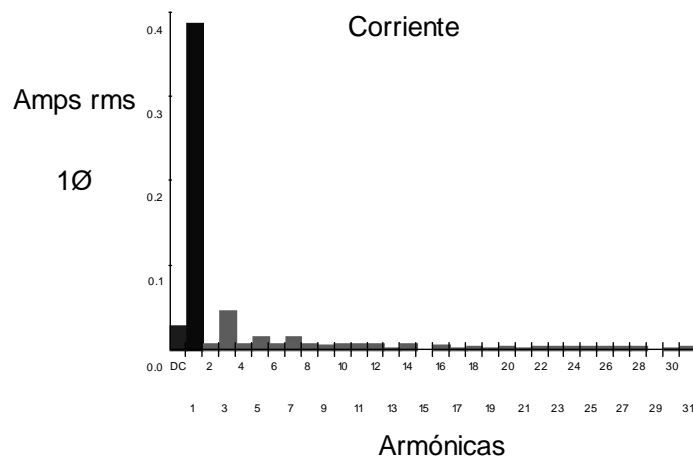
Tabla Datos de lámpara ahorradora Solar, 22 watts

			Voltaje	Corriente
Frecuencia	59.96	RMS	133.39	0.39
Watts (P)	32.10	Pico/Rms	1.4	1.54
VA (S)	52.15	THD Fund	0.63	14.70
VAr (Q)	40.01	Factor K		1.99
VAd (D)	9.40			
FP	0.62			
Fdesp	0.62			

Figura 127. Corriente armónica de lámpara Solar



a) Forma de onda



b) Contenido armónico

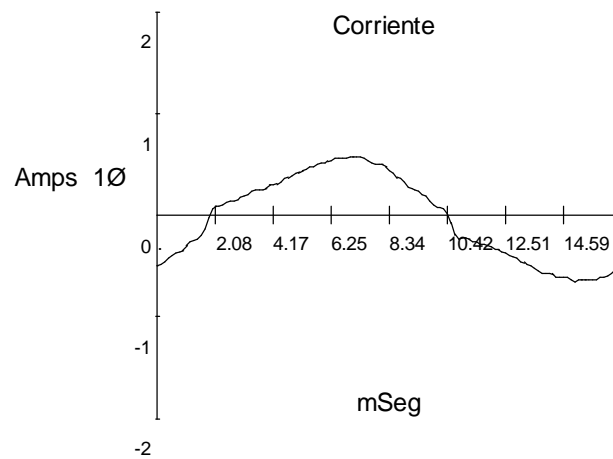
Fuente: Dr. Manuel Madrigal, **Análisis armónico en sistemas eléctricos.**

Lámpara Daylight

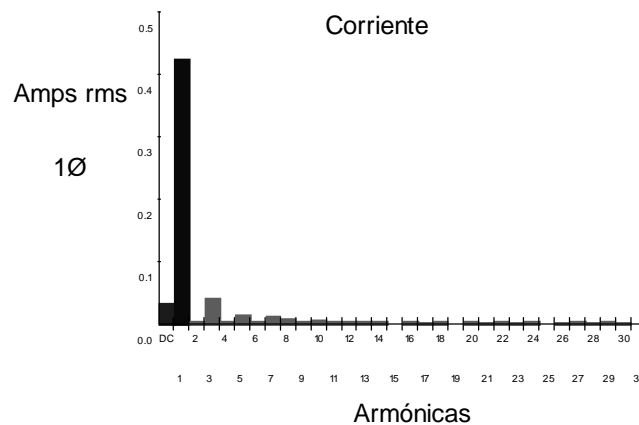
Tabla Datos de lámpara con balastro Daylight, 22 watts

			Voltaje	Corriente
Frecuencia	59.96	RMS	133.23	0.43
Watts (P)	37.57	Pico/Rms	1.39	1.47
VA (S)	57.90	THD Fund	1.44	12.23
VAr (Q)	42.70	Factor K		1.78
VAd (D)	10.84			
FP	0.66			
Fdesp	0.65			

Figura 128. Corriente armónica de lámpara con balastro



a) Forma de onda



b) Contenido armónico

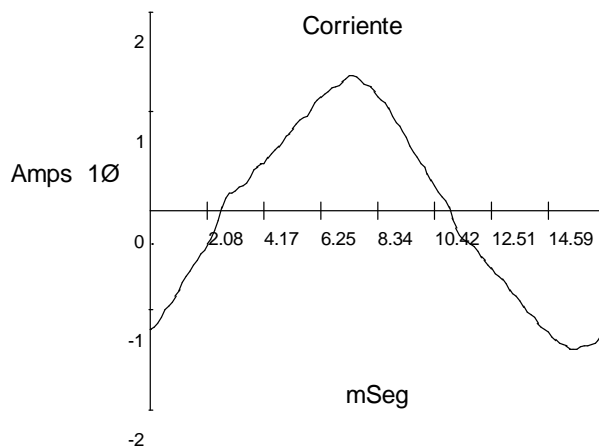
Fuente: Dr. Manuel Madrigal, **Análisis armónico en sistemas eléctricos.**

Lámpara Philips

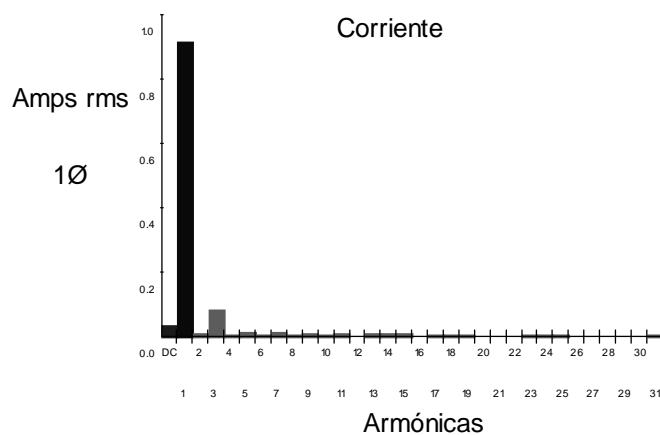
Tabla Datos de lámpara Philips con balastro, 32 watts

			Voltaje	Corriente
Frecuencia	59.96	RMS	131.92	0.92
Watts (P)	57.57	Pico/Rms	1.39	1.54
VA (S)	121.90	THD Fund	1.62	9.45
VAr (Q)	106.70	Factor K		1.20
VAd (D)	12.66			
FP	0.48			
Fdesp	0.47			

Figura 129. Corriente armónica de lámpara Philips de 32 watts



a) Forma de onda



b) Contenido armónico

Fuente: Dr. Manuel Madrigal, **Análisis armónico en sistemas eléctricos.**

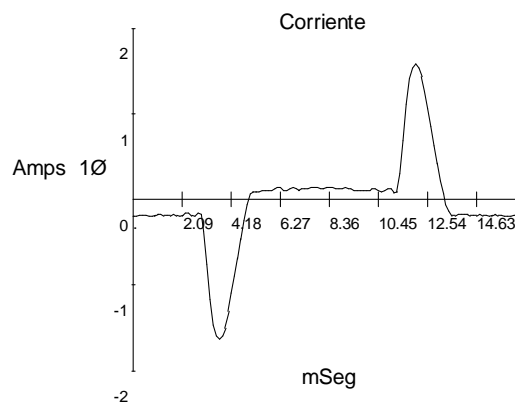
EQUIPO DE CÓMPUTO

CPU Packard Bell

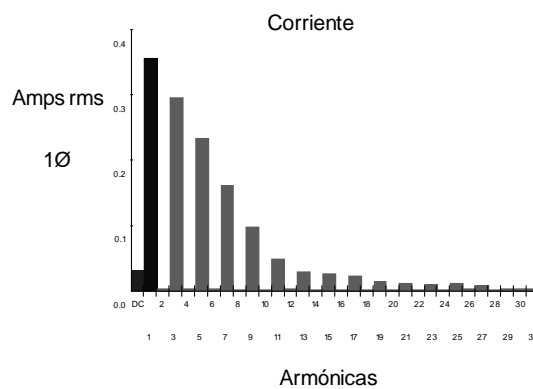
Tabla CPU Packard Bell 100-125 Volts 3 amperes

			Voltaje	Corriente
Frecuencia	59.8	RMS	132.60	0.56
Watts (P)	40.00	Pico/Rms	1.39	2.91
VA (S)	74.00	THD Fund	1.59	120.29
VAr (R)	23.00	Factor K		17.56
VAd (D)	57.85			
FP	0.54			
Fdsp	0.86			

Figura 130. Corriente armónica del CPU Packard Bell



a) Forma de onda



b) Contenido armónico

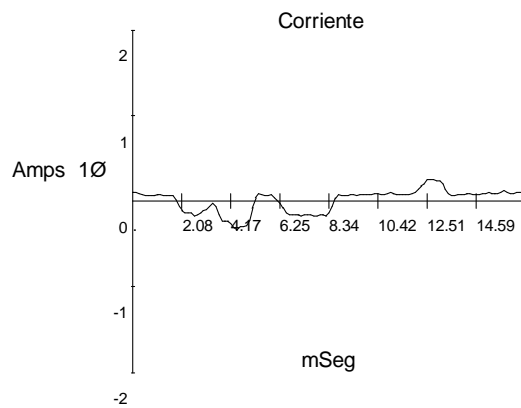
Fuente: Dr. Manuel Madrigal, **Análisis armónico en sistemas eléctricos.**

Monitor Láser

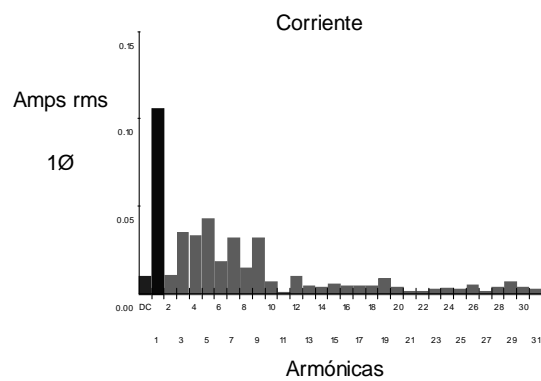
Tabla Datos del Monitor Láser 120 Volts 0.9 amp

			Voltaje	Corriente
Frecuencia	59.96	RMS	134.98	0.14
Watts (P)	13.00	Pico/Rms	1.4	2.11
VA (S)	18.00	THD Fund	0.76	80.82
VAr (Q)	4.00	Factor K		22.94
VAd (D)	11.78			
FP	0.71			
Fdesp	0.95			

Figura 131. Corriente armónica del Monitor Laser



a) Forma de onda



b) Contenido armónico

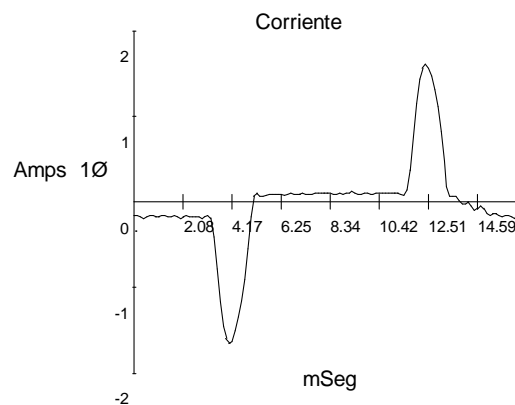
Fuente: Dr. Manuel Madrigal, **Análisis armónico en sistemas eléctricos.**

Impresora Epson L-1000

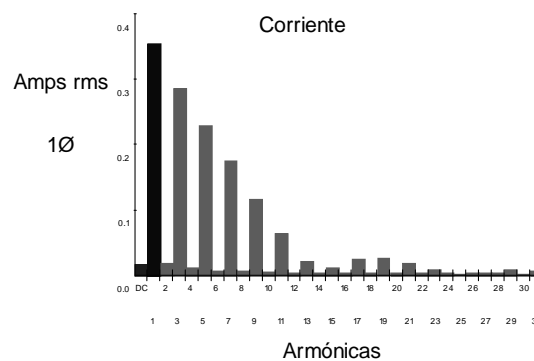
Tabla Datos de una Impresora matriz de puntos Epson L 1000 120 Volts 1.8 amp.

			Voltaje	Corriente
Frecuencia	59.96	RMS	134.79	0.56
Watts (P)	44.00	Pico/Rms	1.39	2.98
VA (S)	75.00	THD Rms	0.92	77.15
VAr (Q)	15.00	THD Fund	0.92	121.25
VAd (D)	58.85	Factor K		19.74
FP	0.60			
Fdesp	0.95			

Figura 132. Corriente armónica de la impresora Epson L-1000



a) Forma de onda



b) Contenido armónico

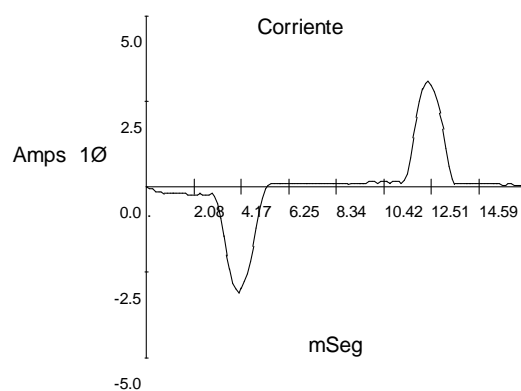
Fuente: Dr. Manuel Madrigal, **Análisis armónico en sistemas eléctricos.**

Monitor, CPU e impresora

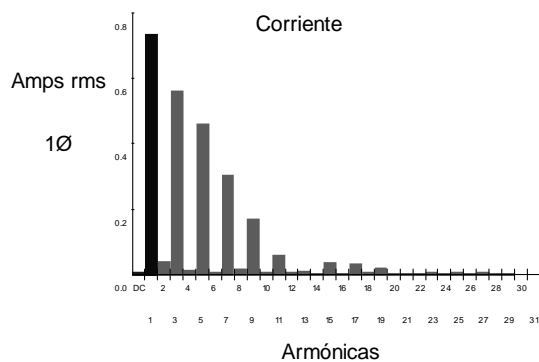
Tabla Datos del equipo de computo: Monitor, CPU e impresora

			Voltaje	Corriente
Frecuencia	59.96	RMS	132.66	1.09
KW (P)	-0.10	Pico/Rms	1.39	2.88
KVA (S)	0.15	THD Fund	1.04	110.48
KVAr (Q)	0.01	Factor K		14.18
KVAd (D)	0.111			
FP	0.66			
Fdesp	0.99			

Figura 133. Corriente armónica de un equipo de computo



a) Forma de onda



b) Contenido armónico

Fuente: Dr. Manuel Madrigal, **Análisis armónico en sistemas eléctricos.**

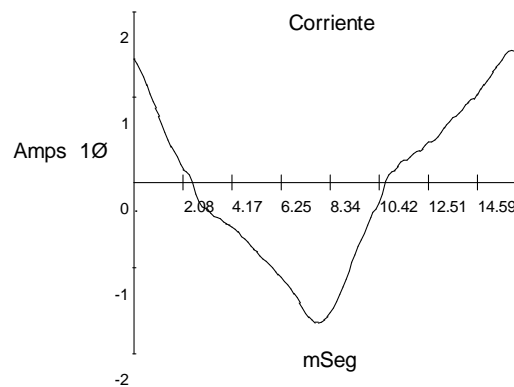
EQUIPO DOMÉSTICO

Campana extractora

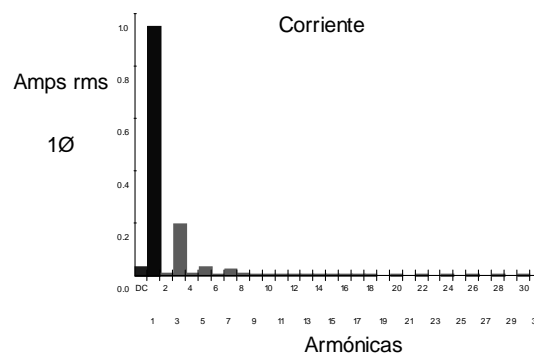
Tabla Datos de Campana Extractora de Aire Sanaire

			Voltaje	Corriente
Frecuencia	59.96	RMS	132.52	0.97
Watts (P)	57.57	Pico/Rms	1.39	1.67
VA (S)	128.90	THD Fund	1.44	21.36
VAr (Q)	112.70	Factor K		1.50
VAd (D)	24.48			
FP	0.44			
Fdesp	0.45			

Figura 134. Corriente armónica de campana extractora



a) Forma de onda



b) Contenido armónico

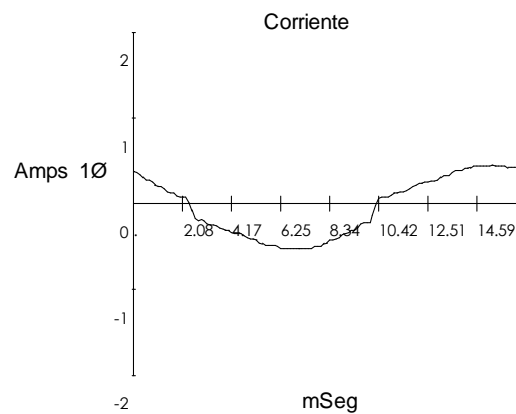
Fuente: Dr. Manuel Madrigal, **Análisis armónico en sistemas eléctricos.**

Refrigerador

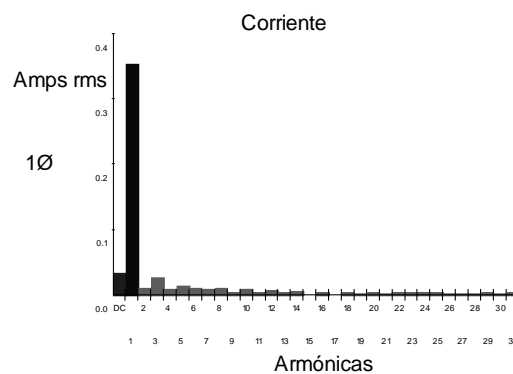
Tabla Datos de un refrigerador General Electric

			Voltaje	Corriente
Frecuencia	59.96	RMS	126.71	0.36
Watts (P)	-28.00	Pico	175.98	0.50
VA (S)	45.00	DC Offset	-0.09	-0.03
Vars (Q)	34.00	Pico/Rms	1.39	1.39
Vars (D)	9.21	THD Rms	1.38	11.67
Pico P(t)	-77.00	THD Fund	1.38	11.75
Fase	129° (+)	HRMS	1.75	0.04
Total FP	-0.63	Factor K		2.07
D FP	-0.62			

Figura 135. Corriente armónica de refrigerador



a) Corriente



b) Contenido armónico

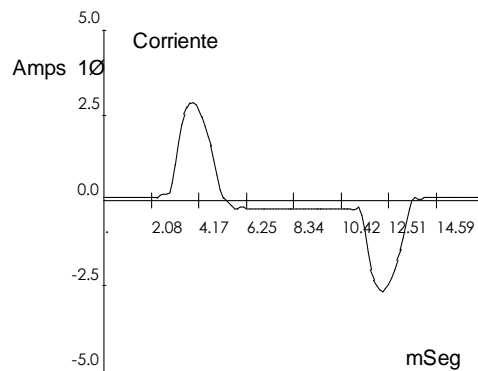
Fuente: Dr. Manuel Madrigal, **Análisis armónico en sistemas eléctricos.**

Televisor Sony

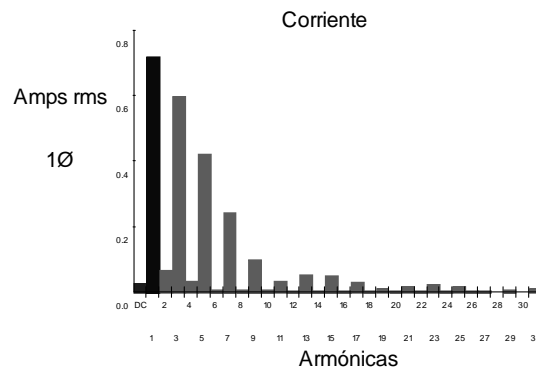
Tabla Datos del Televisor a color Sony, 20" 120 volts, 120 watts max, 78 watts prom.

			Voltaje	Corriente
Frecuencia	59.96	RMS	131.08	1.07
KW (P)	0.09	Pico	181.01	2.83
KVA (S)	0.14	DC Offset	0.03	-0.03
KVAR(Q)	0.02	Pico/Rms	1.38	2.65
KVAR(D)	0.105	THD Rms	1.69	73.82
Pico (t)	0.53	THD Fund	1.69	109.44
Fase	15° (+)	HRMS	2.21	0.79
Total FP	0.64	Factor K		12.42
D FP	0.97			

Figura 136. Corriente de televisor Sony



a) Forma de onda



b) Contenido armónico

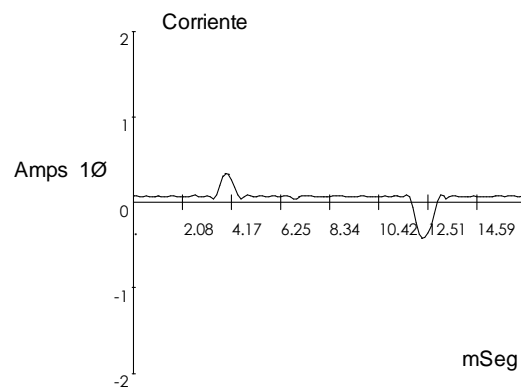
Fuente: Dr. Manuel Madrigal, **Análisis armónico en sistemas eléctricos.**

Videocasetera Panasonic

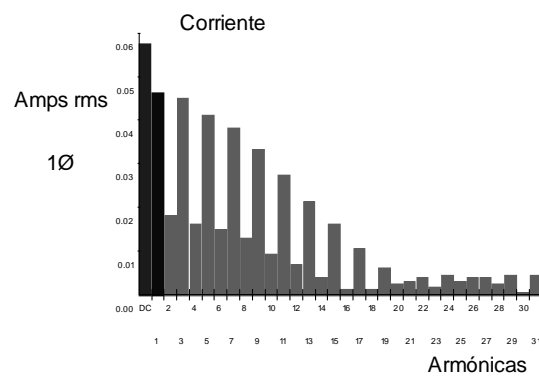
Tabla Datos de la Videocasetera Panasonic, 120 volts, 19 watts

			Voltaje	Corriente
Frecuencia	59.96	RMS	132.28	0.12
Watts (P)	6.09	Pico	184.11	0.39
VA (S)	16.14	DC Offset	0.12	0.06
Vars (Q)	0.02	Pico/Rms	1.39	3.23
Vars (D)	14.94	THD Rms	1.46	90.00
Pico P(t)	78.53	THD Fund	1.46	206.50
Fase	5° (+)	HRMS	1.93	0.10
Total FP	0.38	Factor K		**OL**
D FP	1.00			

Figura 137. Corriente de Videocasetera Panasonic, 120 volts, 19 watts



a) Forma de onda



b) Contenido armónico

c)

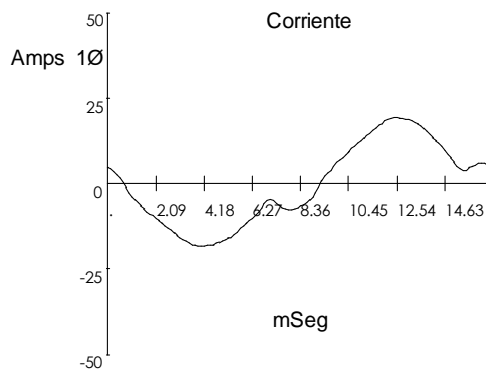
Fuente: Dr. Manuel Madrigal, **Análisis armónico en sistemas eléctricos.**

Horno de microondas

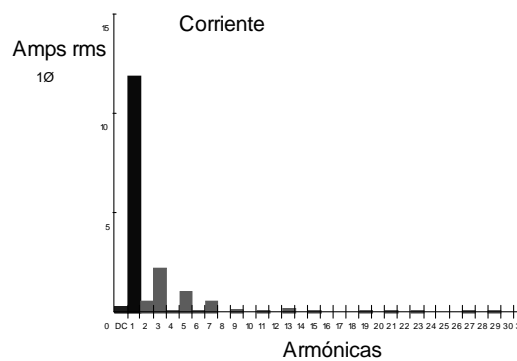
Tabla Datos de un Horno de Microondas Panasonic, 12 amp, 1380 watts, 800 watts

			Voltaje	Corriente
Frecuencia	59.81	RMS	122.10	12.19
KW (P)	-1.44	Pico	166.49	19.40
KVA (S)	1.49	DC Offset	-0.12	-0.32
KVAR(Q)	0.18	Pico/rms	1.36	1.59
KVAR(D)	0.33	THD Rms	3.44	21.20
Pico P(t)	-3.28	THD Fund	3.44	21.69
Fase	173° (+)	HRMS	4.20	2.58
Total FP	-0.96	Factor K		1.70
D FP	-0.99			

Figura 138. Corriente armónica de un horno de microondas



a) Forma de onda



b) Contenido armónico

Fuente: Dr. Manuel Madrigal, Análisis armónico en sistemas eléctricos.